



## ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación :

INGENIERO INDUSTRIAL

Título del proyecto:

“ENTORNO EDUCATIVO PARA EL APRENDIZAJE  
DE FUNDAMENTOS DE ELECTRÓNICA  
ANALÓGICA, DIGITAL Y DE POTENCIA”

Guillermo Áriz Muñoz

*Tutores:*

Eugenio Gubía Villabona

Francisco J. Arregui San Martín

Pamplona, 30 de Enero de 2012



En primer lugar quisiera agradecer a Eugenio Gubía la oportunidad que me ha brindado para realizar este proyecto y aprender de él, y al Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica el permitirme realizarlo.

A mis padres, porque sin vosotros nada de esto hubiera sido posible, por vuestro apoyo en cualquier situación, por vuestros consejos, por vuestro cariño,..., por TODO. Y por supuesto a mis hermanas, por vuestra confianza.

A mi novia Judith, por tu apoyo diario, pero sobre todo en los malos momentos, por tu comprensión en todos estos años, por tu cariño, por tu dedicación, por tus consejos, por tantas cosas. Gracias por estar conmigo Judith.

A todos mis profesores, desde el colegio hasta la universidad, por todo lo que he aprendido gracias a vosotros.

A todos mis compañeros y amigos de la universidad porque sin todos vosotros, vuestros resúmenes, vuestros consejos, y vuestra ayuda seguro que no estaba escribiendo estas líneas.

A todos mis compañeros del laboratorio, por vuestra ayuda y apoyo durante estos meses.

A todos mis amigos de siempre, Tejero, Edorta, Josema, Goñi, Koxko....y a otros que siempre estáis ahí.

Gracias.



## ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación :

INGENIERO INDUSTRIAL

Título del proyecto:

“ENTORNO EDUCATIVO PARA EL APRENDIZAJE  
DE FUNDAMENTOS DE ELECTRÓNICA  
ANALÓGICA, DIGITAL Y DE POTENCIA”

Guillermo Áriz Muñoz

*Tutores:*

Eugenio Gubía Villabona

Francisco J. Arregui San Martín

Pamplona, 30 de Enero de 2012





## **ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

*“Entorno educativo para el aprendizaje de  
Fundamentos de Electrónica Analógica, Digital y  
de Potencia”*

# **MEMORIA**

Guillermo Áriz Muñoz

Tutores: Eugenio Gubía Villabona

Francisco J. Arregui San Martín

Pamplona, 30 de Enero de 2012

# Índice

<b>Índice</b> .....	<b>6</b>
<b>Introducción al proyecto</b> .....	<b>9</b>
<b>Descripción del entorno de trabajo e Instrumentación</b> .....	<b>11</b>
<b>PRÁCTICA 1: Introducción a los diodos</b> .....	<b>19</b>
1.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....	20
1.2 TIPOS DE DIODOS .....	21
1.2.1 DIODO LED .....	21
1.2.2 DIODO RECTIFICADOR .....	26
1.2.3 DIODO ZENER .....	34
1.2.4 FOTODIODO .....	39
1.3 ANEXOS .....	44
<b>PRÁCTICA 2: Amplificación de tensión con Transistor BJT</b> .....	<b>59</b>
2.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....	60
2.2 EL TRANSISTOR BJT .....	61
2.3 APLICACIONES .....	71
2.3.1 TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR .....	71
2.3.1.1 POLARIZACIÓN DEL TRANSISTOR .....	71
2.3.1.2 AMPLIFICACIÓN .....	77
2.3.2 TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR CONTROLADO .....	79
2.4 EJERCICIOS PRÁCTICOS .....	81
2.5 ANEXOS .....	86
<b>PRÁCTICA 3: Amplificación de tensión con Transistor MOSFET</b> .....	<b>94</b>
3.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....	95
3.2 EL TRANSISTOR MOSFET .....	96
3.2.1 POLARIZACIÓN DEL MOSFET .....	100
3.2.2 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN CON MOSFET .....	102
3.3 EJERCICIOS PRÁCTICOS .....	104
3.4 ANEXOS .....	107

**PRÁCTICA 4: Amplificación de tensión: El Amplificador Operacional .....113**

4.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....114

4.2 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL ..... 115

4.3 EJEMPLOS DE ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON AO .....121

    4.3.1 AMPLIFICADOR INVERSOR ..... 121

    4.3.2 AMPLIFICADOR NO INVERSOR ..... 122

4.4 EJERCICIOS PRÁCTICOS .....125

4.5 ANEXOS .....126

**PRÁCTICA 5: Acondicionamiento de señales: Filtrado .....138**

5.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....139

5.2 ADQUISICIÓN DE DATOS .....141

    5.2.1 ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS .....141

    5.2.2 DESPLAZAMIENTO DE OFFSET ..... 143

    5.2.3 FILTRADO ..... 144

5.3 EJERCICIOS PRÁCTICOS .....154

5.4 ANEXOS .....157

**PRÁCTICA 6: Control por Histéresis .....165**

6.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....166

6.2 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO COMPARADOR .....167

6.3 APLICACIÓN DE LOS CIRCUITOS COMPARADORES AL CONTROL TODO  
 – NADA .....170

6.4 CI COMPARADORES ..... 171

6.5 SOBRETENSIONES AL DESCONECTAR CARGAS INDUCTIVAS .....173

6.6 CIRCUITO DE CONTROL DE ILUMINACIÓN .....174

6.7 EJERCICIOS PRÁCTICOS ..... 176

6.8 ANEXOS .....177

**PRÁCTICA 7: Introducción a la familia lógica CMOS y al Temporizador 555 ...184**

7.1 INTRODUCCIÓN A LA FAMILIA LÓGICA CMOS .....185

    7.1.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....185

7.1.2	PUERTAS LÓGICAS DE LA FAMILIA CMOS .....	186
7.1.2.1	INVERSORES CMOS .....	186
7.2	TEMPORIZADOR 555 .....	188
7.2.1	INTRODUCCIÓN AL TIMER 555 .....	188
7.2.2	FUNCIONAMIENTO DEL 555 .....	188
7.2.3	FUNCIONAMIENTO COMO MONOESTABLE .....	190
7.3	EJERCICIOS PRÁCTICOS .....	192
7.4	ANEXOS .....	196
 <b>PRÁCTICA 8: Fuente de alimentación lineal .....</b>		<b>218</b>
8.1	INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....	219
8.2	CIRCUITO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN .....	220
8.3	ANÁLISIS TEÓRICO .....	220
8.3.1	TRANSFORMADOR DE ENTRADA .....	220
8.3.2	RECTIFICADOR DE DIODOS .....	221
8.3.3	FILTRO .....	224
8.3.4	REGULADOR 7805 .....	226
8.4	EJERCICIO PRÁCTICO .....	228
8.5	ANEXOS .....	229
 <b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>		<b>239</b>

## INTRODUCCIÓN AL PROYECTO

### 1- Contexto y objetivos

Actualmente se están implantando en la UPNA los nuevos estudios de grado de Tecnologías Industriales y de Electromecánica. Ambos grados incluyen una asignatura común de formación básica en Electrónica, denominada “Fundamentos de Electrónica” que se imparte durante el segundo semestre. El objeto de dicha asignatura es proporcionar al alumno un conocimiento básico sobre las tareas que afronta la Electrónica, tanto en los campos de señal como de potencia. La metodología docente propuesta trata conjuntamente la exposición teórica y la realización de prácticas de laboratorio.

El objetivo del presente proyecto es el desarrollo de un cuaderno de prácticas adaptado a la formación que se desea ofrecer en la asignatura “Fundamentos de Electrónica”. Concretamente el proyecto pretende abordar la definición de prácticas de laboratorio que trabajen la capacidad de análisis teórico de circuitos electrónicos y las habilidades necesarias para su montaje y monitorización (manejo de instrumentación de medida, detección de fallos etc. Puesto que se trata del primer contacto del alumno con el campo de la electrónica, las prácticas contemplaran conceptos genéricos relativos a los componentes básicos y los circuitos de aplicación en las disciplinas de Electrónica Analógica, Digital y de Potencia. En sintonía con los objetivos básicos de la parte teórica de la asignatura, los aspectos sobre componentes y electrónica analógica tendrán un peso predominante en la propuesta de prácticas de laboratorio que se presenta en este proyecto.

Cabe destacar, que los alumnos que van a desarrollar estas prácticas, han cursado con anterioridad la asignatura de Teoría de Circuitos, por lo que tendrán, unos conocimientos básicos, sobre electricidad, para poder realizar las prácticas.

### 2- Metodología de trabajo

Las prácticas a elaborar, quedan divididas en tres grupos: Componentes y Electrónica analógica, Electrónica Digital y Electrónica de Potencia. El primer grupo de prácticas es el más extenso y consta de un total de seis prácticas. El segundo grupo está orientado a la Electrónica Digital y consta de una sola práctica y el tercer y último grupo

corresponde a una práctica de Electrónica de Potencia. Cabe destacar que dicha distribución se debe a la impartición durante el siguiente semestre de las asignaturas “Electrónica Digital y Microprocesadores” y “Tecnología Eléctrica”, que refuerzan la parte Digital y de Potencia.

La metodología que se ha llevado a cabo para la elaboración de este proyecto fin de carrera la siguiente:

- a. Reunión con los tutores sobre los objetivos y contexto del proyecto.
- b. Trabajo en cada una de las prácticas, de acuerdo con el siguiente plan de trabajo:
  - 1- Búsqueda bibliográfica, de posibles circuitos, en diferentes fuentes (libros, apuntes, internet).
  - 2- Selección del orden de 8-10 circuitos, y posteriormente, junto con los tutores, selección de los más interesantes por sus características de implementación práctica y adecuación docente.
  - 3- Realización del montaje de prototipos para verificar el comportamiento y las virtudes y defectos para el montaje en prácticas.
  - 4- Fijar los objetivos exactos del aprendizaje.
  - 5- Determinación de los ensayos que hará el alumno.
  - 6- Realización del guión de la práctica y del material didáctico de apoyo al alumno y al tutor.

### **3- Estructura de cada práctica**

Cada una de las prácticas que se van a realizar, está propuesta para que se complete en un máximo de dos horas. Por ello, su estructura se ha definido de tal forma que fuera lo más breve, clara y concisa posible.

Primeramente cada guión práctico, muestra una parte introductoria, dónde se pueden leer los objetivos que el alumno debe alcanzar al finalizar la práctica.

Posteriormente se presenta un desarrollo teórico en el que se definen algunos conceptos básicos y se estudia el procedimiento a seguir para cumplir con los objetivos anteriormente mencionados. También, en esta parte se debate sobre posibles aplicaciones prácticas existentes vinculadas a los circuitos estudiados en la práctica.

Finalmente, se muestran los ejercicios a realizar por el alumno. Son ejercicios, la mayoría de ellos, de carácter teórico-práctico. Ya que no sólo es importante saber

montar un circuito sino que además es importante y obligatorio saber analizar su funcionamiento.

## DESCRIPCIÓN DEL ENTORNO DE TRABAJO E INSTRUMENTACIÓN

### 1- Organización de los puestos de trabajo

Las prácticas de “Fundamentos de Electrónica” tienen lugar en el laboratorio de Electrónica Básica, situado en el departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

La parte del laboratorio dedicada a la elaboración y desarrollo de las prácticas está ocupada por diez mesas, cada una de ellas dividida por dos puestos de trabajo cómo muestra la fotografía inferior. Cada puesto de trabajo, estará ocupado por una o dos personas como máximo en función del número de alumnos que haya.



Vista general del laboratorio de electrónica básica. Al frente se observan dos puestos de trabajo.



## 2- Instrumentación

Cada uno de los puestos de trabajo anteriormente mencionados presentan los siguientes componentes eléctricos y electrónicos:

- **Fuente de tensión continua PROMAX FAC-662B:**

- Son dos fuentes idénticas con salidas independientes  $S_1$  y  $S_2$  de tensión de salida entre 0 y 30V y con una corriente máxima de 1A.
- Presenta diferentes modos de funcionamiento con posibilidad de interconexión:

Independientes / Simétrico / Serie / Paralelo

A continuación se muestran los indicadores y mandos que presenta la fuente de alimentación de continua:



- |  |  |
|--|--|
| 1. Voltímetro                                  | 11. Borne – en la salida de 5V         |
| 2. Selector de modo de funcionamiento          | 12. Borne + de S2                      |
| 3. Selector de Voltímetro (S1 y S2)            | 13. Borne de Tierra de S2              |
| 4. Ajuste grueso de la tensión S1              | 14. Borne – de S2                      |
| 5. Ajuste de la limitación de intensidad en S1 | 15. Ajuste grueso de tensión S2        |
| 6. Ajuste fino de la tensión S1                | 16. Ajuste limitación intensidad en S2 |
| 7. Borne + de S1                               | 17. Ajuste fino de la tensión S2       |
| 8. Borne de tierra de S1                       | 18. Interruptor de encendido           |
| 9. Borne – de S1                               | 19. Selector de Amperímetro (S1-S2)    |
| 10. Borne + en la salida de 5V                 | 20. Amperímetro                        |



- **Osciloscopio DSO3062A**



Es un instrumento de medición electrónico para la representación gráfica de señales eléctricas que pueden variar en el tiempo. Puede medir hasta dos tensiones simultáneamente. Debido a que es un Osciloscopio Digital, permite congelar en pantalla la medida realizada en un momento dado. Es un instrumento que ofrece una gran variedad de funciones para la visualización de las tensiones presentes en un circuito. Aunque el alumno ya habrá utilizado las funciones básicas de este elemento en la asignatura de “Circuitos eléctricos” se recomienda la lectura del manual de usuario para su comprensión y mejor aprovechamiento del mismo.

- **Generador de funciones HAMEG HM8130**



El generador de funciones, permite disponer de señales que posteriormente podremos introducir al circuito que estemos diseñando. Puede generar señales triangulares, senoidales, cuadradas y pulsantes. Puede controlarse tanto la frecuencia como la amplitud de la tensión de salida. Se trata de una fuente de señal, por lo que la corriente que ofrece a su salida es muy pequeña. Se recomienda que la impedancia de entrada de los circuitos alimentados con esta fuente de señal sea superior a  $1k\Omega$ .

- **Multímetro PROMAX PD-163**



El multímetro, nos permite medir muchas variables. Tanto tensiones, continuas y alternas, como corrientes, valores de resistencias, frecuencias, tensión umbral en diodos, etc. Para ello no hay más que conectar adecuadamente los terminales de medida y girar la ruleta central del polímetro a la posición deseada.

El borne negro del polímetro, es la TIERRA del aparato, mientras que los otros 3 bornes rojos son los que en función de la variable que se quiere medir se utilizan o no.



**CASO 1: TENSIONES- RESISTENCIAS-DIODOS**  
 El cable negro del polímetro siempre a COM, mientras que el cable rojo irá conectado Hz VΩ. Y la ruleta anteriormente vista en el símbolo de tensión dependiendo de si es continua o alterna, o en el de resistencia o en el diodo.

**CASO 2: CORRIENTES Y CAPACIDADES**  
 El cable negro SIEMPRE en COM y el rojo se conecta a mA μA. La ruleta central, se colocará en el símbolo del condensador cuando queramos medir capacidades o en el de corriente para medir corrientes.

**!!!NO CONECTAR NUNCA EN LOS BORNES DE CORRIENTE PARA MEDIR TENSIONES. SE AVERÍA EL POLÍMETRO (ROTURA DEL FUSIBLE)!!!**

Por ejemplo, si queremos medir una resistencia, lo que se debe hacer es lo siguiente:

- 1- Colocar la ruleta en el símbolo Ω como indica la figura.



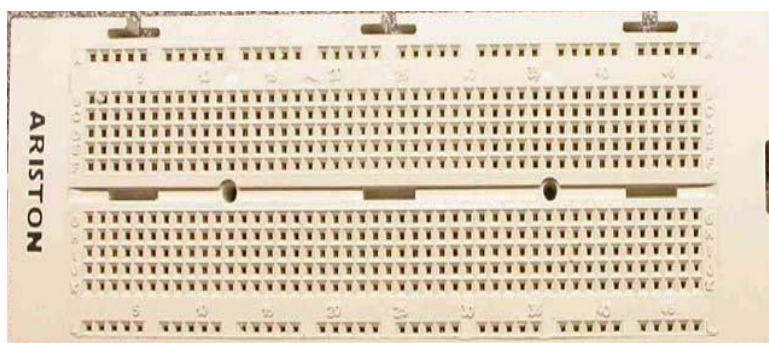
- 2- Conectar una de las patas de la resistencias en borne rojo (Hz VΩ) y la otra en el borne negro (COM). La figura muestra una conexión directa pero en la mayor parte de los casos utilizaremos los cables de conexión adaptados al polímetro, que forman parte de la instrumentación de todos los puestos de trabajo.



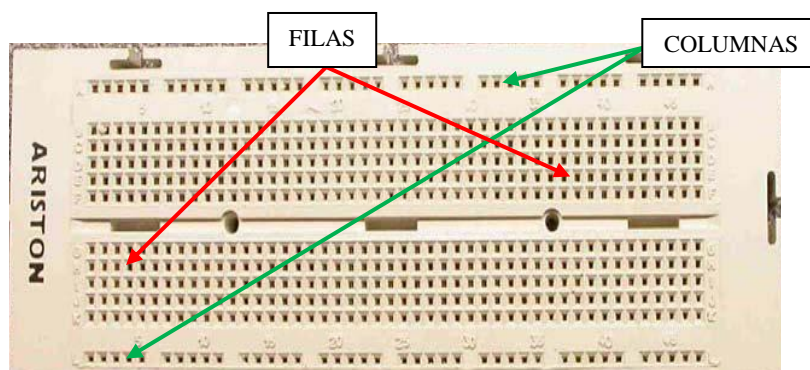
- **Placa Ariston-Board MB-31**

Se trata de una placa útil para la prueba de circuitos sencillos, ya que resulta fácil configurar diferentes conexiones entre componentes. Un circuito comercial requiere la utilización de una placa de circuito impreso.

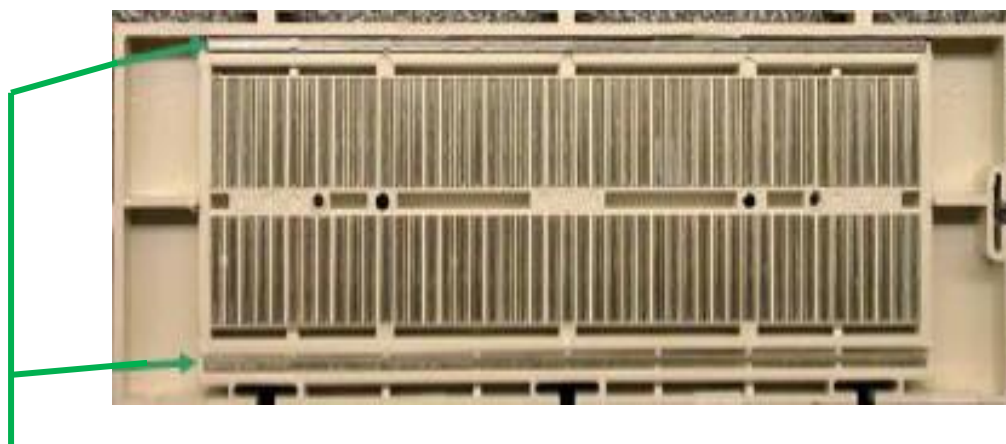
Seguidamente se muestran las posibilidades de conexión que ofrecen estas placas.



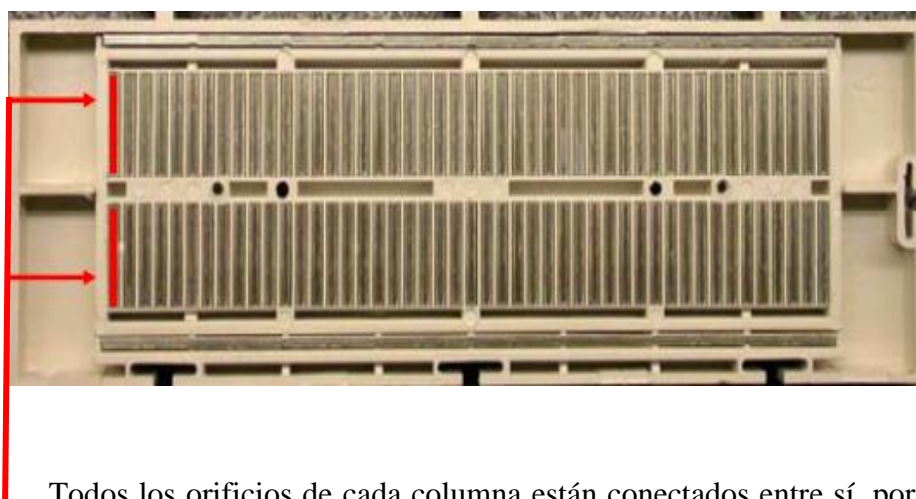
Cada placa está formada por 47 columnas (números) y por 12 filas (letras).



Si desmontamos la parte posterior, aparecerán las láminas de conexión.



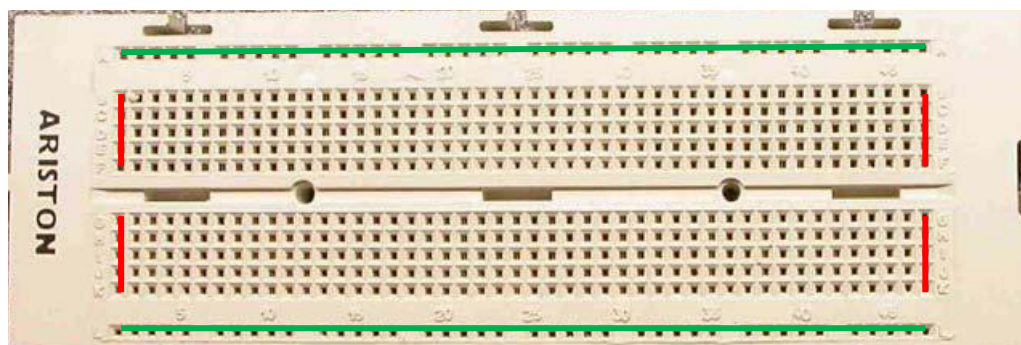
Todos los orificios de las filas A y L, están conectados entre sí.



Todos los orificios de cada columna están conectados entre sí, por dos bloques de 5 separados físicamente (B a F) y (G a K).

Las columnas de un mismo bloque, no están conectadas entre sí.

Si se observan las conexiones desde la parte superior, se tiene la siguiente figura.





Las placas Ariston se completan con una serie de bornes que facilitan la conexión a otros instrumentos del puesto de trabajo (fuentes de alimentación, generador de señales etc.).

Aunque no existe ninguna diferencia, desde el punto de vista eléctrico, entre cada uno de los bornes, para facilitar la revisión del circuito se recomienda utilizar el borne de color negro para la tierra, mientras que los otros tres bornes rojos son los utilizados para la alimentación del circuito y para el resto de entradas o salidas del mismo.



Cabe destacar, que a parte del material descrito, en el laboratorio se puede encontrar una amplia variedad de componentes eléctricos y electrónicos que son necesarios para la elaboración de los circuitos (resistencias, diodos, cables de conexión, etc.).



Una vez vistos los objetivos del Proyecto Fin de Carrera, el entorno de trabajo, la instrumentación y la metodología que se seguirá en la elaboración de las prácticas, se comienza con el desarrollo individual de cada uno de los guiones que conforman el presente proyecto.

# PRÁCTICA 1

## Introducción a los diodos

## 1- INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Se considera que la electrónica comenzó con el diodo de vacío inventado por John Ambrose Fleming en 1904. Sin embargo, el diodo de vacío fue desbancado rápidamente por el diodo semiconductor que se empezó a utilizar en el receptor de radio a galena.

Hoy en día, el principio de funcionamiento del diodo semiconductor, en adelante se referirá simplemente por “diodo”, constituye la base del resto de dispositivos electrónicos.

Presenta una gran variedad de aplicaciones: rectificación, emisión de luz, estabilización, generación de energía fotovoltaica etc. Además, son los dispositivos electrónicos que mayores rangos de corriente y tensión pueden manejar. En el extremo de los dispositivos para aplicaciones de señal existen diodos diseñados para trabajar con corrientes de unos pocos picoamperios y tensiones de unos pocos voltios. En el extremo opuesto, formado por dispositivos para equipos electrónicos de alta potencia, se encuentran diodos capaces de manejar miles de Amperios y miles de Voltios.

A lo largo de esta práctica se presentarán cuatro tipos de diodos de amplia utilización en electrónica. El objetivo formativo que se persigue es que el alumno asimile correctamente dos aspectos:

- La característica de tensión y corriente en polarización directa e inversa de un diodo.
- El diseño del circuito básico de polarización en función del tipo de diodo y su aplicación.

Para ello la práctica se ha estructurado de acuerdo al siguiente índice:

### Índice

1. Diodo LED.....	página 3
2. Diodo rectificador.....	página 8
3. Diodo Zener.....	página 16
4. Fotodiodo.....	página 20



## 2- TIPOS DE DIODOS

### 1. Diodo LED

#### A- Introducción

Un diodo LED, en inglés Light Emitting Diode (diodo emisor de luz), es un dispositivo semiconductor que emite luz. La función o uso principal del diodo LED es como indicador de funcionamiento de dispositivos, aunque cada vez con mucha más frecuencia, se utiliza también en iluminación (Focos, Semáforos, Luces de vehículos, etc). El diodo LED no es el tipo de diodo más utilizado en electrónica, dicho honor le corresponde al diodo rectificador, que de hecho fue el primer elemento semiconductor con la cualidad de conducir “sólo” en una dirección. Sin embargo, en un diodo LED resulta fácil identificar cuando el diodo está conduciendo corriente y cuando no, lo que resulta ventajoso desde el punto de vista docente. Por este motivo, se ha planteado en primer lugar el diseño, montaje y análisis de circuitos con diodos LED.

Su símbolo eléctrico es el siguiente:

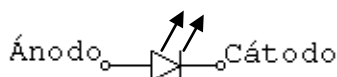
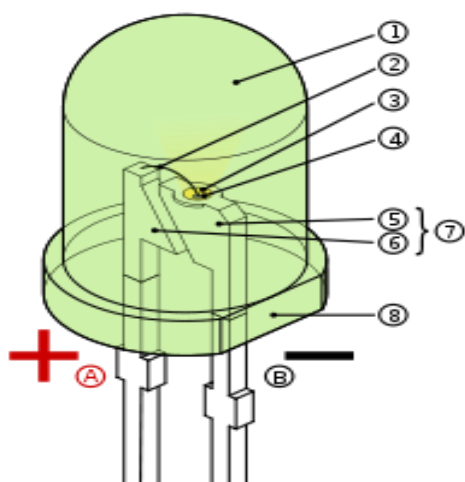


Figura 1.1 Símbolo eléctrico

El diodo LED de baja potencia (Figura 1.2) que se empleará en esta práctica se compone de los siguientes elementos:



- |    |                               |
|----|-------------------------------|
| A. | Ánodo                         |
| B. | Cátodo                        |
| 1. | Lente                         |
| 2. | Contacto metálico             |
| 3. | Cavity reflectora             |
| 4. | Terminación del semiconductor |
| 5. | Yunque                        |
| 6. | Plaqueta                      |
| 7. |                               |
| 8. | Borde plano                   |

Figura 1.2 Diodo LED

## B- Desarrollo teórico

Para que un diodo LED emita luz ha de circular corriente de ánodo a cátodo, es decir, el diodo deberá estar polarizado en directa. El grado de luminosidad depende del valor de la corriente. En polarización directa, se aprecia una tensión positiva entre el ánodo y el cátodo cuyo valor está ligado al color de la luz emitida por el diodo. Si se polariza un diodo LED en inversa, éste, además de no emitir luz, se encontrará en estado de corte, es decir, funcionará como un circuito abierto.

Desde el punto de vista práctico, se ha de superar la tensión umbral de conducción (tensión para la que la corriente empieza a aumentar rápidamente en el diodo) para que la corriente que circule por el diodo dé lugar a una iluminación apreciable. Al mismo tiempo, se debe garantizar que la corriente que circula no exceda los límites admisibles de potencia disipable, ya que en caso contrario se dañaría irreversiblemente al LED. La técnica más sencilla para controlar la corriente en un LED cuando éste se va a conectar a una fuente de tensión consiste en añadir una resistencia en serie con el diodo, tal y como se verá más adelante en esta práctica.

La diferencia de potencial varía de acuerdo a las especificaciones relacionadas con el color y la potencia soportada. Se pueden tomar, de forma aproximada, los siguientes valores de tensión umbral en función del color:

1. **Rojo: en torno a 1.8 voltios.**
2. **Verde: en torno a 2.5 voltios.**
3. **Azul: en torno a 4.3 voltios.**

En el **ANEXO A** de la práctica se adjuntan las hojas de características de los diodos (LED rojo y verde) que se utilizarán en la práctica. La interpretación de las hojas de características es decisiva para realizar un correcto diseño, y por tanto constituye uno de los objetivos de la práctica. Para ello, primeramente comentaremos el significado de los términos más importantes.

- **Forward Voltage:** Valor de tensión en directa a partir de la cual el diodo comenzará a conducir.
- **Reverse Voltage:** Valor de tensión en inversa a partir de la cual el diodo comienza a perder significativamente su capacidad de bloqueo.

- **Forward Current (DC):** La corriente en directa que el diodo puede soportar de forma continua.
- **Peak Forward Current:** Es la máxima corriente que podría soportar el diodo en directa durante un tiempo muy breve.
- **Reverse Current:** Corriente que circula por el diodo cuando está sometido a la tensión inversa. Define el grado de bloqueo o corte que proporciona el diodo.

La figura 2 representa la gráfica tensión frente a corriente de un diodo LED rojo, como el utilizado en la práctica.

### ■ Forward current vs. forward voltage

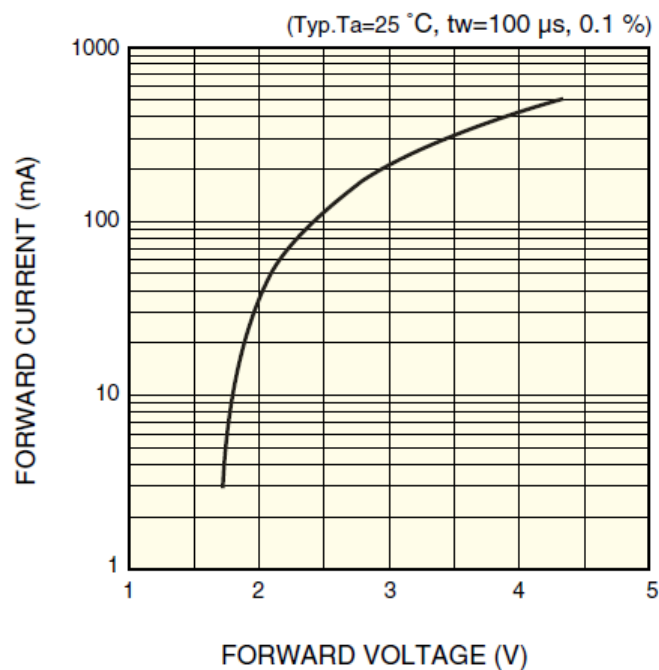


Figura 1.3: gráfica I-V del diodo LED rojo.

### C- Ejercicios prácticos

Mediante la ayuda de las hojas de características que se proporcionan de los diodos LED realiza los siguientes montajes.

#### Montaje 1:

- Realiza el montaje del circuito representado en la figura 1.4

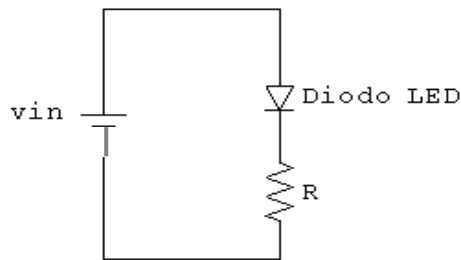


Figura 1.4

#### **Caso A:**

LED: Led rojo;  $V_{in} = 3V$ .

1.  $R = 220\Omega$ .
2.  $R = 320\Omega$ .
3.  $R = 1k\Omega$ .

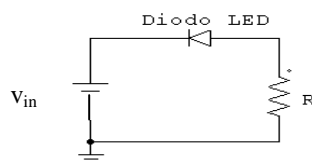
#### **Caso B:**

LED: Led verde;  $V_{in} = 6V$ .

1.  $R = 220\Omega$ .
2.  $R = 320\Omega$ .
3.  $R = 1k\Omega$ .

#### - Cuestiones teóricas:

1. Calcula, la tensión que cae en el diodo y la corriente que circula por él, para los casos anteriores.
2. ¿Concuerdan los resultados anteriores con los que se pueden ver en las gráficas tensión-corriente de las hojas de características?
3. ¿Qué ocurre si invertimos la posición del diodo? Justifícalo.



**Montaje 2:**

- Con ayuda del generador de ondas, realiza el montaje de la figura 1.5

$$V_{in \text{ pico senoidal}} = 7V$$

$$f = 1Hz$$

$$R = 330\Omega$$

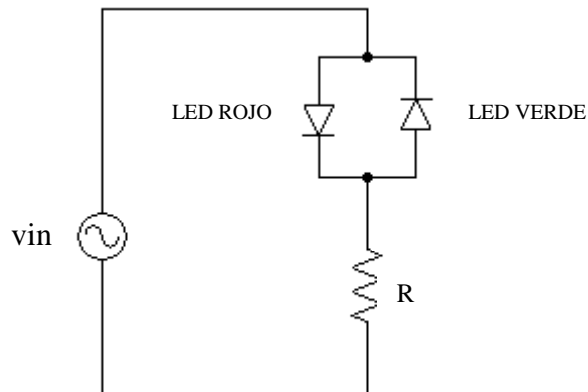


Figura 1.5

- **Cuestiones teóricas:**

1. ¿Qué es lo que ocurre?, ¿a qué es debido?
2. Dibuja con ayuda del osciloscopio la forma de onda de tensión en la resistencia.
3. ¿Qué ocurre si se sube la frecuencia hasta 100Hz?

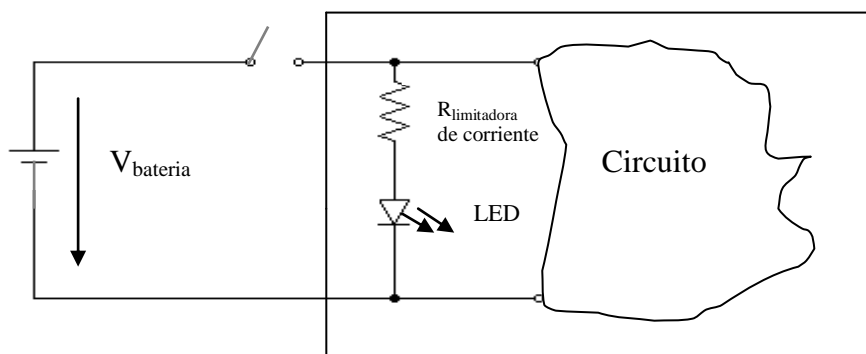
**NOTA DE APLICACIÓN: INDICADOR DE ENCENDIDO**

Figura 1.6

Al cerrar el interruptor el circuito recibe toda la tensión de la batería, al mismo tiempo que el diodo LED quedará iluminado con una corriente controlada.

Ejemplos: Radio, cargadores de batería...

## 2. Diodo rectificador

### A- Introducción

Como se ha señalado en el apartado anterior, la función principal de los LEDs es actuar como indicador de funcionamiento de dispositivos o como elemento de iluminación. No obstante, existen múltiples dispositivos electrónicos que no requieren la generación de luz y sí la cualidad de conducción y corte que también ofrecen los diodos LED. De hecho, el origen de los diodos se encuentra precisamente en la búsqueda de un dispositivo ideal, capaz de conducir corriente con una tensión umbral mínima y de cortar el paso de la corriente cuando se polariza en inversa. Esta búsqueda dio lugar a los primeros diodos, llamados diodos rectificadores, que en la actualidad pueden ser de germanio o de silicio. La principal característica de los diodos rectificadores es que su tensión umbral de polarización directa está en torno a los 0'6V, en los diodos de silicio, y los 0'3V en los de Germanio. En este apartado veremos el análisis de circuitos con este tipo de diodos y observaremos que presentan mejores características de conducción y corte que las obtenidas con los diodos LED, si bien no son emisores de luz.

### B- Desarrollo teórico

Los conceptos de polarización directa e inversa, descritos en el apartado dedicado a los diodos LED, se pueden aplicar igualmente a este tipo de diodos. Debido a que el diodo rectificador se utiliza en infinidad de circuitos, se van a describir varios modelos, aproximaciones a su comportamiento, que son comúnmente utilizados en las diferentes fases de diseño de dichos circuitos. Concretamente se van a describir tres modelos.

- Modelo I: Recoge el modelo idealizado de un diodo rectificador. Se utiliza en la primera concepción de un circuito.
- Modelo II: Similar al modelo I pero se incluye la tensión umbral de conducción en directa.
- Modelo III: Se utiliza la curva I-V exacta del diodo en continua.

El primer modelo de análisis es el **Modelo I (ideal o funcional)** que presenta la gráfica tensión-corriente de la figura 1.7.

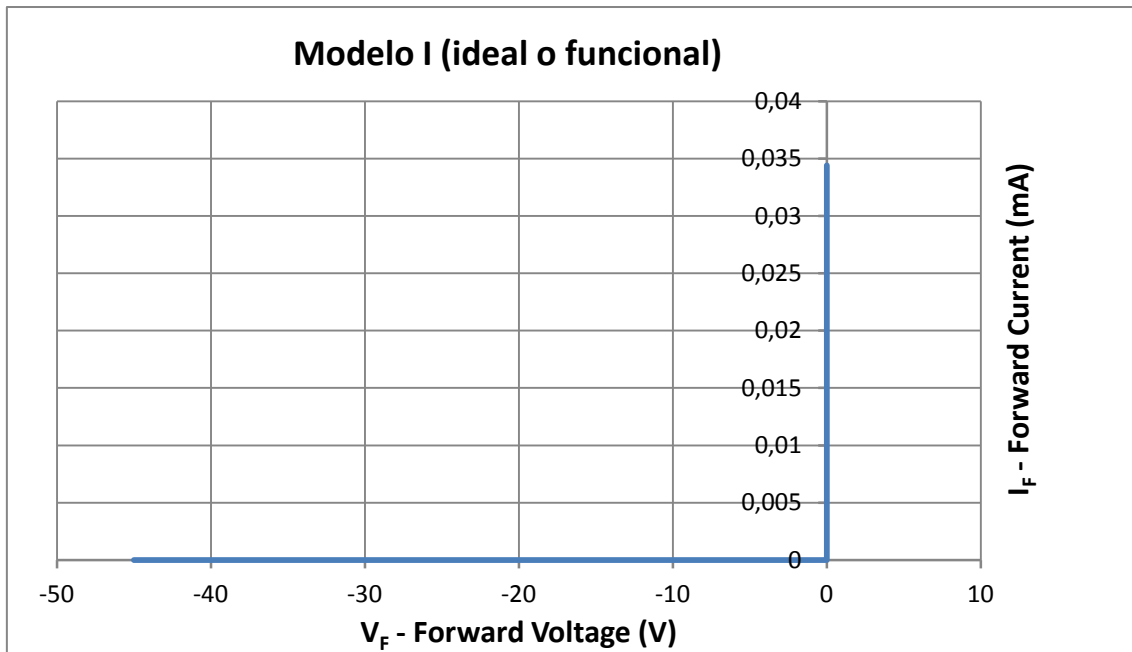


Figura 1.7: Comportamiento I-V del diodo ideal

Este modelo es el más sencillo, ya que nos muestra que el diodo conduce en polarización directa sin caída de tensión, es decir, con tensión umbral igual a cero y sin mostrar ningún incremento de la tensión con la corriente. Por tanto, en directa el diodo conduce y se comporta como un cortocircuito y cuando está en inversa como un circuito abierto. Este modelo se utiliza en la fase conceptual de desarrollo o invención del circuito.

El segundo modelo de análisis es el **Modelo II (modelo básico en circuitos de rectificación)**. En este modelo, se “incorpora” la tensión umbral del diodo. A partir de esta tensión, 0.6V, el diodo comienza a conducir corriente, como vemos en la figura 1.8.

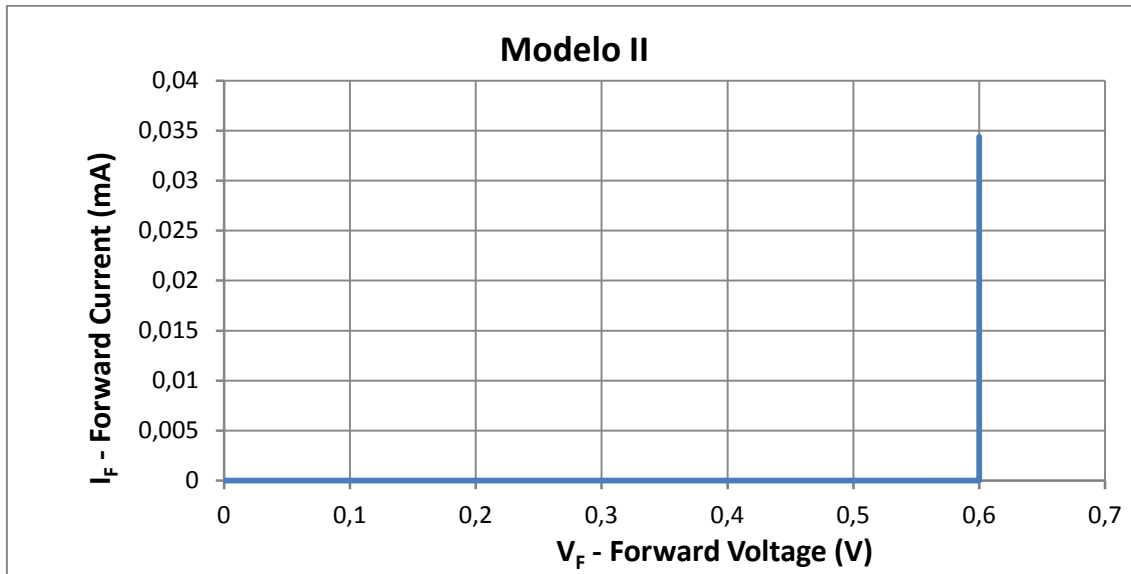


Figura 1.8. Modelo del diodo con tensión umbral

Este modelo del diodo es muy utilizado en las primeras fases del diseño de un circuito con diodos. Permite obtener una aproximación bastante buena del comportamiento del circuito e incluso una primera estimación de la pérdida de potencia que se produce en el dispositivo.

### Modelo III:

En ciertas aplicaciones, por ejemplo, en algunos circuitos para realizar la multiplicación de dos señales, se utiliza la función exponencial que liga la corriente y la tensión del diodo en polarización directa. En esos casos el modelo II no es suficientemente preciso, puesto que no contempla dicha relación. En esos casos hay que recurrir a la curva I-V exacta. También se recurre a éste modelo para obtener cálculos más precisos de pérdidas de energía en el diodo.

Por ejemplo, en el caso del diodo 1N4148 cuyas hojas de características se encuentran en el **ANEXO B**, que se utilizará en esta práctica, se ha obtenido la siguiente característica en polarización directa:



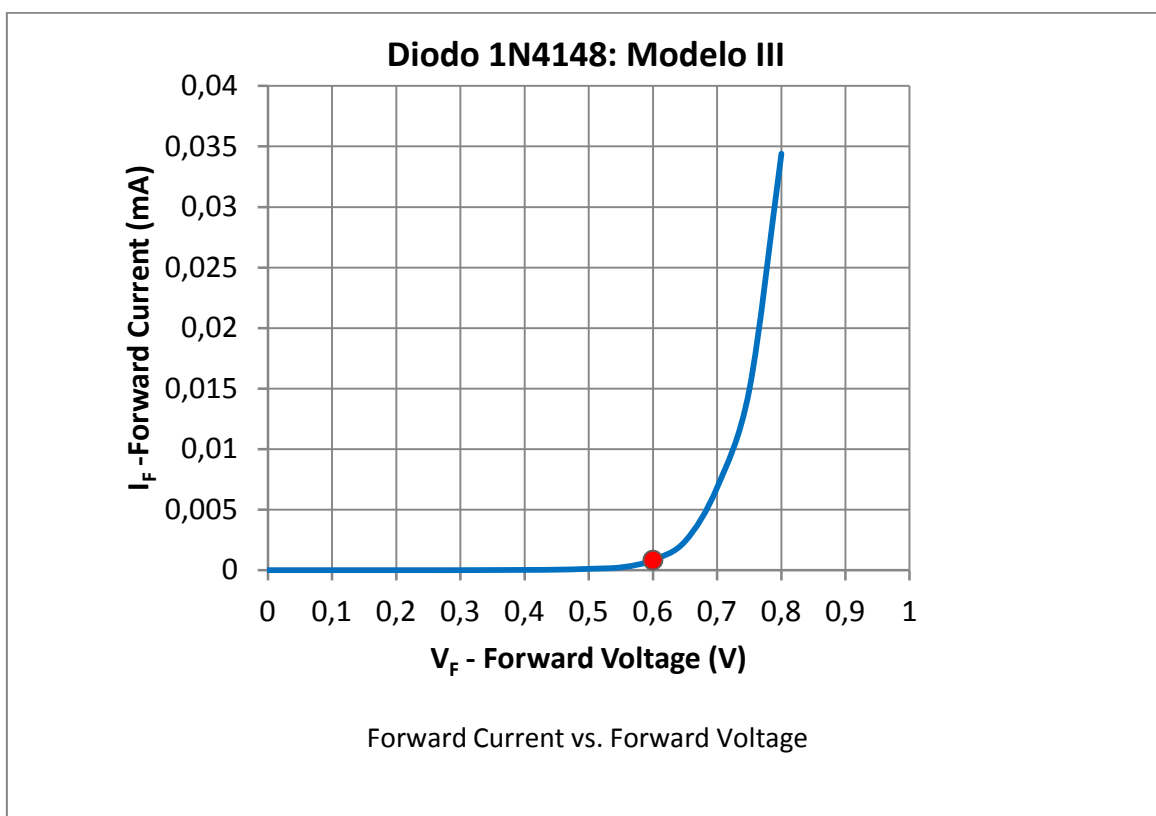


Figura 1.9: característica I-V del diodo 1N4148 obtenida experimentalmente.

Como se puede observar en la gráfica, la corriente no toma un valor significativo hasta que se alcanza la tensión umbral. A partir de ese valor la corriente crece rápidamente con pequeñas variaciones de tensión, siguiendo una función aproximadamente exponencial. El modelo II no contemplaba ese pequeño incremento de tensión que se produce al aumentar la corriente. Como se verá en la Práctica 2 de la asignatura, la variación I-V exponencial es decisiva en circuitos de amplificación de señales.

En el modelo III también podría incluirse la característica I-V en polarización inversa. El comportamiento de los diodos rectificadores en inversa es bastante próximo al ideal, es decir, la corriente en inversa es casi siempre de un valor despreciable. No obstante, sí es importante conocer el valor máximo de tensión inversa soportado por el diodo. El diodo presenta un voltaje de ruptura, denominado en las hojas de características como  $V_{RRM}$ , a partir del cual entra en un estado de avalancha que causa su inmediata destrucción por sobrecalentamiento. En el caso del diodo 1N4148 este valor es de 100V.

Por debajo de este valor de tensión se encuentra el denominado *Reverse Voltage*, que en este caso es de **75V**. En la práctica, este último valor constituye el límite de tensión que puede soportar el diodo de forma permanente. A partir de este valor la corriente inversa comienza a tomar valores significativos y provoca pérdidas de potencia que el diodo puede soportar durante intervalos muy cortos de tiempo, del orden de microsegundos.

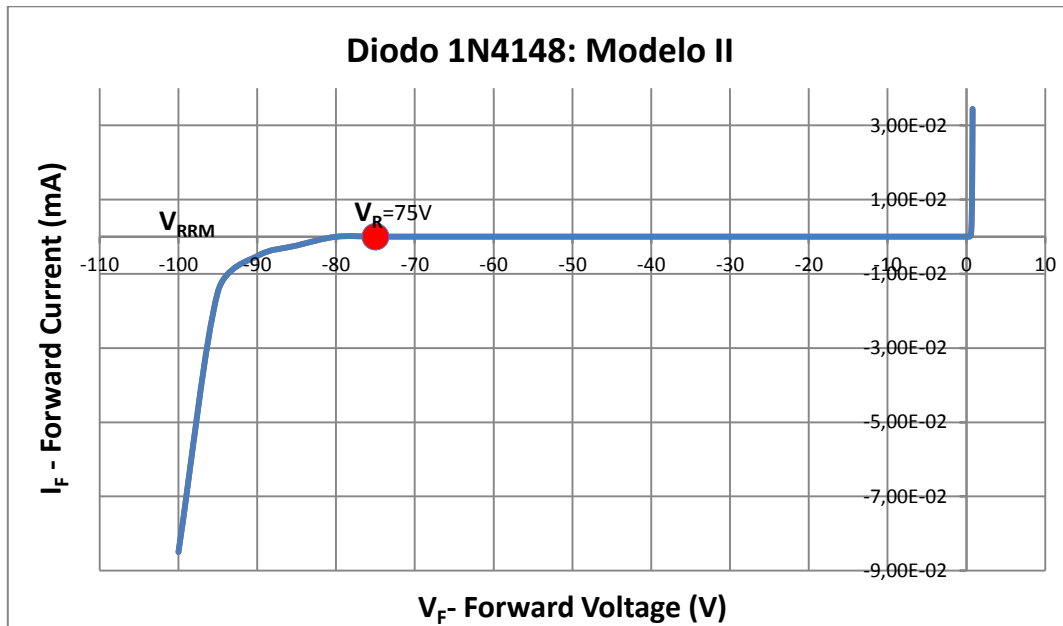


Figura 1.10: característica I-V del diodo 1N4148 en todo su dominio.

Los anteriores resultados y gráficas dejan entrever una gran diferencia entre el diodo LED y el de rectificación. En general destaca que el diodo rectificador tiene una tensión umbral mucho más pequeña que el LED, y por tanto mucha menor pérdida de tensión y de potencia en conducción, y además es capaz de soportar tensiones inversas mucho mayores. El rango de potencia de los diodos rectificadores comerciales, corriente máxima en directa multiplicada por la tensión máxima en inversa, se extiende desde los  $\mu\text{W}$  hasta los MW.

En los párrafos precedentes se ha visto la respuesta de este tipo de diodos en continua, pero generalmente estos diodos encuentran su utilidad en circuitos de tensión alterna, dónde su capacidad para conducir o cortar da lugar a múltiples aplicaciones.

**C- Ejercicios prácticos****Montaje 1:**

El objetivo práctico de este montaje es familiarizarse con los modelos I, II y III del diodo.

1. ¿Cómo podemos ver que un diodo se encuentra en buen estado por medio del polímetro?

NOTA: - Aisla el diodo del circuito.

- Haz uso de la función del polímetro que aparece indicada por .

2. Realiza el montaje del circuito representado en la figura 1.11.

$$V_{in} = 10V$$

Caso 1:  $R = 1k\Omega$ .

Caso 2:  $R = 10k\Omega$ .

Caso 3:  $R = 100k\Omega$ .

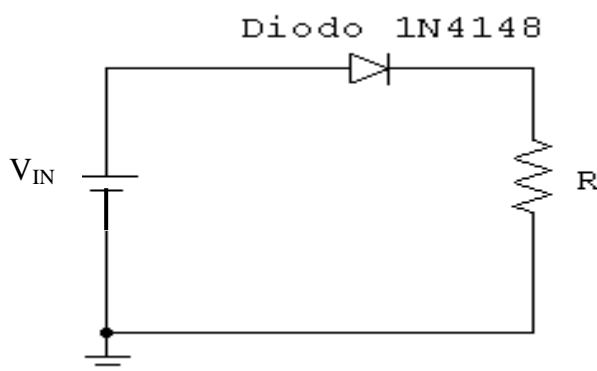


Figura 1.11

3. Obtén mediante el polímetro la tensión sobre el diodo  $V_D$  y la tensión que cae sobre la resistencia  $V_R$  para los casos especificados.
4. Con los datos del apartado 3 correspondientes a los 3 casos ( $1k\Omega$ ,  $10k\Omega$ ,  $100k\Omega$ ):
  - Calcula la corriente  $I_D$  que circula por el diodo.
  - Comprueba la precisión de los datos que proporciona el diagrama tensión-corriente que aparece en las hojas de características del diodo.

5. Ahora se va a analizar la utilización y precisión de los modelos I y II a la hora de predecir el comportamiento del circuito montado en esta prueba. Para ello:
- Calcula el valor de corriente y tensión en la resistencia con el modelo I.
  - Calcula el valor de corriente y tensión en la resistencia con el modelo II.
  - ¿Cuál es el porcentaje de error en la estimación de esas dos variables al utilizar un modelo u otro?
6. Con ayuda de las hojas de características, razona: ¿qué corriente circularía por el diodo si la fuente de tensión fuera de -10V? Si en las mismas condiciones pudieramos subir la fuente hasta -100V, ¿circularía corriente?

### Montaje 2:

El objetivo práctico en estos ejercicios es que la resistencia del circuito de carga, reciba sólo tensión positiva.

1. Realiza el montaje de la figura 1.12, utilizando como resistencia de carga un valor de  $R = 1k\Omega$  en serie con el diodo.  $V_{in} = 10V$  senoidal,  $f=100Hz$

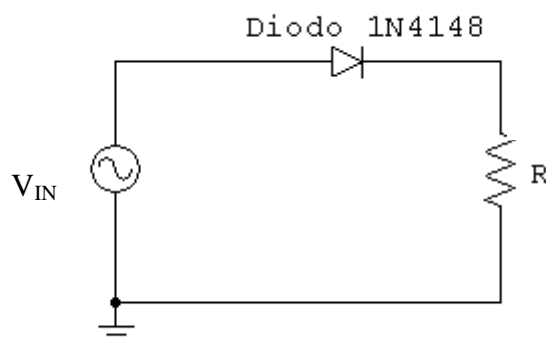


Figura 1.12

2. Observa con ayuda del osciloscopio, la forma de onda de la tensión en la resistencia la carga, así como su periodo y valores de pico.
3. Registra la forma de onda de la tensión en el diodo, anotando su periodo, tensión de pico inverso y tensión de pico en conducción.

Para realizar el registro de la forma de onda correspondiente al semiciclo que conduce, alinea el amplificador vertical del osciloscopio en una escala en la que se pueda apreciar con comodidad, tanto el valor de la tensión umbral  $V_\gamma$  como la caída de tensión adicional debida a su resistencia.

4. ¿Qué diferencia existirá en la tensión de salida, tensión en la resistencia  $R_L$ , si se utiliza un diodo LED en lugar de un diodo rectificador?

#### NOTA DE APLICACIÓN:

El circuito más simple para obtener una fuente de continua a partir de una fuente de alterna se basa en el mostrado en la Figura 1.12, al que se le añade un condensador para estabilizar la tensión (figura 1.13).

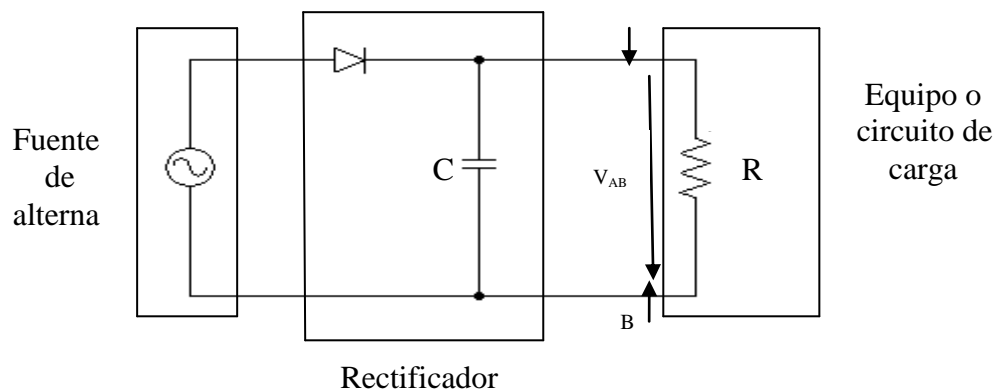


Figura 1.13 Circuito rectificador

### 3- Diodo Zener

#### A- Introducción

Si se considera el modelo II del diodo rectificador, se puede intuir que se podría utilizar como estabilizador de tensiones en torno a los 0,6V. Basta con girar la gráfica I-V para ver que su característica se asemeja a la de una fuente de tensión. Esta característica es utilizada en algunos circuitos limitadores de tensión. No obstante, el valor de estabilización sería siempre de aproximadamente 0,6V, y en la mayor parte de las aplicaciones es interesante disponer de otros valores. A esta finalidad responden los diodos Zener, si bien, en estos diodos la tensión de estabilización se consigue con el diodo trabajando en la región inversa. Los diodos Zener, son capaces de soportar niveles altos de corriente cuando se alcanza la tensión inversa máxima, denominada tensión zener. Existen diferentes técnicas de fabricación que permiten controlar el valor de la tensión máxima en inversa de los diodos Zener, actualmente ese rango va desde unos pocos voltios hasta cientos de ellos. En polarización directa un diodo Zener se comporta igual que un diodo rectificador, con una tensión umbral de 0,6V.

En este apartado se mostrará cómo se puede utilizar un diodo Zener para conseguir una tensión estabilizada.

#### B- Desarrollo teórico

Como se ha descrito anteriormente, el diodo **Zener** en polarización inversa trabaja de un modo similar a como lo hace en polarización directa, pero con una tensión umbral dada por la tensión máxima en inversa, llamada tensión zener.

El símbolo de un diodo Zener (figura 1.14) es el siguiente:

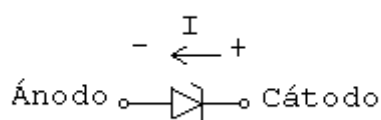


Figura 1.14: Símbolo del diodo Zener y convenio de signos para la corriente

Como se observa en la figura 1.14, el valor positivo de la corriente corresponde con la conducción en inversa, ya que es en esta región dónde opera normalmente un diodo Zener. Cuando el diodo está polarizado inversamente, una pequeña corriente circula por él, llamada **corriente de saturación  $I_s$** , esta corriente permanece con un valor despreciable mientras aumentamos la tensión inversa hasta que el valor de ésta alcanza  $V_z$ , llamada tensión Zener o de codo. A partir de ese valor la corriente inversa empieza a incrementarse rápidamente. El diodo Zener se diseña para soportar un valor significativo de corriente en dicha situación. En esta región, pequeños cambios de tensión producen grandes cambios de corriente. El diodo Zener mantiene la tensión prácticamente constante entre sus extremos para un amplio rango de corriente inversa y precisamente, ésta es la característica que se aprovecha para que funcione como regulador de voltaje.

Si se disminuye la tensión inversa se volverá a restaurar la corriente de saturación  $I_s$  cuando la tensión inversa sea menor que la tensión Zener. El cambio del estado de conducción en inversa al de corte se podrá realizar indefinidamente sin que al hacerlo el diodo resulte dañado, comportamiento que lo que diferencia del diodo rectificador.

Para entender su aplicación práctica, se van a realizar una serie de circuitos utilizando un diodo Zener (BZX85C) de 10V de tensión Zener. Dicho diodo pertenece a la familia de diodos cuya curva I-V se muestra en la Figura 1.15 (las hojas de características completas se adjuntan como **ANEXO C** a la práctica). Los parámetros correspondientes al diodo de 10V no son proporcionados por el fabricante pero se pueden estimar como semejantes a los del diodo de 12V, es decir, con una variación de tensión casi nula si la corriente inversa se mantiene en el rango de 1mA a 25mA.

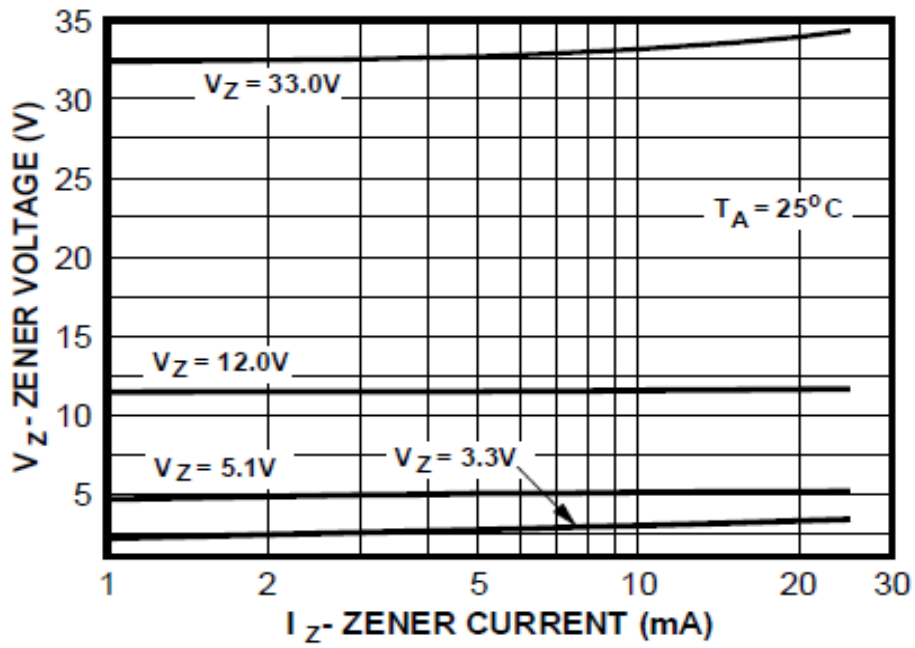


Figura 1.15 : curva I-V de diversos diodos Zener.



**C- Ejercicios prácticos**

1. Monta el circuito de la figura 1.16.

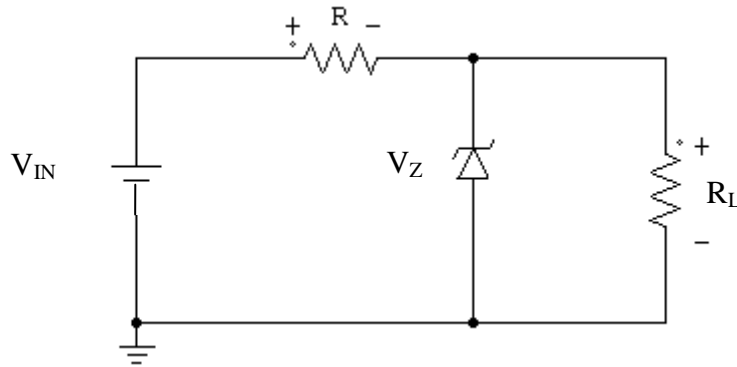


Figura 1.16

$$V_{in} = 16V$$

Diodo Zener BZX85C con  $V_Z = 10V$

$$R = 1k\Omega$$

**Caso A:**

$$R_L = 1.2k\Omega$$

**Caso B:**

$$R_L = 2k\Omega$$

2. Calcula la tensión  $V_L$  que cae sobre la carga, la tensión  $V_R$  que cae sobre la resistencia, la corriente  $I_Z$  que circula por el diodo Zener y la potencia  $P_Z$  que disipa el diodo para cada uno de los casos.
3. Determina por medio de un análisis teórico, utilizando el modelo del diodo zener, los siguientes valores:
  - el valor de la corriente y tensión que se esperarían en la carga  $R_L$ .
  - la potencia disipada en el diodo Zener.

**NOTA DE APLICACIÓN:**

El circuito de la Figura 1.16 muestra una aplicación típica de un diodo zener, pero también puede utilizarse junto con el circuito rectificador de la Figura 1.17 para obtener una fuente de tensión más estable.

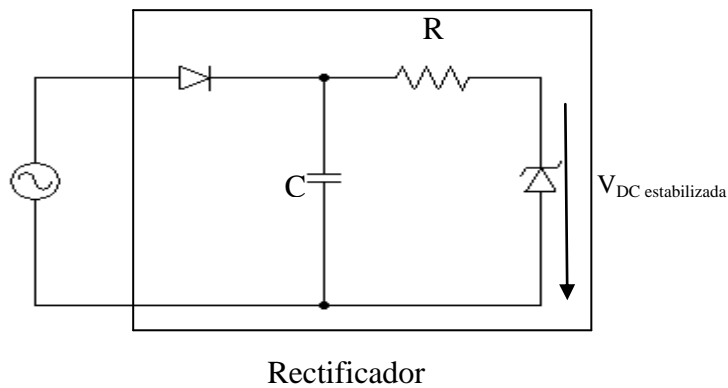


Figura 1.17

## 4- Fotodiodo

### A- Introducción

Finalmente se va a estudiar el Fotodiodo, un dispositivo capaz de absorber energía de una fuente de radiación (luz) y transformarla en una corriente eléctrica. Las aplicaciones de los fotodiodos van desde circuitos de pequeña señal (tratamiento de información) como por ejemplo en el sensado de luminosidad, la detección de señales transmitidas mediante haces luminosos (mando a distancia), hasta las aplicaciones de potencia, como por ejemplo las células fotovoltaicas.

De naturaleza sensiblemente diferente, los fotodiodos y los diodos LED, constituyen ejemplos de los llamados dispositivos optoelectrónicos, que son aquellos que permiten la conexión entre equipos puramente electrónicos y equipos fotónicos. Un ejemplo común en el que se requiere el uso de dispositivos optoelectrónicos es la comunicación entre diferentes sistemas electrónicos por medio de fibra óptica.

### B- Desarrollo teórico

El fotodiodo es similar a un diodo rectificador, de hecho se trata del mismo dispositivo pero con un diseño ligeramente diferente para que la radiación externa pueda incidir sobre la región de vaciamiento de la unión PN y dé lugar a la generación de pares electrón-hueco en el seno de dicha región. La generación de dichos pares electrón-hueco es proporcional a la intensidad de la radiación ( $W/m^2$ ), lo que se traduce, bajo ciertas condiciones, en una corriente proporcional a dicha intensidad de radiación.

El símbolo eléctrico de un fotodiodo es el siguiente: (Figura 1.18)

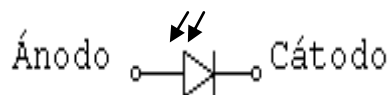


Figura 1.18

La curva característica de un fotodiodo se muestra en la figura 1.19. Cuando se utiliza en aplicaciones de señal, es decir, como sensor de radiación, es recomendable trabajar en su región de polarización inversa (sector 3). Cuando se utiliza el diodo para

generar energía se debe trabajar en el sector 4 de la gráfica I-V, ya que en dicho sector la potencia es negativa, es decir, el dispositivo en lugar de consumir potencia la genera.

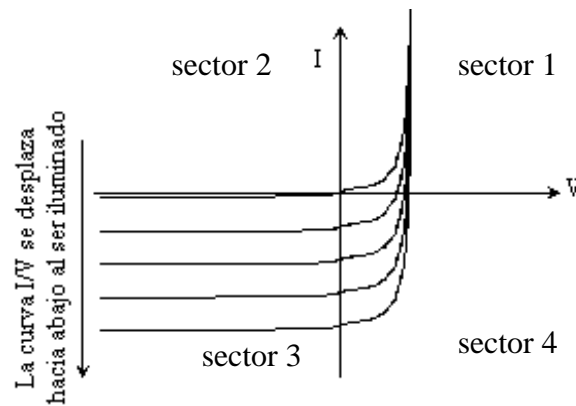


Figura 1.19: curva característica I-V de un fotodiodo.

En los ejercicios siguientes se propone un montaje con el diodo actuando como sensor, y polarizado en inversa (sector 3), y otro con el diodo trabajando como generador (sector 4).

C- Ejercicios prácticos

**Montaje 1:**

En este primer montaje el diodo actuará como sensor y estará polarizado en inversa. Para llevar a cabo el montaje, se necesita un diodo LED, que iluminará constantemente al fotodiodo a estudio. Para ello:

1. Monta el circuito (Figura 1.20) siguiente.

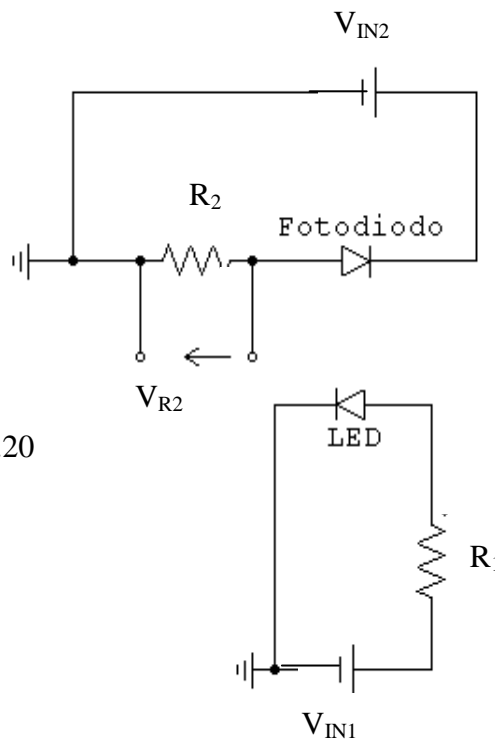


Figura 1.20

$$V_{in1} = 0V \longrightarrow 10V$$

$$R_1 = 330\Omega$$

$$V_{in2} = 15V$$

$$\begin{cases} - R_2 = 1k\Omega \\ - R_2 = 10k\Omega \\ - R_2 = 100k\Omega \end{cases}$$

**Nota:** Se debe evitar en la medida de lo posible que el fotodiodo reciba luz natural. Para ello podría taparse la superficie superior del mismo, para que solamente incida por su parte lateral la luz que proviene del LED.

2. Mide la caída de tensión en la resistencia  $R_2$  y calcula la corriente que circula por el fotodiodo para todos los valores de  $R_2$  ( $1k\Omega$ ,  $10k\Omega$ ,  $100k\Omega$ ) y para los siguientes casos:

- Caso A: LED no se encuentra alimentado.
- Caso B: LED alimentado a 5V.
- Caso C: LED alimentado a 10V.

**Montaje 2:**

En este segundo montaje el diodo actuará como generador. Se utilizará el mismo montaje del diodo LED para generar la iluminación sobre el fotodiodo.

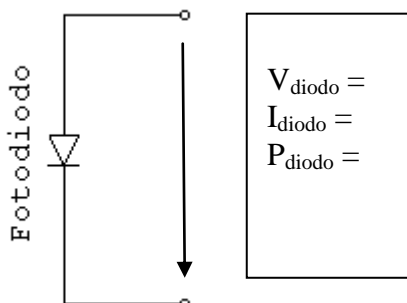
Para todos los siguientes casos se pide, calcular la corriente que circula por los diodos, la tensión y la potencia que se suministra en cada caso.

- Caso A\*: Montaje del fotodiodo en vacío.
- Caso B\*: Montaje del fotodiodo con resistencia con  $R = 220k\Omega$
- Caso C: Montaje de dos fotodiodos en serie con  $R = 330k\Omega$
- Caso D: Montaje de dos fotodiodos en paralelo con  $R = 330k\Omega$

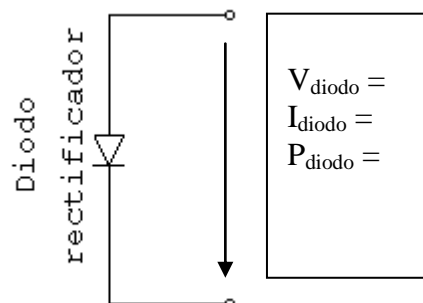
(\*)Nota: Adicionalmente, en los casos A y B se podría realizar una comparación entre el funcionamiento de un fotodiodo y de un diodo rectificador como el visto con anterioridad.

• CASO A

Fotodiodo en vacío

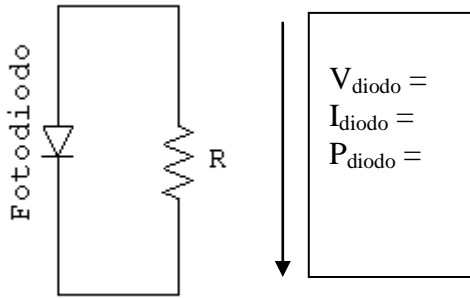


Diodo rectificador en vacío

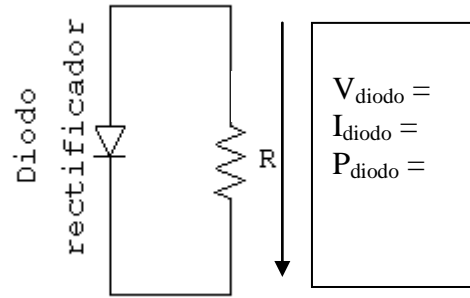


• CASO B

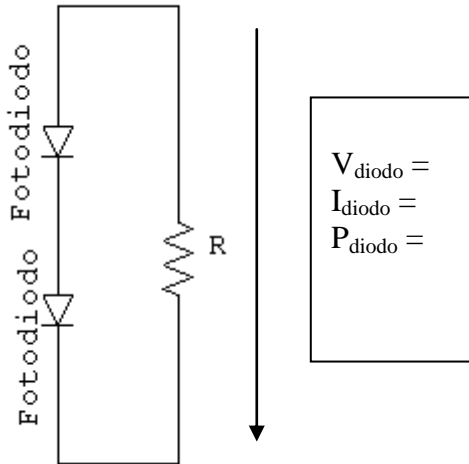
Fotodiodo con carga



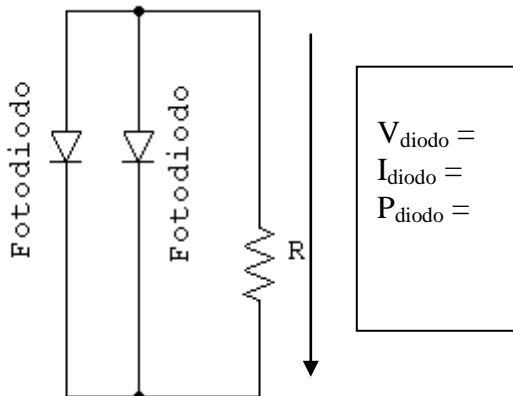
Diodo rectificador con carga



• CASO C



• CASO D



# ANEXOS

# PRÁCTICA 1



## **SUMARIO DE LOS ANEXOS**

**ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL LED ROJO**

**HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL LED VERDE**

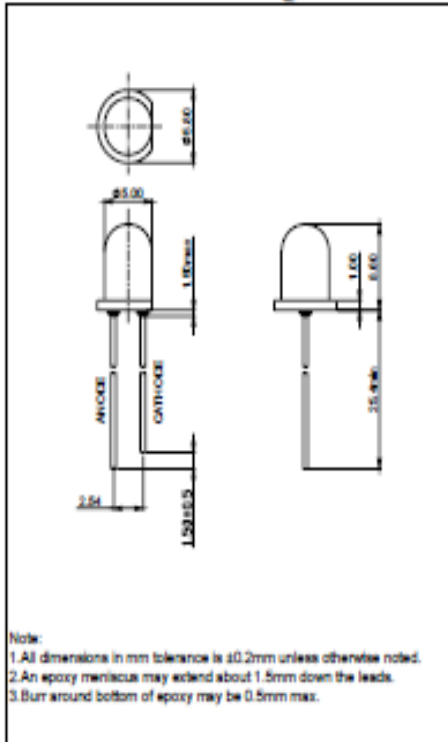
**ANEXO B: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL DIODO 1N4148**

**ANEXO C: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL DIODO ZENER BZX85C**

**ANEXO D: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL FOTODIODO SFH 2505**

ANEXO A-1: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS LED ROJO

■ Dimension Drawing



■ Applications:

- Toys
- Lighting
- Traffic light
- Automotive
- Commercial Outdoor Advertising
- Front Panel Indicator

■ Absolute Maximum Ratings ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

Items	Symbol	Absolute maximum Rating	Unit
Forward Current( DC )	$I_f$	50	mA
Peak Forward Current*	$I_{fp}$	100	mA
Reverse Voltage	$V_R$	5	V
Power Dissipation	$P_D$	150	mW
Operation Temperature	$T_{opr}$	-20 ~ +95	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-40 ~ +100	$^\circ\text{C}$
Lead Soldering Temperature	$T_{sol}$	Max.260 $^\circ\text{C}$ for 5 sec Max. (3mm from the base of the epoxy bulb)	

\*pulse width  $\leq 0.1\text{msec}$  duty  $\leq 1/10$

■ Typical Electrical & Optical Characteristics ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

Items	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Forward Voltage	$V_f$	$I_f = 20\text{mA}$	1.8	—	2.4	V
Reverse Current	$I_R$	$V_R = 5\text{V}$	—	—	10	$\mu\text{A}$
Dominant Wavelength	$\lambda_D$	$I_f = 20\text{mA}$	618	—	630	nm
Luminous Intensity	$I_v$	$I_f = 20\text{mA}$	1700	—	3500	md
50% Power Angle	$2\theta_{1/2}$	$I_f = 20\text{mA}$	—	30	—	deg

■ Ranks Combination (IF = 20mA)

Rank	OD	OE	OF	OG	—	
Dominant Wavelength (nm)	618-621	621-624	624-627	627-630	—	
Rank	OQ	1R	2R	OS	—	
Luminous Intensity (md)	1700-2000	2000-2500	2500-3000	3000-3500	—	
Rank	OG	OH	OJ	OK	OL	OM
Forward Voltage(V)	1.8-1.9	1.9-2.0	2.0-2.1	2.1-2.2	2.2-2.3	2.3-2.4

Important Notes:

- 1) All ranks will be included per delivery.
- 2) Tolerance of measurement of luminous intensity is  $\pm 15\%$ .
- 3) Tolerance of measurement of dominant wavelength is  $\pm 1\text{nm}$ .
- 4) Tolerance of measurement of forward voltage is  $\pm 0.05\text{V}$ .
- 5) Pb content < 1000PPM.

■ Typical Electrical/ Optical Characteristics Curves  
 (Ta=25°C Unless Otherwise Noted)

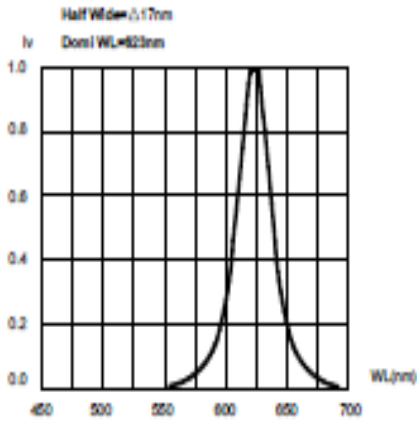


Fig.1 Relative Luminous Intensity vs. Wavelength

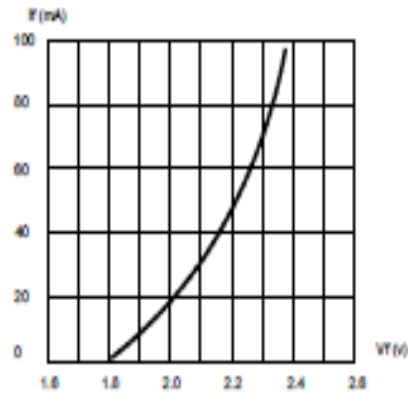


Fig.2 Forward Current vs. Forward Voltage

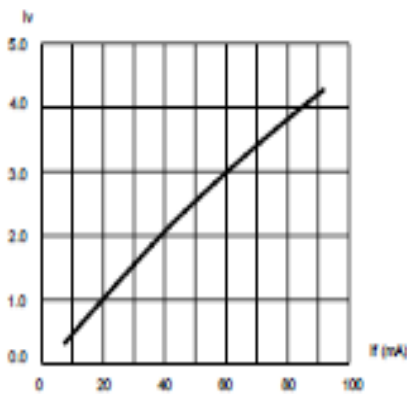


Fig.3 Relative Luminous Intensity vs. Forward Current

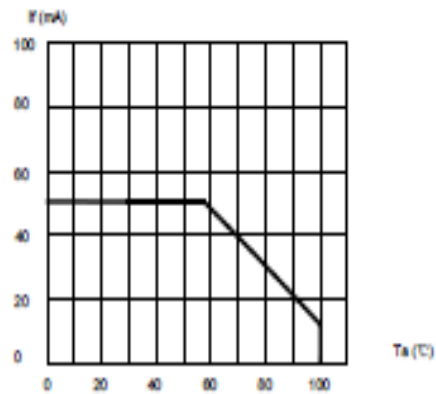


Fig.4 Maximum Forward Current vs. Ambient Temperature

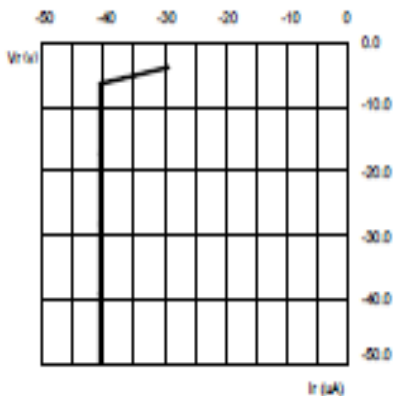


Fig.5 Reverse Current vs. Reverse Voltage

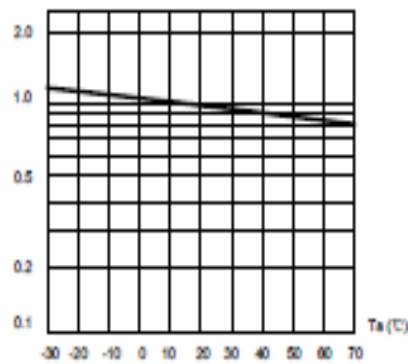
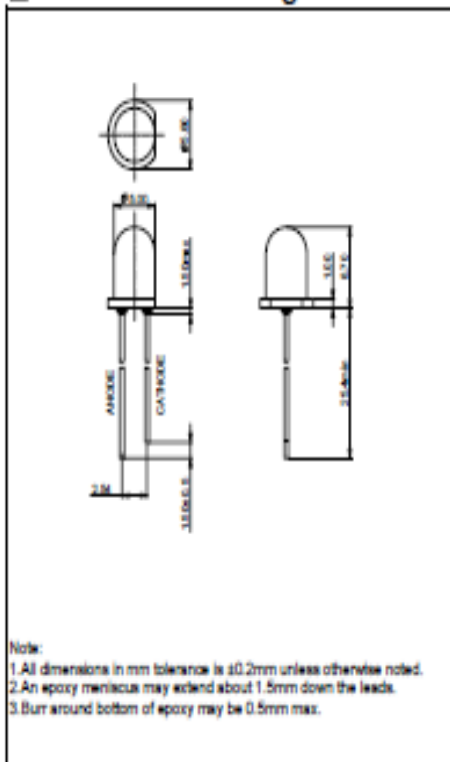


Fig.6 Relative Luminous Intensity vs. Ambient Temperature

**ANEXO A-2: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS LED VERDE**

**Dimension Drawing**



**Applications:**

- Toys
- Lighting Switches
- Automotive
- Commercial Outdoor Advertising
- Front Panel Indicator

**Absolute Maximum Ratings ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )**

Items	Symbol	Absolute maximum Rating	Unit
Forward Current( DC )	$I_f$	25	mA
Peak Forward Current*	$I_{fp}$	100	mA
Reverse Voltage	$V_R$	5	V
Power Dissipation	$P_D$	120	mW
Operation Temperature	$T_{op}$	-30 ~ +85	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-30 ~ +80	$^\circ\text{C}$
Lead Soldering Temperature	$T_{sol}$	Max.260 $^\circ\text{C}$ for 3 sec Max. (3mm from the base of the epoxy bulb)	

\*pulse width  $\leq 0.1\text{msec}$  duty  $\leq 1/10$

**Typical Electrical & Optical Characteristics (  $T_a = 25^\circ\text{C}$  )**

Items	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Forward Voltage	$V_f$	$I_f = 20\text{mA}$	2.8	—	4.0	V
Reverse Current	$I_R$	$V_R = 5\text{V}$	—	—	10	$\mu\text{A}$
Dominant Wavelength	$\lambda_D$	$I_f = 20\text{mA}$	514	—	520	nm
Luminous Intensity	$I_v$	$I_f = 20\text{mA}$	4000	—	7000	mcd
50% Power Angle	$2\theta_{1/2}$	$I_f = 20\text{mA}$	—	30°	—	deg

**Ranks Combination (IF = 20mA)**

Rank	OH	OJ	—	—	—
Dominant Wavelength (nm)	514-517	517-520	—	—	—
Rank	OT	OJ			
Luminous Intensity (mcd)	4000-5000	5000-7000			
Rank	OF	OG	OH	OJ	
Forward Voltage(V)	2.8-3.0	3.0-3.2	3.2-3.4	3.4-3.6	

**Important Notes:**

- 1) Tolerance of measurement of luminous intensity is  $\pm 15\%$ .
- 2) Tolerance of measurement of dominant wavelength is  $\pm 1\text{nm}$ .
- 3) Tolerance of measurement of forward voltage is  $\pm 0.05\text{V}$ .
- 4) Pb content < 1000PPM.

## Typical Electrical/ Optical Characteristics Curves (Ta=25°C Unless Otherwise Noted)

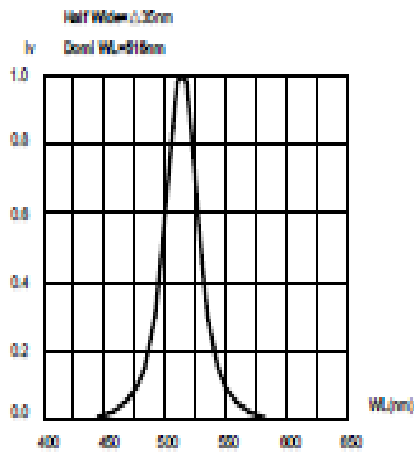


Fig.1 Relative Luminous Intensity vs. Wavelength

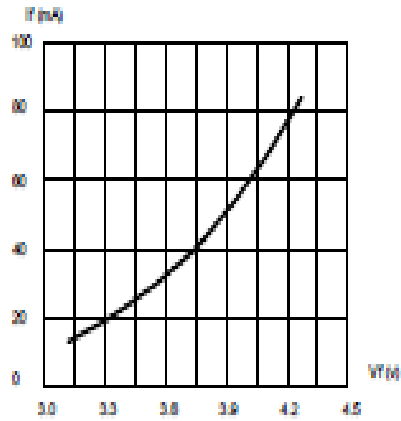


Fig.2 Forward Current vs. Forward Voltage

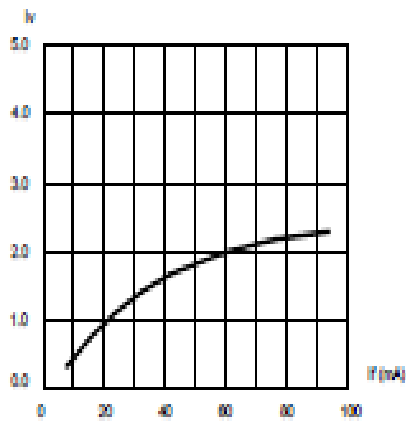


Fig.3 Relative Luminous Intensity vs. Forward Current

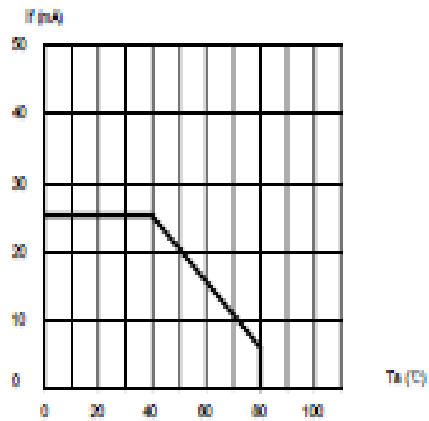


Fig.4 Maximum Forward Current vs. Ambient Temperature

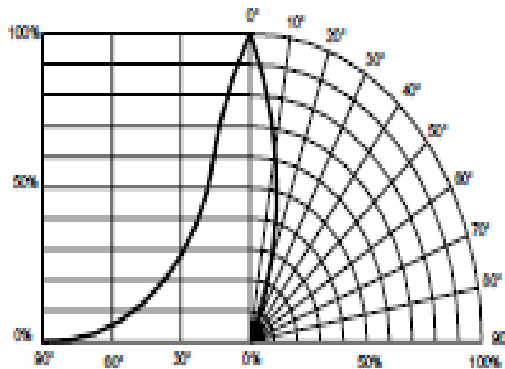


Fig.5 Relative Luminous Intensity vs. Radiation Angle

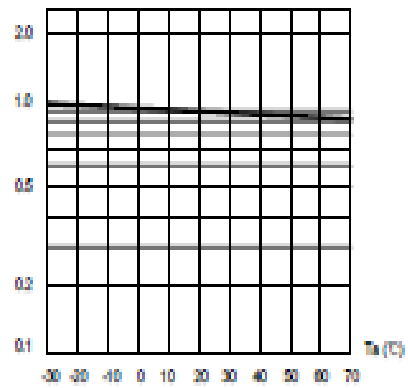




Fig.6 Relative Luminous Intensity vs. Ambient Temperature

**ANEXO B: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL DIODO RECTIFICADOR  
 1N4148**




## 1N/FDLL 914/A/B / 916/A/B / 4148 / 4448

1N/FDLL 914/A/B / 916/A/B / 4148 / 4448



**DO-35**



**LL-34**

THE PLACEMENT OF THE EXPANSION GAP  
 HAS NO RELATIONSHIP TO THE LOCATION  
 OF THE CATHODE TERMINAL

COLOR BAND MARKING

DEVICE	1ST BAND	2ND BAND
FDLL914	BLACK	BROWN
FDLL914A	BLACK	GRAY
FDLL914B	BROWN	BLACK
FDLL916	BLACK	RED
FDLL916A	BLACK	WHITE
FDLL916B	BROWN	BROWN
FDLL4148	BLACK	BROWN
FDLL4448	BROWN	BLACK

### Small Signal Diode

#### Absolute Maximum Ratings\* T<sub>j</sub> = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V <sub>RRM</sub>	Maximum Repetitive Reverse Voltage	100	V
I <sub>F(AV)</sub>	Average Rectified Forward Current	200	mA
I <sub>FSM</sub>	Non-repetitive Peak Forward Surge Current		
	Pulse Width = 1.0 second	1.0	A
	Pulse Width = 1.0 microsecond	4.0	A
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
T <sub>j</sub>	Operating Junction Temperature	175	°C

\*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:  
 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.  
 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

### Thermal Characteristics

Symbol	Characteristic	Max	Units
		1N/FDLL 914/A/B / 4148 / 4448	
P <sub>D</sub>	Power Dissipation	500	mW
R <sub>θJA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient	300	°C/W

1N/FD/LL 914/A/B / 916/A/B / 4148 / 4448

**Small Signal Diode**  
 (continued)

**Electrical Characteristics**  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
$V_R$	Breakdown Voltage	$I_R = 100 \mu\text{A}$	100		V
		$I_R = 5.0 \mu\text{A}$	75		V
$V_F$	Forward Voltage	1N914B/4448 1N916B $I_F = 5.0 \text{ mA}$	620	720	mV
		1N914B/916/4148 $I_F = 5.0 \text{ mA}$	630	730	mV
		1N914A/916A $I_F = 10 \text{ mA}$		1.0	V
		1N916B $I_F = 20 \text{ mA}$		1.0	V
		1N916B $I_F = 20 \text{ mA}$		1.0	V
		1N914B/4448 $I_F = 100 \text{ mA}$		1.0	V
$I_R$	Reverse Current	$V_R = 20 \text{ V}$		25	nA
		$V_R = 20 \text{ V}, T_A = 150^\circ\text{C}$		50	$\mu\text{A}$
		$V_R = 75 \text{ V}$		5.0	$\mu\text{A}$
$C_T$	Total Capacitance	$V_R = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		2.0	pF
		1N916A/B/4448 1N914A/B/4148 $V_R = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		4.0	pF
$t_r$	Reverse Recovery Time	$I_F = 10 \text{ mA}, V_R = 6.0 \text{ V (80mA)},$ $I_R = 1.0 \text{ mA}, R_L = 100\Omega$		4.0	ns

**Typical Characteristics**

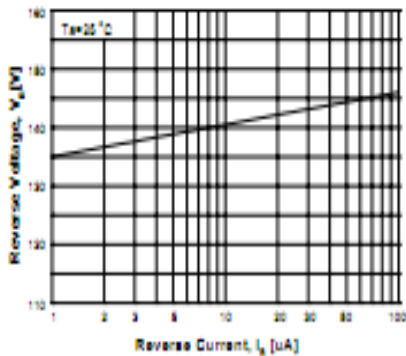


Figure 1. Reverse Voltage vs Reverse Current  
 BV - 1.0 to 100  $\mu\text{A}$

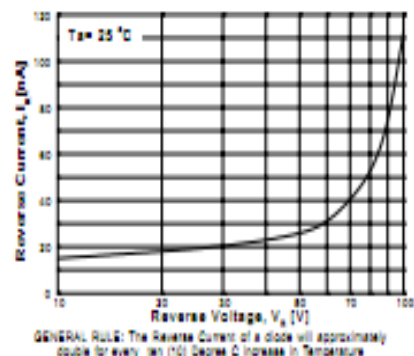


Figure 2. Reverse Current vs Reverse Voltage  
 IR - 10 to 100 V

GENERAL RULE: The Reverse Current of a diode will approximately double for every ten (10) Degree C increase in Temperature

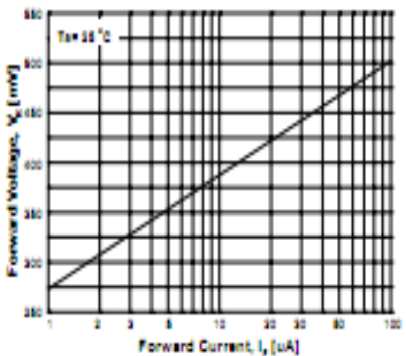


Figure 3. Forward Voltage vs Forward Current  
 VF - 1 to 100  $\mu\text{A}$

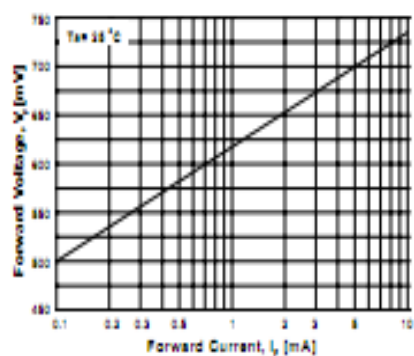


Figure 4. Forward Voltage vs Forward Current  
 VF - 0.1 to 10 mA

Small Signal Diode  
 (continued)

Typical Characteristics (continued)

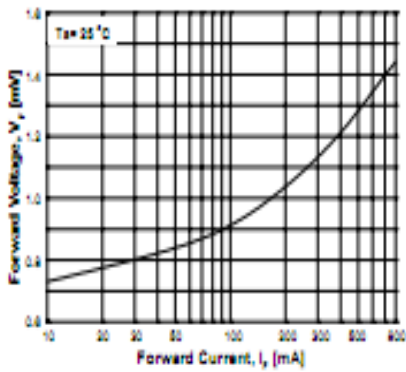


Figure 5. Forward Voltage vs Forward Current  
 VF - 10 to 800 mA

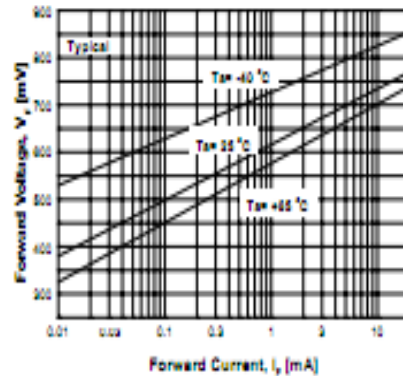


Figure 6. Forward Voltage  
 vs Ambient Temperature  
 VF - 0.01 - 20 mA (-40 to +65 Deg C)

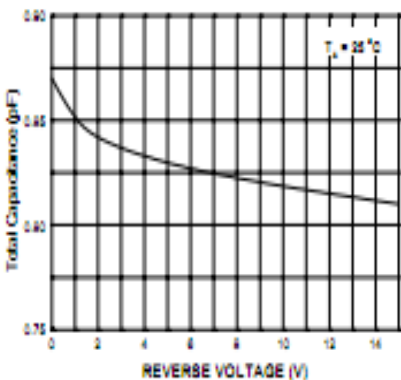


Figure 7. Total Capacitance

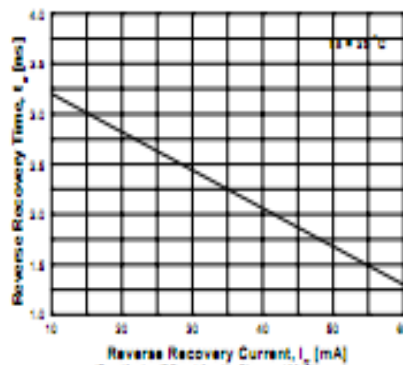


Figure 8. Reverse Recovery Time vs  
 Reverse Recovery Current

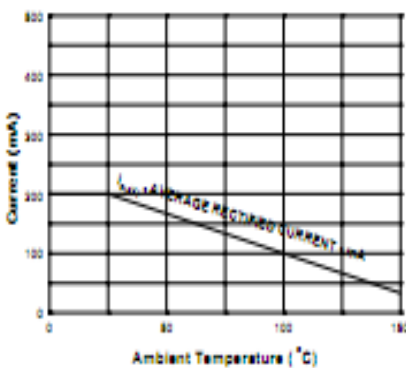


Figure 9. Average Rectified Current ( $I_{AV}$ )  
 versus Ambient Temperature ( $T_A$ )

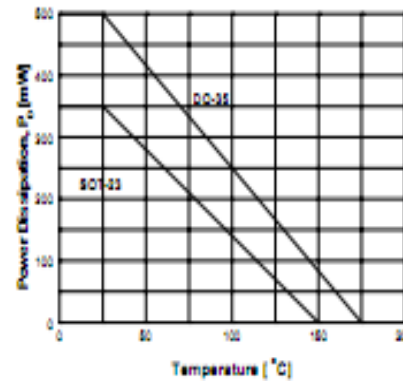



Figure 10. Power Derating Curve



**ANEXO C: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL DIODO ZENER BZX85C**



**Fairchild**  
SEMICONDUCTOR®

**Zeners**  
**BZX85C 3V3 - BZX85C 33**

Zeners (BZX85C 3V3 - BZX85C 33)


**Absolute Maximum Ratings\***  $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$P_D$	Power Dissipation	1.3	W
$T_{STG}$	Storage Temperature Range	-65 to +200	$^\circ\text{C}$
$T_J$	Operating Junction Temperature	+ 200	$^\circ\text{C}$
	Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	+ 230	$^\circ\text{C}$

\*These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

**NOTES:**  
 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.  
 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Tolerance: C = 5%



**DO-41**  
COLOR BAND DENOTES CATHODE

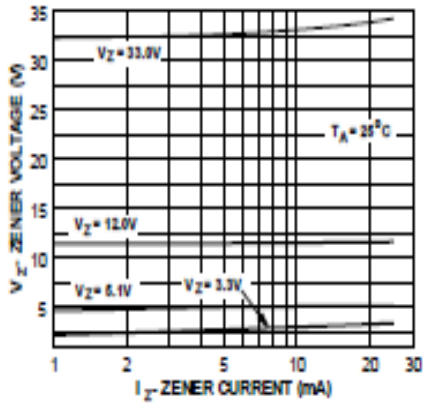
**Electrical Characteristics**  $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Device	$V_Z(\text{V})$	$Z_Z(\Omega)$ @ $I_Z(\text{mA})$		$Z_{ZK}(\Omega)$ @ $I_{ZK}(\text{mA})$		$I_R(\mu\text{A})$ @ $V_R(\text{V})$		$I_{SURGE}(\text{mA})$	$I_{ZRM}(\text{mA})$
BZX85C 3V3	3.3	20	80	400	1.0	60	1.0	1,380	276
BZX85C 3V6	3.6	15	60	500	1.0	30	1.0	1,260	252
BZX85C 3V9	3.9	15	60	500	1.0	5.0	1.0	1,190	234
BZX85C 4V3	4.3	13	50	500	1.0	3.0	1.0	1,070	217
BZX85C 4V7	4.7	13	45	600	1.0	3.0	1.5	970	193
BZX85C 5V1	5.1	10	45	500	1.0	1.0	2.0	890	178
BZX85C 5V6	5.6	7.0	45	400	1.0	1.0	2.0	810	162
BZX85C 6V2	6.2	4.0	35	300	1.0	1.0	3.0	730	146
BZX85C 6V8	6.8	3.5	35	300	1.0	1.0	4.0	660	133
BZX85C 7V5	7.5	3.0	35	200	1.0	1.0	4.5	605	121
BZX85C 8V2	8.2	5.0	25	200	0.5	1.0	5.0	550	110
BZX85C 9V1	9.1	5.0	25	200	0.5	1.0	6.5	500	100
BZX85C 10	10	7.0	25	200	0.5	0.5	7.0	454	91
BZX85C 11	11	8.0	20	300	0.5	0.5	7.7	414	83
BZX85C 12	12	9.0	20	350	0.5	0.5	8.4	380	76
BZX85C 13	13	10	20	400	0.5	0.5	9.1	344	69
BZX85C 15	15	15	15	500	0.5	0.5	10.5	304	61
BZX85C 16	16	15	15	500	0.5	0.5	11	285	57
BZX85C 18	18	20	15	500	0.5	0.5	12.5	250	50
BZX85C 20	20	24	10	600	0.5	0.5	14	225	45
BZX85C 22	22	25	10	600	0.5	0.5	15.5	205	41
BZX85C 24	24	25	10	600	0.5	0.5	17	190	38
BZX85C 27	27	30	8.0	750	0.25	0.5	19	170	34
BZX85C 30	30	30	8.0	1,000	0.25	0.5	21	150	30
BZX85C 33	33	35	8.0	1,200	0.25	0.5	23	135	27

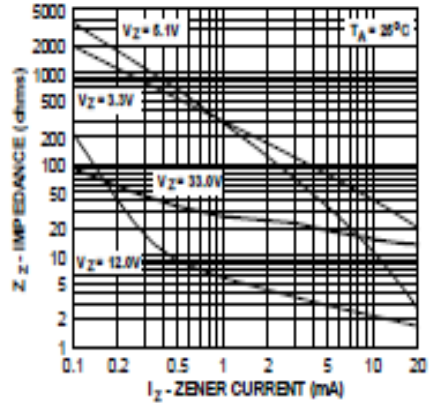
$V_F$  Forward Voltage = 1.2 V Maximum @  $I_F = 200$  mA for all BZX85 series

Zeners (BZX85C 3V3 - BZX85C 33)  
(continued)

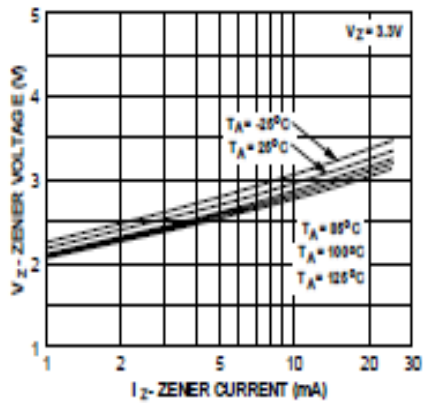
Typical Characteristics



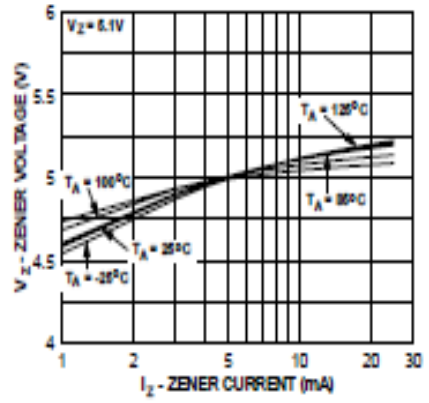
Zener Current vs. Zener Voltage



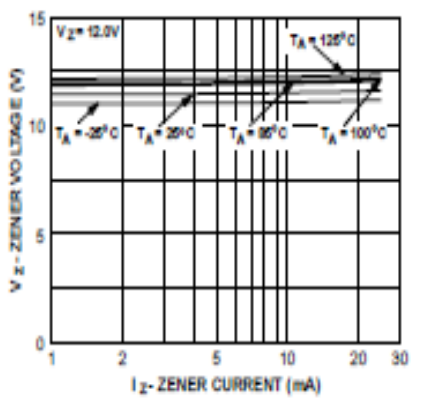
Zener Current vs. Zener Impedance



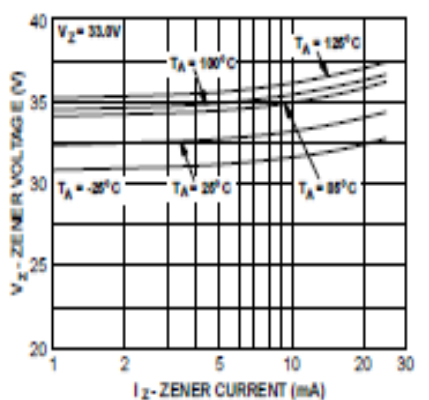
3.3 Zener Voltage vs. Temperature



5.1 Zener Voltage vs. Temperature



12 Zener Voltage vs. Zener Temperature



33 Zener Voltage vs. Zener Temperature

## ANEXO D: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL FOTODIODO SFH 2505

## SFH 2500/FA, SFH 2505/FA

Typ Type	Bestellnummer Ordering Code	Gehäuse Package
SFH 2500	Q65110A1201	5-mm-SMR®-Gehäuse (T 1 3/4), klares (SFH 2500/2505) und schwarz eingefärbtes (SFH 2500 FA/2505 FA) Epoxy-Gießharz, Anschlüsse (SFH 2500/2500 FA gebogen, SFH 2505/2505 FA gerade) im 2.54-mm-Raster (1/10"), Kathodenkennzeichnung: siehe Maßzeichnung. 5 mm SMR® package (T 1 3/4), clear (SFH 2500/2505) and black-colored (SFH 2500 FA/2505 FA) epoxy resin, solder tabs (SFH 2500/2500 FA bent, SFH 2505/2505 FA straight) lead spacing 2.54 mm (1/10"), cathode marking: see package outline.
SFH 2505	Q65110A1203	
SFH 2500 FA	Q65110A1202	
SFH 2505 FA	Q65110A1204	

**Grenzwerte**  
**Maximum Ratings**

Bezeichnung Parameter	Symbol Symbol	Wert Value	Einheit Unit
Betriebs- und Lagertemperatur Operating and storage temperature range	$T_{op}; T_{stg}$	- 40 ... + 85	°C
Sperrspannung Reverse voltage	$V_R$	50	V
Verlustleistung Total power dissipation	$P_{tot}$	100	mW

## SFH 2500/FA, SFH 2505/FA

Kennwerte ( $T_A = 25\text{ °C}$ )

Characteristics

Bezeichnung Parameter	Symbol Symbol	Wert Value		Einheit Unit
		SFH 2500 SFH 2505	SFH 2500 FA SFH 2505 FA	
Fotostrom Photocurrent $V_R = 5\text{ V}$ , Normlicht/standard light A, $T = 2856\text{ K}$ , $E_V = 1000\text{ lx}$	$I_P$	100	–	$\mu\text{A}$
$V_R = 5\text{ V}$ , $\lambda = 870\text{ nm}$ , $E_e = 1\text{ mW/cm}^2$	$I_P$	70 (>50)	70 (>50)	$\mu\text{A}$
Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit Wavelength of max. sensitivity	$\lambda_{S\text{ max}}$	850	900	nm
Spektraler Bereich der Fotoempfindlichkeit $S = 10\%$ von $S_{\text{max}}$ Spectral range of sensitivity $S = 10\%$ of $S_{\text{max}}$	$\lambda$	400 ... 1100	750 ... 1100	nm
Bestrahlungsempfindliche Fläche Radiant sensitive area	$A$	1	1	$\text{mm}^2$
Abmessung der bestrahlungsempfindlichen Fläche Dimensions of radiant sensitive area	$L \times B$ $L \times W$	1 × 1	1 × 1	mm × mm
Halbwinkel Half angle	$\varphi$	± 15	± 15	Grad deg.
Dunkelstrom, $V_R = 20\text{ V}$ Dark current	$I_R$	0.1 ( $\leq 5$ )	0.1 ( $\leq 5$ )	nA
Leerlaufspannung Open-circuit voltage $E_V = 1000\text{ lx}$ , Normlicht/standard light A, $T = 2856\text{ K}$	$V_O$	430	–	mV
$E_e = 0.5\text{ mW/cm}^2$ , $\lambda = 870\text{ nm}$	$V_O$	390 (>320)	390 (>320)	mV
Kurzschlussstrom Short-circuit current $E_V = 1000\text{ lx}$ , Normlicht/standard light A, $T = 2856\text{ K}$	$I_{SC}$	100	–	$\mu\text{A}$
$E_e = 1.0\text{ mW/cm}^2$ , $\lambda = 870\text{ nm}$	$I_{SC}$	70	70	$\mu\text{A}$
Anstiegs- und Abfallzeit des Fotostromes Rise and fall time of the photocurrent $R_L = 50\ \Omega$ , $V_R = 20\text{ V}$ ; $\lambda = 850\text{ nm}$ ; $I_p = 800\ \mu\text{A}$	$t_r$ , $t_f$	5	5	ns
Kapazität, $V_R = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ , $E = 0$ Capacitance	$C_0$	11	11	pF

## SFH 2500/FA, SFH 2505/FA

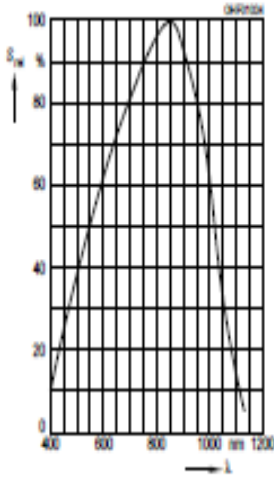
Kennwerte ( $T_A = 25\text{ °C}$ )

Characteristics (cont'd)

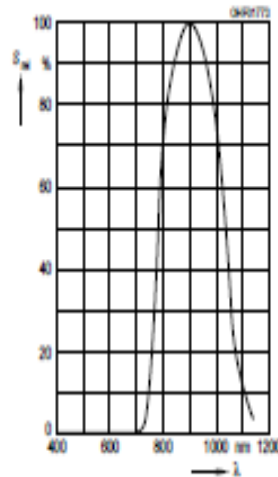
Bezeichnung Parameter	Symbol Symbol	Wert Value		Einheit Unit
		SFH 2500 SFH 2505	SFH 2500 FA SFH 2505 FA	
Temperaturkoeffizient von $V_O$ Temperature coefficient of $V_O$	$TC_V$	- 2.6	- 2.6	mV/K
Temperaturkoeffizient von $I_{SC}$ Temperature coefficient of $I_{SC}$ Normlicht/standard light A $\lambda = 870\text{ nm}$	$TC_I$	0.18 0.1	- 0.1	%/K
Rauschäquivalente Strahlungsleistung Noise equivalent power $V_R = 20\text{ V}$ , $\lambda = 850\text{ nm}$	$NEP$	$2.9 \times 10^{-14}$	$2.9 \times 10^{-14}$	$\frac{W}{\sqrt{Hz}}$
Nachweisgrenze, $V_R = 20\text{ V}$ , $\lambda = 850\text{ nm}$ Detection limit	$D^*$	$3.5 \times 10^{12}$	$3.5 \times 10^{12}$	$\frac{cm \times \sqrt{Hz}}{W}$

SFH 2500/FA, SFH 2505/FA

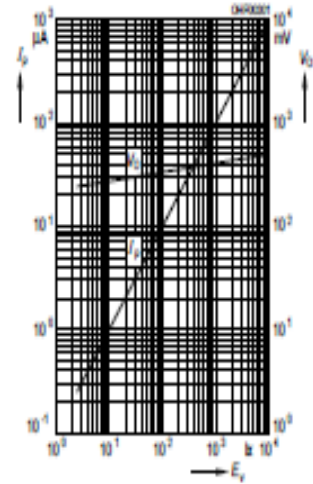
Relative Spectral Sensitivity  
 $S_{rel} = f(\lambda)$   
 SFH 2500/2505



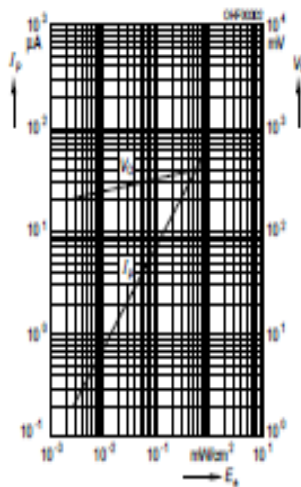
Relative Spectral Sensitivity  
 $S_{rel} = f(\lambda)$   
 SFH 2500 FA/2505 FA



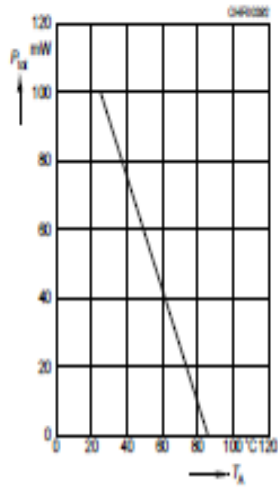
Photocurrent  $I_p = f(E_v)$ ,  $V_R = 5 V$   
 Open-Circuit Voltage  $V_O = f(E_v)$   
 SFH 2500/2505



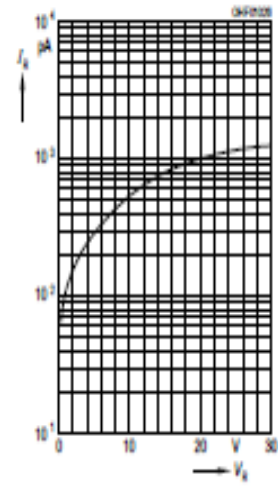
Photocurrent  $I_p = f(E_v)$ ,  $V_R = 5 V$   
 Open-Circuit Voltage  $V_O = f(E_v)$   
 SFH 2500 FA/2505 FA



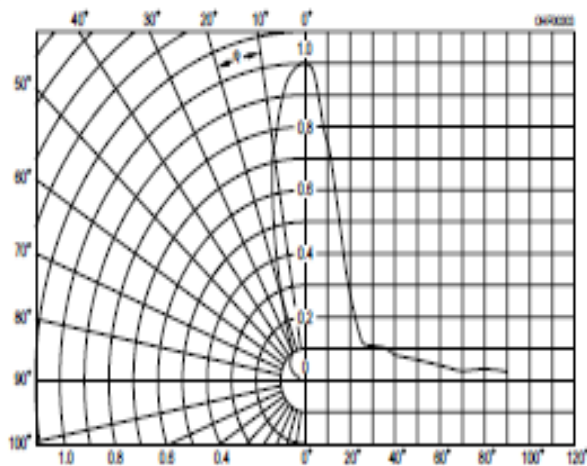
Total Power Dissipation  
 $P_{tot} = f(T_A)$



Dark Current  
 $I_R = f(V_R)$ ,  $E = 0$



Directional Characteristics  
 $S_{rel} = f(\varphi)$



# PRÁCTICA 2

## Amplificación de tensión mediante Transistor de Unión Bipolar NPN



## 2.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

El descubrimiento del transistor a mediados del siglo XX (1947) marcó el comienzo de la era de la electrónica. En apenas 60 años el desarrollo experimentado ha sido tal que hoy en día es difícil pensar en cómo sería la vida sin los ordenadores, la telefonía, la radio, la televisión...y ha sido, precisamente, el descubrimiento del transistor el “culpable” de esta revolución tecnológica.

El transistor responde a la necesidad de amplificación de pequeñas señales. En Electrónica de señal el transistor es utilizado como amplificador lineal y como interruptor controlado eléctricamente. La capacidad de amplificación lineal es fuertemente utilizada en Electrónica analógica, mientras que la tremenda velocidad de paso de corte a conducción ofrecida por los transistores es utilizada, especialmente, en Electrónica digital y en Electrónica de Potencia.

Un transistor se define como un dispositivo semiconductor de tres terminales, que permiten el control y la regulación de una corriente mediante una señal eléctrica de baja potencia. Se tienen varios tipos de transistores, los cuales se pueden ubicar en dos grupos:

- BJT: Transistor Bipolar de Unión
- FET: Transistor de Efecto de Campo

El objetivo que se persigue en esta práctica es que el alumno afiance y ponga en práctica dos conceptos:

- La polarización y la región de operación de un transistor.
- La amplificación de tensión con un transistor.

Para ello se utilizará un Transistor Bipolar tipo NPN en configuración de Emisor común, concretamente el BC548 cuya hoja de características se adjuntan en el **ANEXO A** a la práctica.



## 2.2 EL TRANSISTOR BJT

### 2.2.1 Introducción

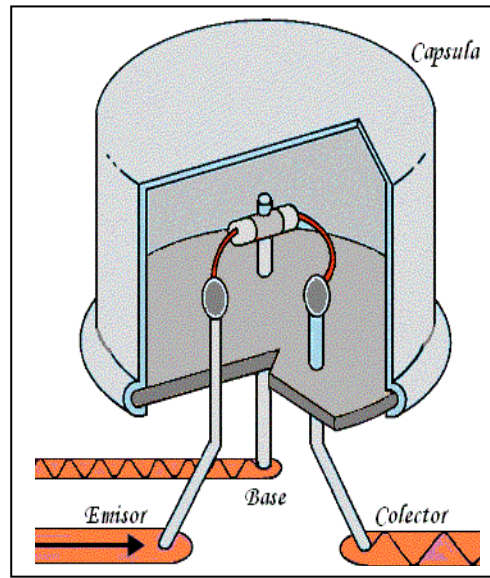
El transistor bipolar de unión (BJT en inglés Bipolar Junction Transistor) es también conocido como transistor de unión. Es un dispositivo formado por tres zonas o capas, en el que se tiene dos uniones pn. Si se tiene una zona de material tipo p en medio de dos zonas de material tipo n, tendremos un *transistor npn*, mientras que si se tiene una zona tipo n con dos capas tipo p a cada lado, se tiene un *transistor pnp*.

En la figura 2.1 se presentan las dos estructuras del transistor BJT, dónde:

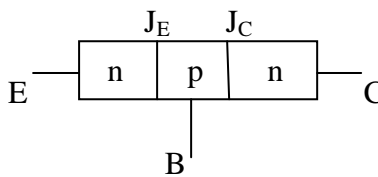
- E: Emisor
- C: Colector
- B: Base



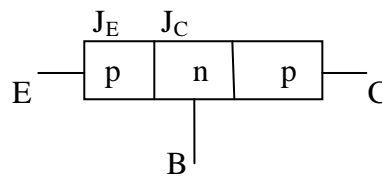
Transistor comercial



Esquema interno de conexiones



Estructura NPN



Estructura PNP

Figura 2.1. Estructura del transistor BJT

### 2.2.2 Símbolos y convenio de signos

En la figura 2.2 aparecen los símbolos que se utilizan para la representación del transistor de unión bipolar, así como las corrientes que circulan.

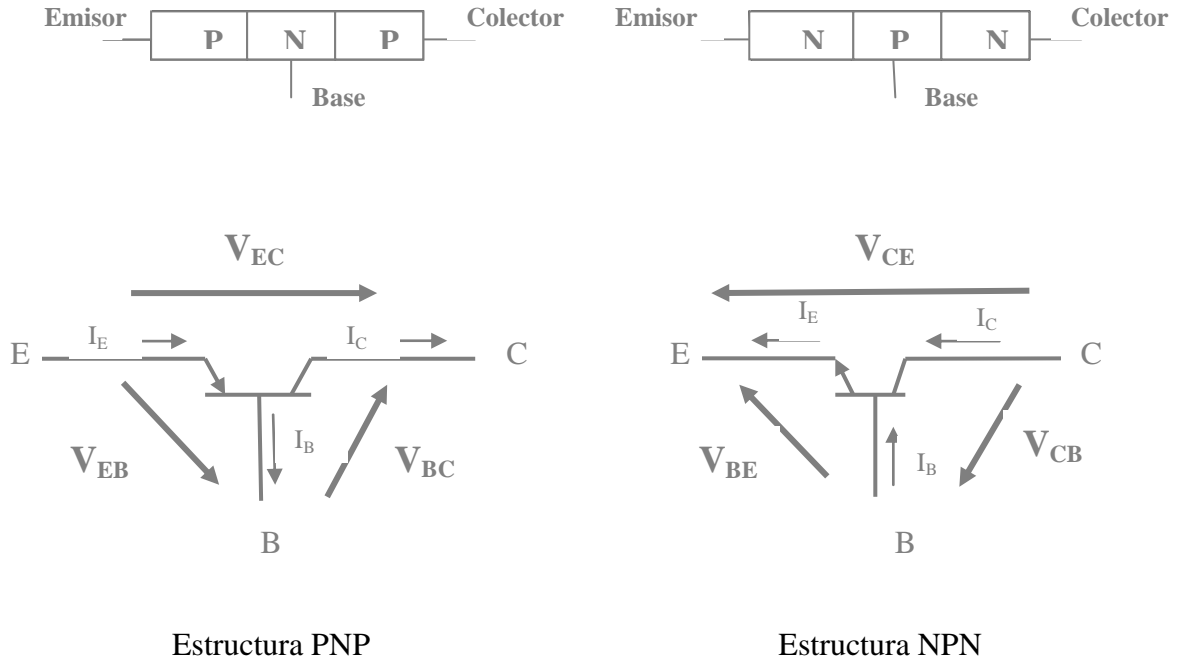


Figura 2.2. Sentidos de tensiones y corrientes en el BJT

### 2.2.3 Estructura de un transistor NPN. Zonas de funcionamiento

#### 2.2.3.1 Estructura de un transistor

Un modelo del transistor en el que se recoge la interacción entre ambas uniones PN es el llamado Modelo de Ebers-Moll, que aparece en la figura 2.3.

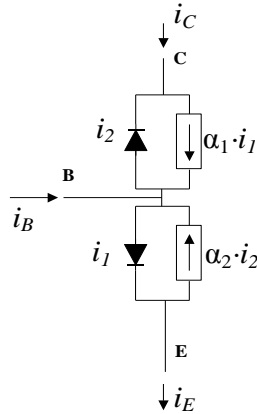


Figura 2.3: Modelo de Ebers-Moll

El transistor se optimiza para conseguir un valor de  $\alpha_1$  muy próximo a la unidad ( $\approx 0.995$ ). El principal motivo es que, de este modo, se puede conseguir mejores circuitos amplificadores. El valor que resulta para  $\alpha_2$  es bastante menor (0.05-0.5). En los circuitos amplificadores lineales, la unión BC estará polarizada en inversa. Lo que simplifica el modelo de Ebers-Moll:

- Desaparece la corriente en el diodo de la unión BC ( $i_2$ )
- Desaparece la fuente de corriente  $\alpha_2 \cdot i_2$ .

El modelo resultante se muestra en la figura 2.4. Con este modelo simplificado es posible determinar los valores de corrientes y tensiones en un circuito con transistores.

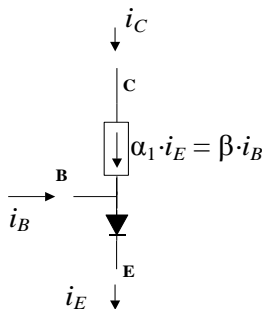


Figura 2.4

El parámetro  $\beta$  es una de las características principales del transistor. En transistores de baja potencia es habitual encontrar valores de  $\beta$  en el rango de 100-500, mientras que en transistores de potencia el valor de  $\beta$  se reduce en un orden de magnitud.

Atendiendo al modelo descrito en la figura 2.4 resulta la siguiente relación de corrientes:

$$i = \alpha i_E = \frac{\alpha}{1 - \alpha} i_B = \beta i_B \quad \text{Ec. (1)}$$

Aunque los procesos de fabricación permiten reproducir el parámetro  $\alpha$  con notable precisión, pequeñas desviaciones en su valor implican grandes variaciones de  $\beta$ . Por este motivo existe una dispersión del orden del 50% de variación en el valor de este parámetro para un mismo tipo de transistor.

### 2.2.3.2 Zonas de funcionamiento

En la práctica anterior se hablaba de que el diodo tenía dos posibles estados o zonas de trabajo (en directa y en inversa) según su polarización. Ahora se está ante un dispositivo que tiene dos uniones, una unión entre emisor-base ( $J_E$ ) y otra entre base-colector ( $J_C$ ), cada una de las cuales puede ser polarizada en las dos formas mencionadas anteriormente. Así, desde el punto de vista global del dispositivo se tienen tres zonas de funcionamiento posibles en función del estado de polarización de las dos uniones (figura 2.5).

Si se polarizan las dos uniones en directa, el transistor está trabajando en la *zona de saturación*. Si la unión de emisor se polariza en directa y la unión de colector en inversa, se está en la *zona activa o lineal*. El modelo de la Figura 2.4 y la ec. (1) corresponden a éste modo de funcionamiento. Y si ninguna de las dos uniones se polarizan en directa, el transistor está en la *zona de corte*.

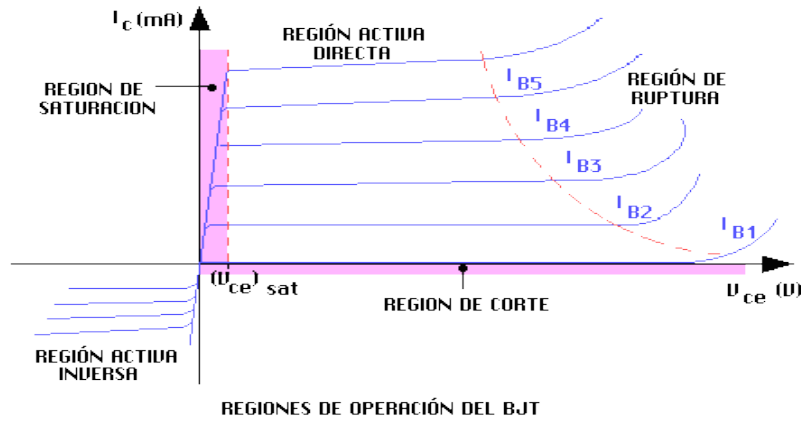


Figura 2.5

### 2.2.3.3 Curva de puntos característicos

Como se ha visto en el modelo de Ebers-Moll, la corriente de colector depende de la corriente presente en el terminal de la base. Con el fin de definir las zonas de funcionamiento del transistor y para conseguir la polarización adecuada según las distintas aplicaciones que se quiera realizar del mismo, resulta útil representar la corriente  $I_C$  frente a la tensión  $V_{BE}$ .

En esta práctica el transistor va a funcionar en la configuración de emisor común (figura 2.6). Los diferentes puntos de operación correspondientes a esta configuración se muestran en la figura 2.7. Con tensiones  $V_{BE}$  que se encuentren por debajo de la tensión umbral de la unión base-emisor, la corriente de base es prácticamente nula, por lo que  $I_C$  también. El transistor se encuentra en corte. Una vez superada la tensión umbral,  $V_\gamma$  ( $\approx 0,6V$ ), la corriente de base crece exponencialmente con la tensión  $V_{BE}$  (ésta zona se analizará con más detalle en el apartado 2.3.5) obteniéndose valores muy altos de la corriente de colector. Esta zona se denomina activa, y por medio de una baja corriente de base se puede regular el valor de una corriente, de colector a emisor, cientos de veces mayor. No obstante, si la corriente de colector aumenta mucho, llega un punto en el que la unión colector-base se polariza en directa. En esta situación se dice que el transistor entra en saturación. Cuando el transistor alcanza la saturación, la tensión colector-emisor se reduce a un mínimo de  $0,3V$  aproximadamente, y la corriente por el colector queda limitada únicamente por el valor de la tensión de alimentación y el de la resistencia  $R_c$ . Es decir, el transistor en saturación se puede aproximar por un cortocircuito entre colector y emisor.

De la explicación anterior resulta fácil entender que al terminal de la base se le denomine terminal de control y a los terminales de colector y emisor se les denomina terminales de potencia.

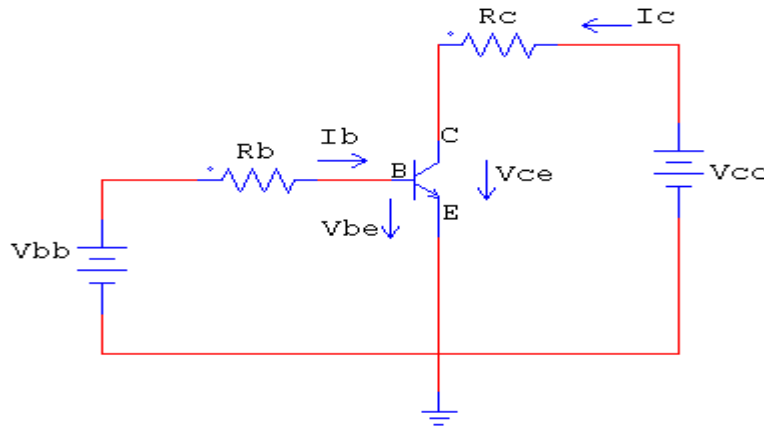


Figura 2.6: Transistor en la configuración de emisor común

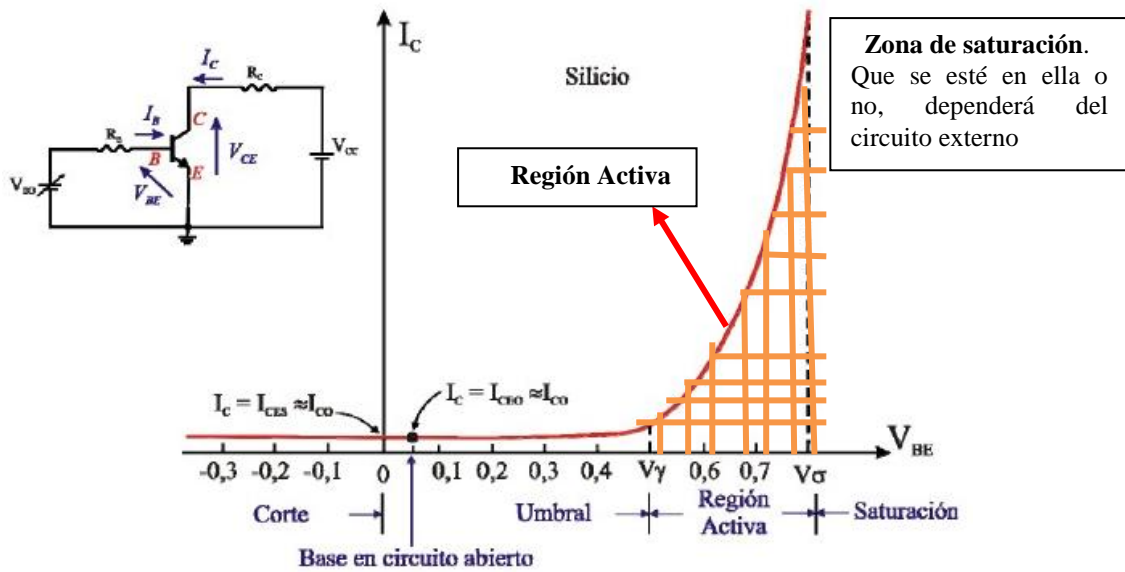


Figura 2.7: Gráfica de la corriente de colector en función de la tensión base-emisor

Los valores de  $V_\gamma$  y  $V_\sigma$  son valores estimados.  $V_\gamma$  varía un poco de un transistor a otro. El valor máximo de tensión  $V_\sigma$  no es un parámetro propio del transistor,

sino que depende de la corriente máxima del circuito al que está conectado el transistor.

#### 2.2.3.4 Amplificación de tensión en configuración de emisor común

El objetivo de esta configuración es que la tensión colector-emisor, muestre amplificadas las variaciones de la tensión base-emisor. El transistor no es un amplificador centrado en el origen, ya que necesita estar operando en la zona lineal, lo que implica un cierto valor medio de corriente de base. Solamente desde el punto de vista de las variaciones sobre dicho valor medio puede considerarse un amplificador de corriente simétrico. El necesario desplazamiento del valor medio respecto del origen, se conoce como **Polarización**.

La polarización del transistor consiste en aplicar las tensiones adecuadas a las uniones de emisor-base y colector-base que permitan situar al transistor en la región de funcionamiento adecuada a la aplicación que se desea.

Si la aplicación es la utilización del transistor como amplificador, como es el objetivo de esta práctica, se situará el punto de trabajo (**Q**) en la región activa (figura 2.8).

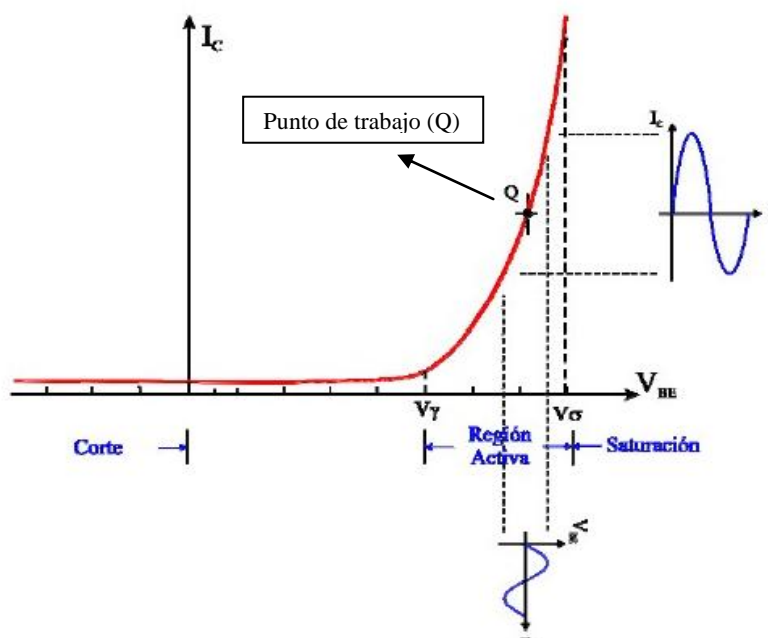


Figura 2.8: Comportamiento lineal del transistor en la zona activa.

El *punto de trabajo (Q)*, viene definido por el valor de la tensión de colector-emisor ( $V_{CE(Q)}$ ) y las corrientes de colector y base ( $I_{C(Q)}$  e  $I_{B(Q)}$ ). La posición del *punto de trabajo* depende de las tensiones y de los circuitos de polarización empleados. En el apartado 3.5 se describen dos métodos de polarización de un transistor. Una vez que se ha situado al transistor en el punto de trabajo deseado, ya se puede utilizar como amplificador de tensión. Para ello hay que dar dos pasos:

- A. Convertir la tensión que se desea amplificar en variaciones de la corriente de base.
- B. Convertir las consecuentes variaciones de corriente de colector en variaciones de tensión.

Analicemos estos dos pasos con detalle:

- A. Cómo se ha podido comprobar en el modelo de Ebers-Moll, la relación que existe entre la tensión base-emisor y la corriente de base es la propia de un diodo.

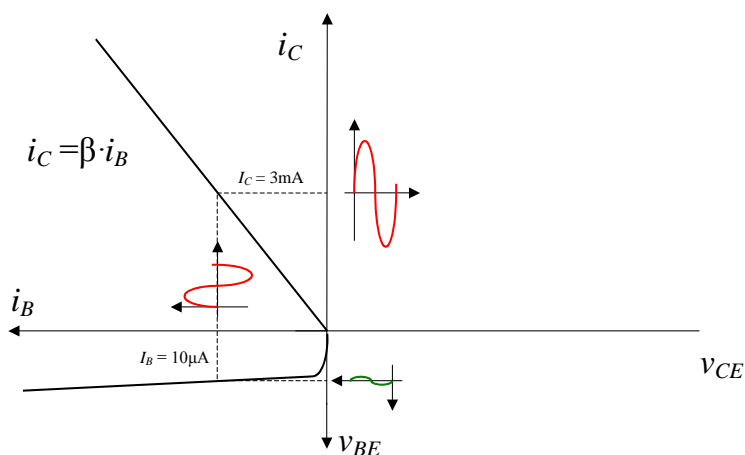


Figura 2.9

El diodo para que conduzca corriente necesita, como se vió en la Práctica 1, tensiones superiores a 0.7V. Si se supone que la tensión base-emisor es cercana a ese valor, se tendrá que pequeñas variaciones de tensión provocarán grandes variaciones en la corriente base y ésta a su vez en la de colector.

Para conocer la relación entre la tensión base-emisor y la corriente de base (y a su vez la de colector) y poder alcanzar nuestro objetivo *lograr un amplificador de tensión lineal*, se realiza un análisis de pequeña señal, en torno al punto Q de operación o de trabajo:



$$\begin{aligned}i_B &= I_B + i_b \\i_C &= I_C + i_c \\v_{BE} &= V_{BE} + v_{be}\end{aligned}$$

Donde las variables en mayúsculas corresponden a las componentes de continua y las minúsculas a las de alterna (variación en torno al punto de trabajo).

La relación entre la corriente de base y la tensión base-emisor viene dada por:

$$i_B = I_s e^{\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)} = I_s e^{\left(\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}\right)}$$

Observando la ecuación, se ve que se trata de una **relación exponencial**, es decir **no lineal**, pero **SÍ** se podrá obtener una relación suficientemente lineal, si la componente de alterna de  $v_{BE}$  es mucho menor que  $V_T$  ( $V_T \approx 25\text{mV}$  a  $T^a$  ambiente).

$$i_B = I_B + i_b = I_s e^{\left(\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}\right)} = I_s e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T}\right) = I_B + I_B \frac{v_{be}}{V_T}$$

En la corriente de colector aparecerá la misma forma de onda pero a diferente escala.

$$i_C = \beta i_B = \beta I_B + \beta i_b \quad \Rightarrow \quad i_c = \beta i_b$$

Que se relaciona con  $v_{be}$  según:

$$i_c = \beta i_b = \beta I_B \frac{v_{be}}{V_T} = I_C \frac{v_{be}}{V_T} = \frac{I_C}{V_T} v_{be} = g v_{be}$$

En resumen:

- Se logrará una amplificación de señal lineal en la región activa del transistor pero siempre que se manejen tensiones de base-emisor menores a  $V_T$ .

$$i_c = g v_{be}$$

- Dos transistores con diferente  $\beta$  tendrán la misma “ganancia” tensión-corriente, si operan con la misma corriente media de colector.

$$g = \frac{I_C}{V_T}$$

- B.** Convertir las variaciones de corriente del colector en variaciones de tensión. Es decir, forzar a la corriente del colector a circular por una resistencia.

Tal y como se observa en la figura 2.6, la corriente de colector debe circular por la resistencia  $R_C$ , lo que implica que las variaciones en la corriente del colector se traducirán en variaciones en la tensión de la resistencia.

Los valores de tensión y corriente que pueden darse en la resistencia  $R_C$  vienen dados por la siguiente ecuación:

$$v_{CE} + R i_C = V_{CC}$$

Que expresada en términos de las componentes de continua y alterna resulta:

$$V_{CE} + v_{ce} + R(I_C + i_c) = V_{CC}$$

Los valores de continua han de verificar:

$$V_{CE} + R I_C = V_{CC}$$

y se deduce que:

$$v_{ce} = -R i_c$$

$$v_{ce} = -R g v_{be} = -R \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

Por tanto la ganancia de tensión, para la componente en alterna, es de:

$$\text{Ganancia} = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -R g = -R \frac{I_C}{V_T}$$

Ésta ecuación es sólo válida para valores de  $V_T$  mucho menores de 25mV.

Además, se ha de verificar que las variaciones de tensión debidas a  $v_{ce}$  no “sacan” al transistor de su zona lineal.

**Ejemplo:**

Un transistor en configuración de emisor común, polarizado con  $I_C = 2.5\text{mA}$  y conectado a  $V_{CC}$  con una resistencia de  $R = 2\text{k}\Omega$ , presentará la siguiente ganancia en alterna:

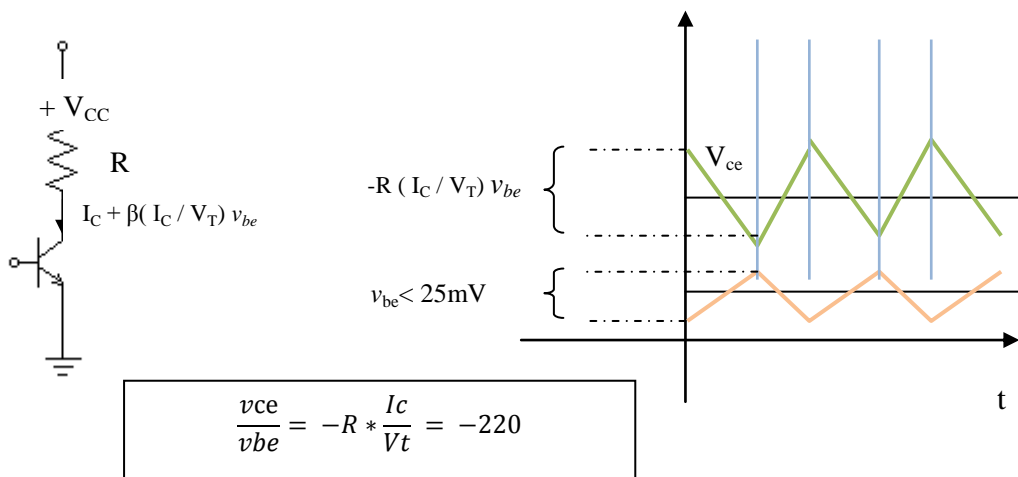


Figura 2.10: Variables más relevantes en una etapa amplificadora de Emisor Común

## 2.3 APLICACIONES DEL TRANSISTOR BJT: Amplificación lineal e Interruptor.

### 2.3.1 TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR

La polarización del transistor se logra a través de los circuitos de polarización que fijan la corriente y tensión del punto de trabajo. En la figura 2.11 y en la figura 2.12 se muestran los circuitos de polarización que se utilizan en ésta práctica. El objetivo de ambos circuitos es tener un valor de  $I_C$  dado.

#### Circuito de polarización 1:

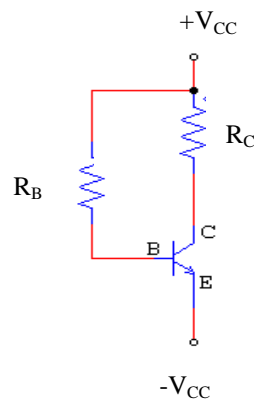


Figura 2.11: Polarización de base. Control de  $I_B$  y con ella de  $I_C$ .

#### Circuito de polarización 2:

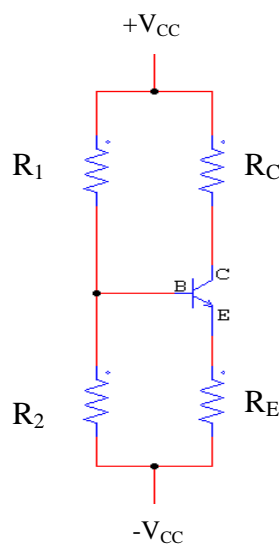


Figura 2.12: Polarización por divisor de tensión con  $R_E$ . Control directo de  $I_C$ .

### 2.3.1.1 Polarización de base (polarización fija)

Se trata del circuito de polarización más sencillo. De forma intuitiva el planteamiento de este circuito consiste en controlar la corriente de colector fijando la corriente de la base. La relación entre ambas corrientes es el parámetro  $\beta$  del transistor. Se realizará el análisis de polarización de base o fija a partir del circuito de la figura 2.13, que se muestra a continuación.

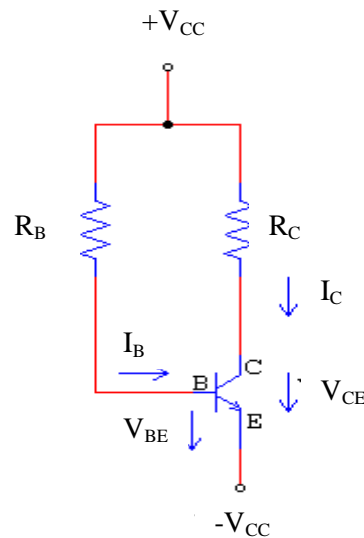


Figura 2.13: Sentidos de las corrientes y tensiones en el circuito de polarización fija.

Para realizar el análisis del circuito, seguiremos los siguientes pasos:

1. Se plantea la expresión de la malla de salida:

$$V_{CC} - (-V_{CC}) = V_{CE} + R_C \cdot I_C \quad \text{ec.(1)}$$

y se decide el punto de trabajo  $I_C$ ,  $V_{CE}$  deseado.

En este primer acercamiento al diseño de un circuito amplificador con transistor bipolar se tomarán los valores de  $I_C$  y  $V_{CE}$  como datos conocidos. Un diseño completo exigiría determinar el punto de trabajo atendiendo a criterios de potencia consumida, rango de variación de tensión requerido, etc.

2. Los valores de  $I_C$  e  $I_B$  están ligados por:

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad \text{ec.(2)}$$

El valor de  $\beta$  se puede estimar de las hojas de características del transistor que se esté analizando, en esta práctica en cuestión, el BC548. Por tanto, utilizando la ecuación (2) se obtiene el valor de  $I_B$  deseado.

Éste valor es estimado porque su tolerancia es muy alta de un transistor a otro de la misma familia. Esta característica se ha de tener muy presente, porque es la principal limitación a la hora de polarizar un transistor a partir de este tipo de circuitos.

3. El objetivo ahora es determinar el valor de la resistencia de base  $R_B$  para garantizar el valor de  $I_B$  deseado. Tomando la malla de entrada, se tiene que:

$$V_{CC} - (-V_{CC}) = V_{BE} + R_B \cdot I_B \quad \text{ec.(3)}$$

$$I_B = (2V_{CC} - V_{BE}) / R_B \quad \text{ec.(4)}$$

$$\text{Puesto que } V_{BE} \approx 0.6V \rightarrow I_B = (2V_{CC} - 0.6) / R_B \quad \text{ec.(5)}$$

En realidad, el valor de  $V_{BE}$  es aproximado, pero su variación apenas afecta al resultado, ya que es muy inferior a  $2V_{CC}$ .

Por tanto, a partir de la ecuación (5) se concluye que con la resistencia  $R_B$  fijaremos el valor de  $I_B$ .

Es muy importante destacar, que el análisis con éste circuito de polarización es único para cada transistor, es decir, el valor de  $R_B$  difiere debido a los diferentes valores de  $\beta$  que presentan entre ellos. Como consecuencia no se puede diseñar un circuito con una  $R_B$  determinada que sea útil para transistores de un tipo dado. Esto hace prácticamente inviable el uso comercial de este tipo de circuito de polarización. Para evitar o minimizar este efecto en la medida de lo posible y conseguir que independientemente del transistor utilizado, el punto de trabajo sea el mismo, se recurre a la polarización por fuente de corriente, cuya realización más simple consiste en introducir un divisor de tensión en la base del transistor y una resistencia en el emisor.

### 2.3.1.2 Polarización por divisor de tensión con $R_E$ .

La polarización por divisor de tensión (figura 2.14) es uno de los circuitos más empleados en amplificación. Los valores de  $R_1$  y de  $R_2$  determinan la ubicación del punto Q. El motivo de su utilización es la mejora que se obtiene en la estabilidad del punto de polarización.

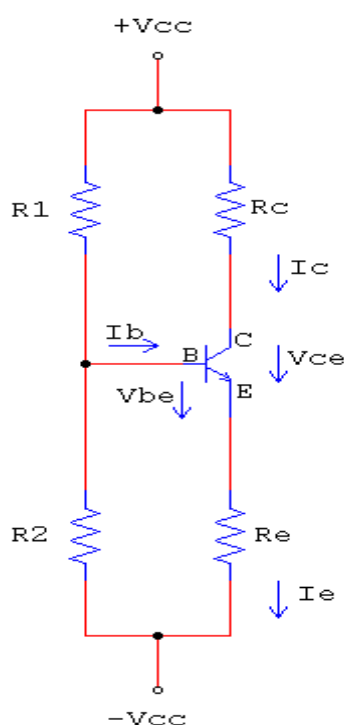


Figura 2.14: Sentidos de las corrientes y tensiones trabajando en la zona activa

Para un correcto diseño del circuito de polarización, se siguen los pasos siguientes:

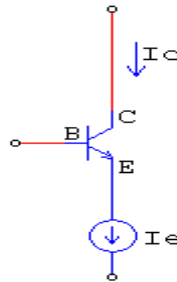
- 1- Igual que en el caso anterior.
- 2- Mediante la ecuación:

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

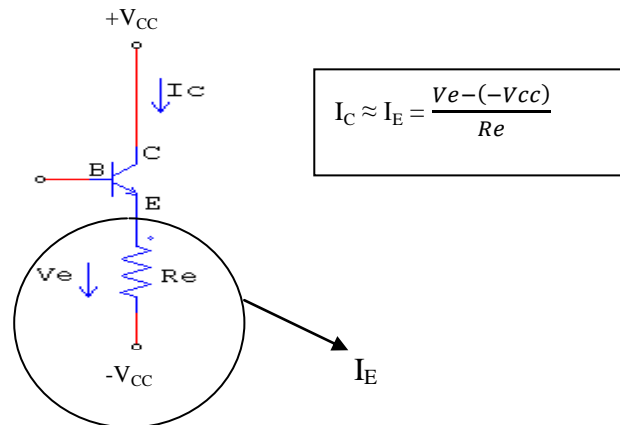
Se calcula la corriente de base  $I_B$  ( $\mu A$ ) que circula por dicho terminal del transistor. La  $\beta$  se obtiene de las hojas de características (**ANEXO**).

Como se comprobará  $I_C \gg I_B$ .

3- El objetivo siguiente, es lograr una fuente de corriente “ficticia” a la salida del terminal de emisor, ya que  $I_E \approx I_C$ .



- Para ello, se fija una caída de tensión  $V_E$  y con la resistencia de emisor  $R_E$ , se consigue que circule la corriente  $I_E$  deseada.



- La caída de tensión  $V_E$  viene determinada por la tensión que existe en la base  $V_B$ . Ya que la caída de tensión base-emisor ( $V_{BE}$ ) es  $\approx 0.6V$ . En función de un transistor u otro la caída en  $V_{BE}$  sólo difiere en unos 50mV.

4- Por tanto tenemos que:

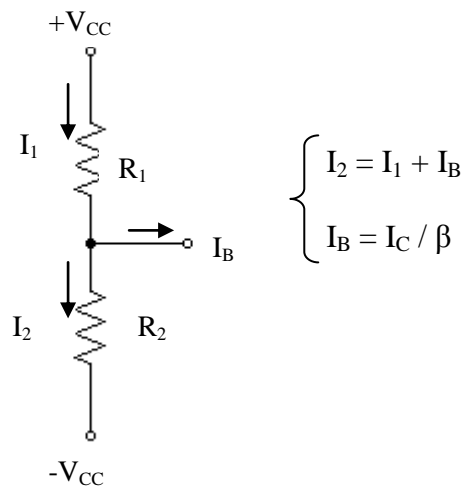
$$\begin{cases} V_E = V_B - 0.6 \\ \text{y } V_B = V_{R2}. \end{cases}$$

5- Para que la variación en  $V_{BE}$  apenas influya, el valor de  $V_B$  debe ser al menos 100 veces mayor que 50mV. Por tanto  $V_E \geq 5V$ .

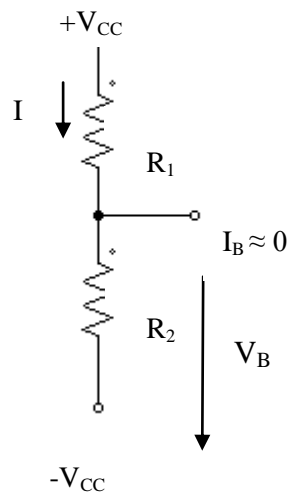
Esto hace, que cuando se produzca un cambio de transistor, el punto de trabajo, la caída de tensión  $V_E$  y por tanto la corriente  $I_E$ , se mantengan prácticamente igual.

Para conseguir la caída de tensión  $V_E$ , se recurre a un divisor de tensión que fije el valor de  $V_B$ :

$$\begin{cases} [+V_{CC} - (-V_{CC})] / (R_1 + R_2) = I \\ -V_{CC} + I \cdot R_2 = V_{R2} = V_B - 0,6 \end{cases}$$



Aunque el valor de  $\beta$  es variable, sí se puede estimar su orden de magnitud, de tal forma que  $I_1$  sea muchísimo mayor. En ese caso  $I_2 \approx I_1$ , y el circuito queda:



Bajo estas condiciones el valor de  $V_B$  depende únicamente del divisor entre  $R_2$  y  $R_1$ . Por tanto, se tomarán valores de  $R_1+R_2$  de tal forma que la corriente  $I \gg I_B$  y además se ajustará la proporción entre  $R_2$  y  $R_1$  para conseguir la tensión  $V_{R2}$  deseada.



### 2.3.1.2 El transistor como AMPLIFICADOR.

Como se mencionó con anterioridad, para que el transistor actúe como amplificador de señal, se debe colocar el punto de trabajo o de funcionamiento en la posición que permita obtener la ganancia deseada y la mínima distorsión en la señal de salida.

Este paso se ha llevado a cabo, mediante la polarización del transistor en la zona activa.

Seguidamente se muestra un circuito de amplificación para señales de alterna. Obsérvese que haciendo  $V_i = 0$  y analizando el circuito para las fuentes de continua (es decir, los condensadores como circuitos abiertos) se obtiene el circuito de polarización señalado. (Figura 2.15)

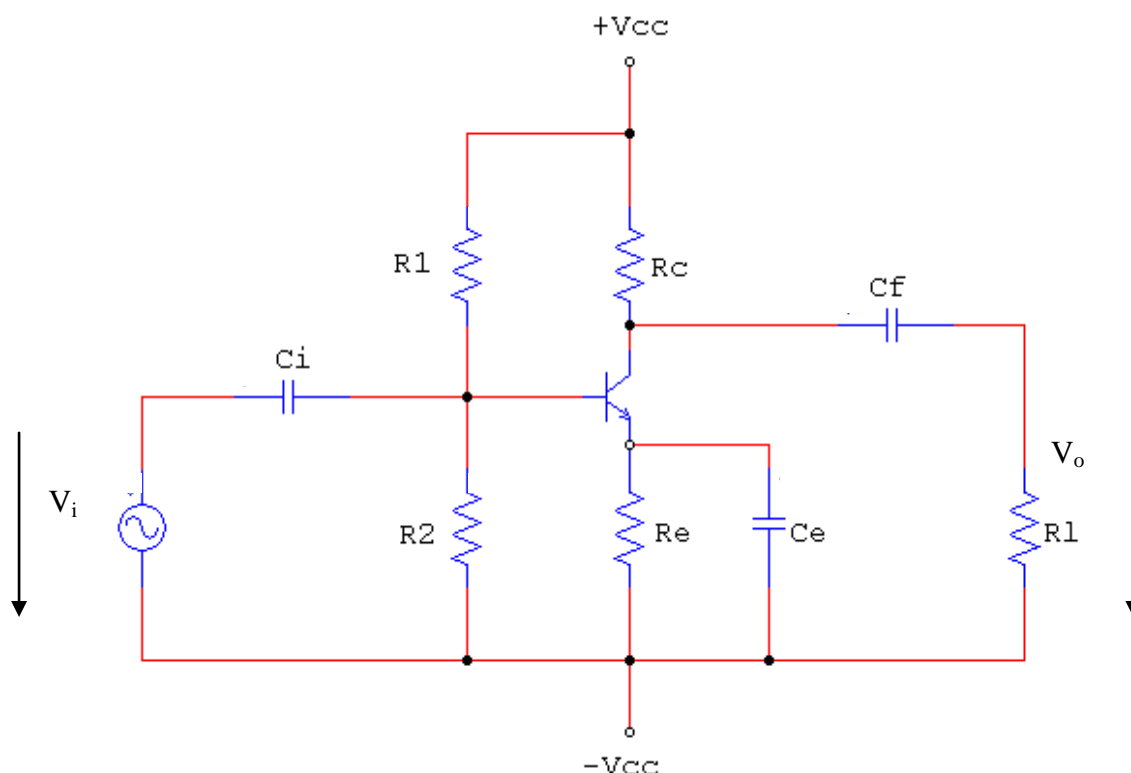


Figura 2.15: Circuito amplificador de tensión con BJT en Emisor Común

A continuación, se explica brevemente la funcionalidad de cada componente.

Los condensadores  $C_I$  y  $C_F$  que aparecen son condensadores de acoplo y sirven para bloquear la componente continua y acoplar la de alterna. En concreto  $C_I$  sirve para acoplar la tensión que queremos amplificar. El condensador  $C_F$  permite acoplar la señal

amplificada a la carga, eliminando la componente continua (del punto de polarización) de forma que a la carga le llegue sólo la componente alterna.

El condensador  $C_E$  es un condensador de desacoplo, su misión es la de proporcionar un camino a tierra a la componente alterna. Al añadir el condensador de desacoplo se consigue que la componente continua de la corriente de polarización pase por  $R_E$  mientras que la alterna debido a la amplificación de  $V_i$  pase por el condensador  $C_E$ , que actúa como un cortocircuito, y por tanto  $R_E$  no afectará a la ganancia de amplificación.

La frecuencia de corte de un circuito RC de primer orden viene dada por:

$$f_c = 1 / (2\pi \cdot C \cdot R_{eq})$$

Expresión que permite calcular fácilmente el rango de frecuencia en el que el circuito proporcionará la máxima amplificación:

- Frecuencia de corte de entrada:  $f_i = 1 / (2\pi \cdot C_i \cdot R_{eqi})$

Siendo  $R_{eqi}$  el paralelo entre  $R_1$ ,  $R_2$  y la resistencia de pequeña señal de base-emisor. Señales con una frecuencia inferior no serán transmitidas a la etapa de amplificación.

- Frecuencia de corte de salida:  $f_o = 1 / (2\pi \cdot C_o \cdot R_{eqo})$

Siendo  $R_{eqo}$  la suma de  $R_C$  y  $R_L$ . Señales con una frecuencia inferior no serán transmitidas a la etapa de salida.

### 2.3.2 TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR CONTROLADO

El funcionamiento como interruptor es muy útil en los circuitos digitales y de potencia. Generalmente se recurre a circuitos similares a los de polarización fija, si bien la tensión aplicada al terminal de la base sólo podrá tomar dos valores, uno que garantice el funcionamiento en saturación (cortocircuito) y otro que garantice el funcionamiento en corte (circuito abierto).

La figura 2.16 muestra un circuito al cual se le aplica una tensión  $V_i$  que puede tomar valores próximos a  $V_{CC}$  o cero.

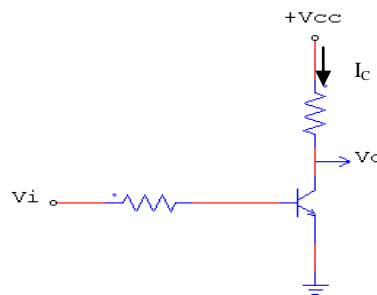


Figura 2.16: Circuito de polarización para controlar el transistor como interruptor.

Se dan dos posibles estados:

- 1- Si  $V_i = 0$ , la tensión en la unión emisor-base no será suficiente para que exista una corriente base ( $I_B = 0$ )  $\rightarrow I_C = 0$ .

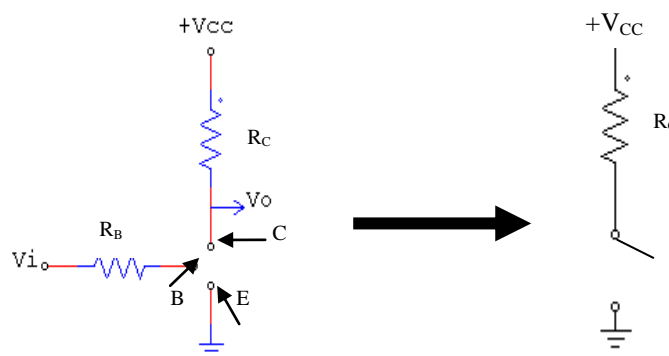


Figura 2.17: Transistor en zona de corte. Estado  $Q_1$ .

En este caso, la caída de tensión sobre la resistencia de colector es nula, por lo que la tensión de alimentación  $V_{CC}$ , estará en los terminales de colector y

emisor, por lo que  $V_o = V_{CC}$ . Esta situación se corresponde con el punto de trabajo  $Q_1$  de la Figura 2.19.

- 2- Para la situación en la que  $V_i = V_{CC}$ , la corriente de base existirá y será elevada llevando al transistor a la zona de saturación  $Q_2$  (Figura 2.19). En esta situación  $V_o \approx 0$ . Para garantizar que se llega a éste estado, la corriente de base debe verificar que ,

$$I_B > (I_C / \beta_{\min})$$

es decir, que el transistor trabaja en la zona de saturación. Dada la variabilidad en el valor de  $\beta$ , la resistencia de base se calcula para que la corriente de base sea varias veces superior al valor típico. De este modo, independientemente del transistor utilizado, se conseguirá que éste alcance su estado de saturación.

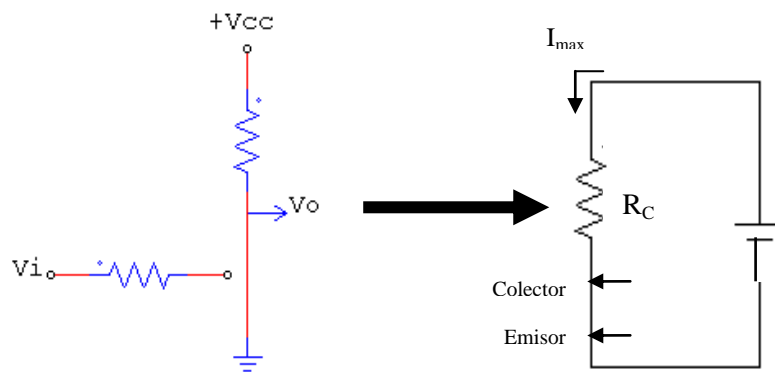


Figura 2.18: Transistor en zona de saturación. Estado  $Q_2$ .

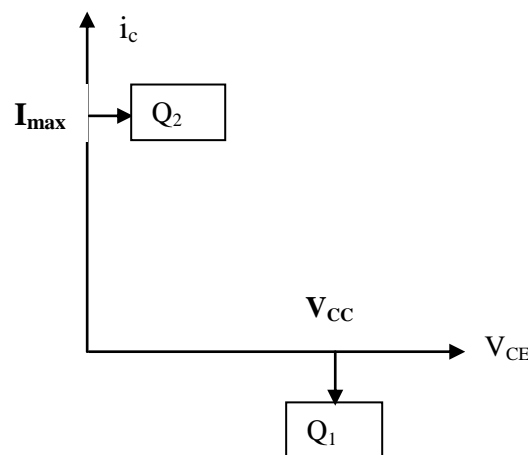


Figura 2.19: Puntos de trabajo a la salida del circuito.

## 2.4 EJERCICIOS PRÁCTICOS.

- **POLARIZACIÓN.**

Utiliza para los montajes el Transistor Bipolar NPN: BC548.

### Montaje 1

- $V_{CC} = 10\text{ V}$ ,  $-V_{CC} = -10\text{V}$  e  $I_C = 2.13\text{mA}$ .
1. Monta el circuito de la Figura 2.20 y calcula el punto de trabajo. Para ello calcula:
    - Resistencia  $R_C$  necesaria para conseguir que circule la corriente propuesta.
    - Corriente  $I_B$  (corriente de base del transistor) que circula.
    - Resistencia  $R_B$ .
  2. Mide con la ayuda del polímetro:
    - La tensión que cae sobre la resistencia  $R_C$  y sobre la resistencia  $R_B$ .
    - La tensión  $V_{BE}$  del transistor (tensión base-colector).
    - Las corrientes  $I_C$  e  $I_B$  que circulan y compáralas con las teóricas calculadas anteriormente.

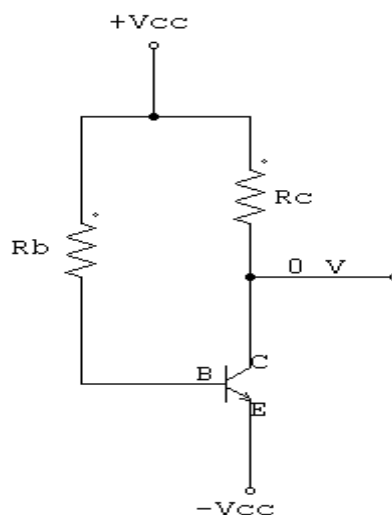


Figura 2.20

3. A continuación, vuelve a medir los parámetros anteriores sustituyendo el transistor, primeramente por uno y posteriormente por otro diferentes.
- ¿Cómo son estas nuevas medidas de tensión y de corriente? Discute a qué puede ser debido.

### Montaje 2

- $V_{CC} = 10\text{ V}$ ,  $-V_{CC} = -10\text{ V}$  e  $I_C = 2.13\text{ mA}$ .
1. Monta el circuito de la Figura 2.21. Para ello calcula:
    - El valor de la resistencia  $R_E$  para que exista una caída de tensión de aproximadamente  $4.8\text{ V}$  sabiendo que la corriente que circula es  $I_E = I_C$ .
  2. Con el juego de resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_E$  siguiente :
 

**$R_2 = 5\text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 15\text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 2\text{ k}\Omega$ .**

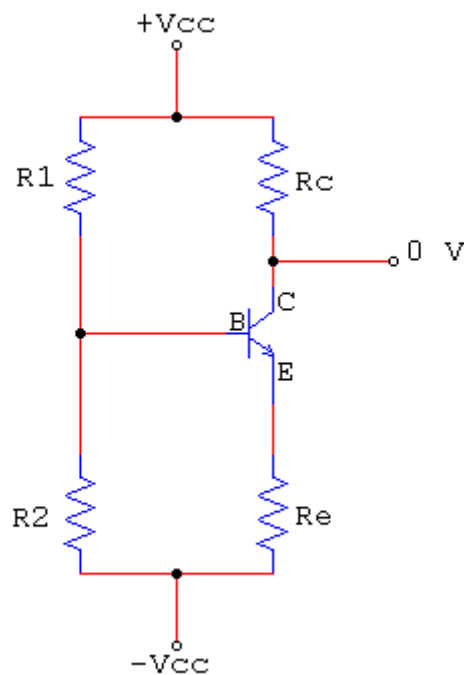


Figura 2.21

Mide con la ayuda del polímetro y mediante un cálculo teórico:

- Las tensiones que caen en las resistencias  $R_C$ ,  $R_E$ ,  $R_1$  y  $R_2$ .
- La corriente de colector  $I_C$ , la corriente de emisor  $I_E$ , la corriente que circula por la resistencia  $R_1$  y la corriente que circula por la resistencia  $R_2$ .
- ¿Varía mucho con lo calculado teóricamente? ¿A qué se debe?

3. A continuación, vuelve a medir los parámetros anteriores sustituyendo el transistor, por los mismos que en el montaje 1.
  - ¿Cómo son estas nuevas medidas de tensión y de corriente?
  - ¿Porqué hay tanta diferencia con las medidas del montaje 1 si son los mismos transistores los utilizados?
  
4. Calcula la ganancia del circuito. ¿Cuál sería la salida  $V_o$  si se introdujera una entrada  $V_i$  de 5mV?

- **TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR**

- **Montaje**

- $V_{CC} = 10\text{ V}$ ,  $-V_{CC} = -10\text{ V}$ ,  $R_i = 27\Omega$ ,  $R_2 = 5\text{k}\Omega$ ,  $R_1 = 15\text{k}\Omega$ ,  $R_E = 2\text{k}\Omega$ ,  $R_C = 4\text{k}\Omega$ ,  
 $C_I = 220\text{nF}$ ,  $C_E = 470\mu\text{F}$ ,  $C_A = 100\mu\text{F}$ ,  $C_B = 100\mu\text{F}$ .  
 $V_{in} = 200\text{mV}$  (señal según enunciado)

1. Partiendo del montaje 2, completa el circuito hasta obtener el de la Figura 2.22.
2. Calcula la frecuencia de entrada ( $f_i$ ) y la amplitud y compárala con las esperadas de acuerdo con el análisis teórico.
3. Representa las formas de onda de entrada y de salida cuando la entrada es: senoidal, triangular, rampa y cuadrada. Calcula la ganancia del circuito.
4. Para una frecuencia perteneciente al intervalo [ $f_i$  - ...], comprueba el efecto sobre la ganancia de la presencia de la capacidad  $C_E$ .
5. ¿Qué influencia tiene el valor de la tensión de entrada en la distorsión de la salida?

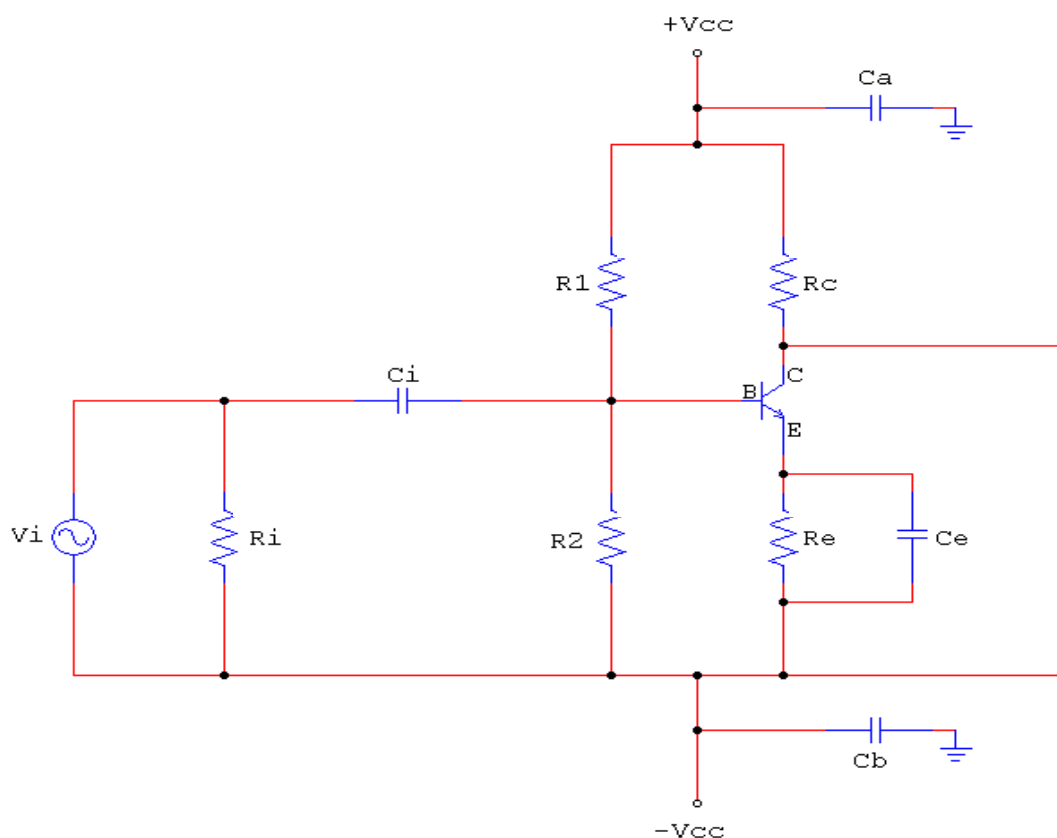


Figura 2.22



- **TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR**

**Montaje**

$V_{CC} = 10\text{ V}$ ,  $V_i = \text{Señal cuadrada de } 10\text{ V}$ ,  $R_b = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_c = 3\text{ k}\Omega$

$f = 1\text{ Hz}$

1. Monta el circuito de la Figura 2.23.
2. Representa las formas de onda de la entrada y la salida.
3. Interpreta teóricamente el resultado.

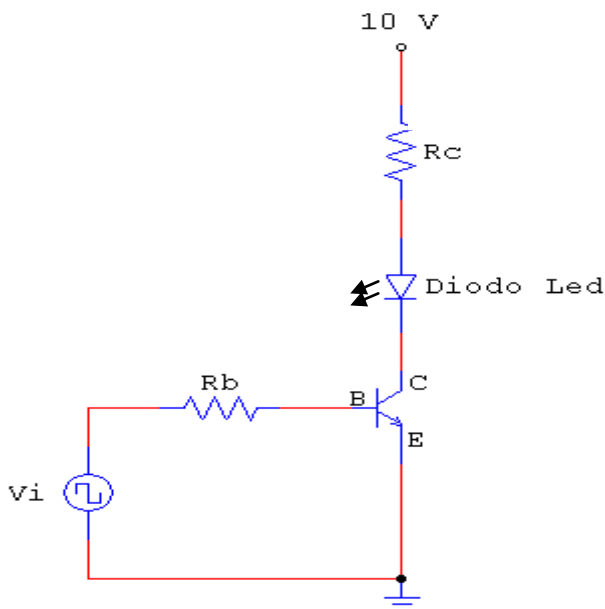


Figura 2.23

# ANEXOS

# PRÁCTICA 2

**SUMARIO DE LOS ANEXOS**

ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR NPN BC548

ANEXO B: OTRAS APLICACIONES

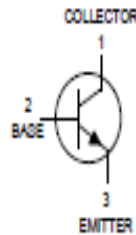
**ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR NPN BC548**

**MOTOROLA**  
 SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document  
 by BC648/D

**Amplifier Transistors**  
 NPN Silicon

**BC546, B**  
**BC547, A, B, C**  
**BC548, A, B, C**



**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	BC 648	BC 647	BC 648	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE0}$	65	45	30	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	80	50	30	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$	6.0			Vdc
Collector Current — Continuous	$I_C$	100			mA dc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	625			mW
		5.0			mW/°C
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	1.5			Watt
		12			mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150			°C

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W

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

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

**OFF CHARACTERISTICS**

Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 1.0\text{ mA}, I_B = 0$ )	BC546	$V_{(BR)CEO}$	65	—	—	V
	BC547		45	—	—	
	BC548		30	—	—	
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 100\ \mu\text{A dc}$ )	BC546	$V_{(BR)CBO}$	80	—	—	V
	BC547		50	—	—	
	BC548		30	—	—	
Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_E = 10\ \mu\text{A}, I_C = 0$ )	BC546	$V_{(BR)EBO}$	6.0	—	—	V
	BC547		6.0	—	—	
	BC548		6.0	—	—	
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 70\text{ V}, V_{BE} = 0$ ) ( $V_{CE} = 50\text{ V}, V_{BE} = 0$ ) ( $V_{CE} = 35\text{ V}, V_{BE} = 0$ ) ( $V_{CE} = 30\text{ V}, T_A = 125^\circ\text{C}$ )	BC546	$I_{CES}$	—	0.2	15	nA
	BC547		—	0.2	15	
	BC548		—	0.2	15	
	BC546/547/548		—	—	4.0	$\mu\text{A}$

**BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C**

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
DC Current Gain ( $I_C = 10\ \mu\text{A}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ )	$h_{FE}$	—	90	—	—
	BC547A/548A	—	150	—	—
	BC546B/547B/548B	—	270	—	—
	BC548C	—	—	—	—
( $I_C = 2.0\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ )	BC546	110	—	450	—
	BC547	110	—	800	—
	BC548	110	—	800	—
	BC547A/548A	110	180	220	—
	BC546B/547B/548B	200	290	450	—
	BC547C/BC548C	420	520	800	—
( $I_C = 100\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ )	BC547A/548A	—	120	—	—
	BC546B/547B/548B	—	180	—	—
	BC548C	—	300	—	—
Collector–Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 10\ \text{mA}$ , $I_B = 0.5\ \text{mA}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	0.09	0.25	V
( $I_C = 100\ \text{mA}$ , $I_B = 5.0\ \text{mA}$ )		—	0.2	0.6	
( $I_C = 10\ \text{mA}$ , $I_B = \text{See Note 1}$ )		—	0.3	0.6	
Base–Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 10\ \text{mA}$ , $I_B = 0.5\ \text{mA}$ )	$V_{BE(sat)}$	—	0.7	—	V
Base–Emitter On Voltage ( $I_C = 2.0\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ )	$V_{BE(on)}$	0.55	—	0.7	V
( $I_C = 10\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ )		—	—	0.77	
<b>SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS</b>					
Current–Gain — Bandwidth Product ( $I_C = 10\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ , $f = 100\ \text{MHz}$ )	$f_T$	150	300	—	MHz
	BC546	150	300	—	
	BC547	150	300	—	
	BC548	150	300	—	
Output Capacitance ( $V_{CB} = 10\ \text{V}$ , $I_C = 0$ , $f = 1.0\ \text{MHz}$ )	$C_{ob0}$	—	1.7	4.5	pF
Input Capacitance ( $V_{EB} = 0.5\ \text{V}$ , $I_C = 0$ , $f = 1.0\ \text{MHz}$ )	$C_{ib0}$	—	10	—	pF
Small–Signal Current Gain ( $I_C = 2.0\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ , $f = 1.0\ \text{kHz}$ )	$h_{fe}$	125	—	500	—
	BC546	125	—	900	—
	BC547/548	125	220	260	—
	BC547A/548A	240	330	500	—
	BC546B/547B/548B	450	600	900	—
	BC547C/548C	—	—	—	—
Noise Figure ( $I_C = 0.2\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ , $R_S = 2\ \text{k}\Omega$ , $f = 1.0\ \text{kHz}$ , $\Delta f = 200\ \text{Hz}$ )	NF	—	2.0	10	dB
	BC546	—	2.0	10	
	BC547	—	2.0	10	
	BC548	—	2.0	10	

Note 1:  $I_B$  is value for which  $I_C = 11\ \text{mA}$  at  $V_{CE} = 1.0\ \text{V}$ .

BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C

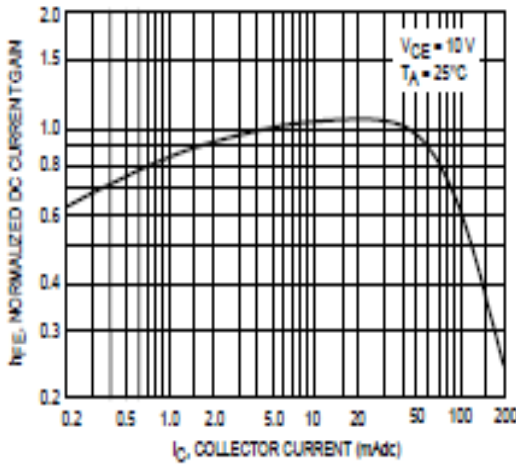


Figure 1. Normalized DC Current Gain

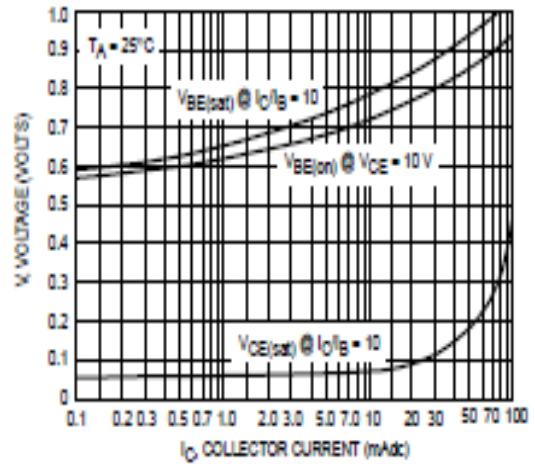


Figure 2. "Saturation" and "On" Voltages

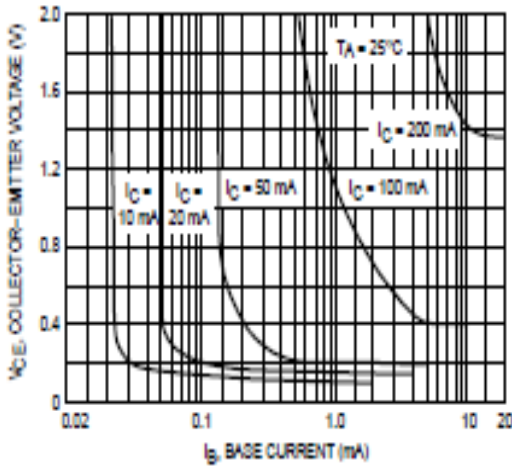


Figure 3. Collector Saturation Region

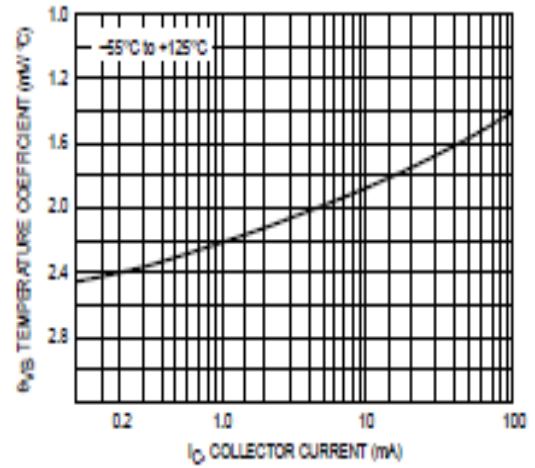


Figure 4. Base-Emitter Temperature Coefficient

BC547/BC548

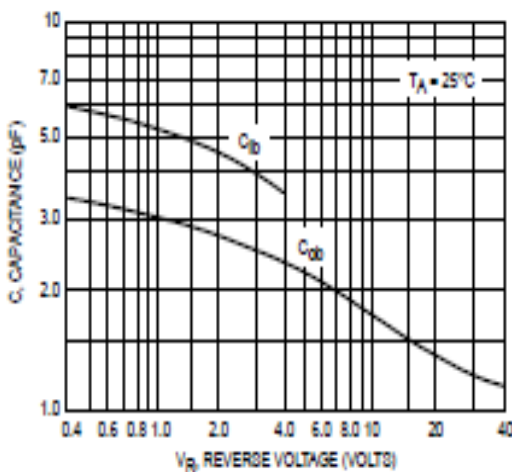


Figure 5. Capacitances

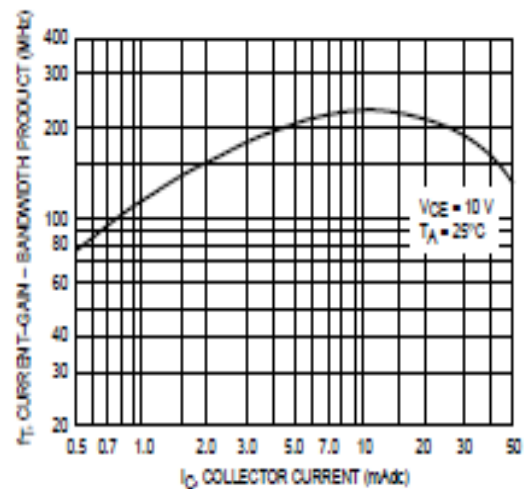


Figure 6. Current-Gain - Bandwidth Product

BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C

BC547/BC548

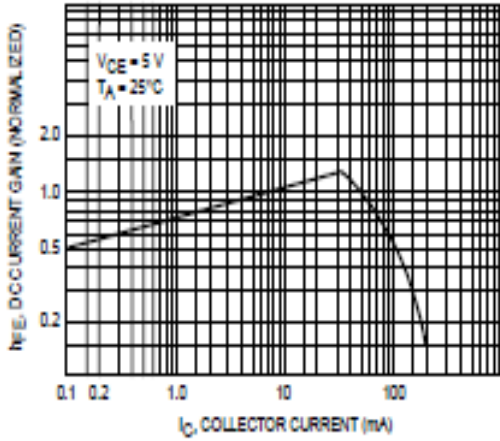


Figure 7. DC Current Gain

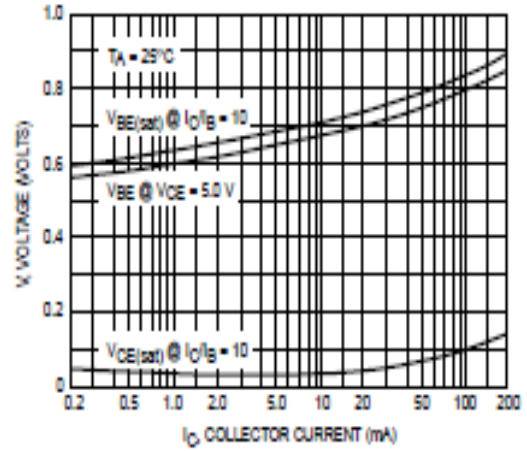


Figure 8. "On" Voltage

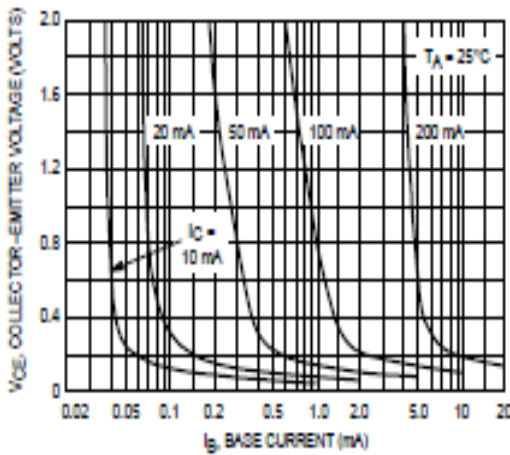


Figure 9. Collector Saturation Region

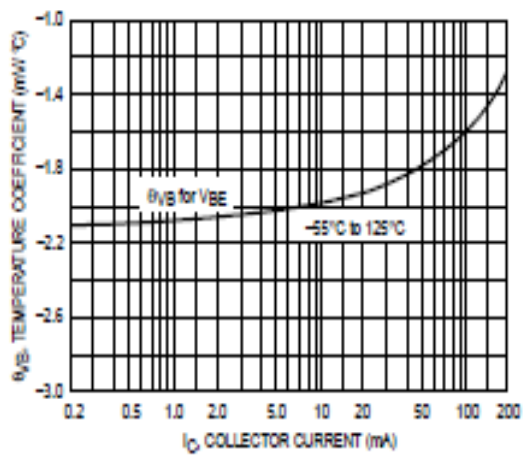


Figure 10. Base-Emitter Temperature Coefficient

BC546

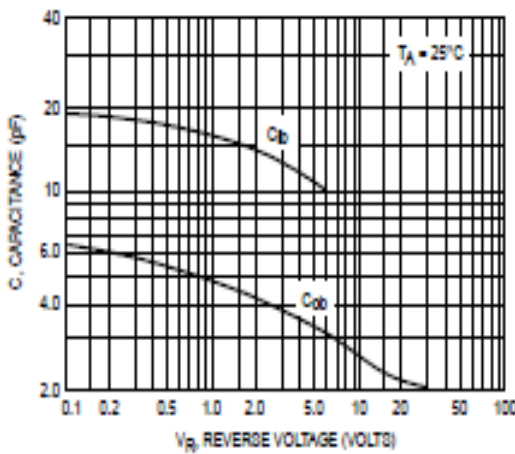


Figure 11. Capacitance

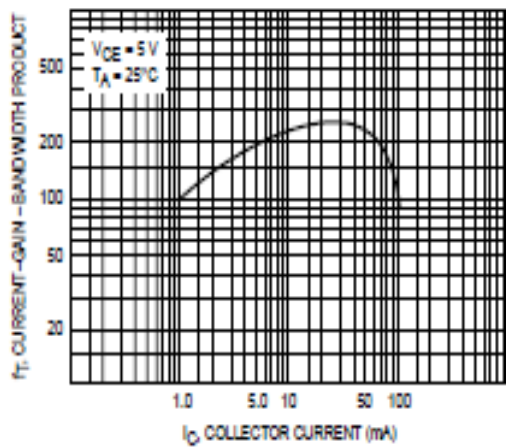


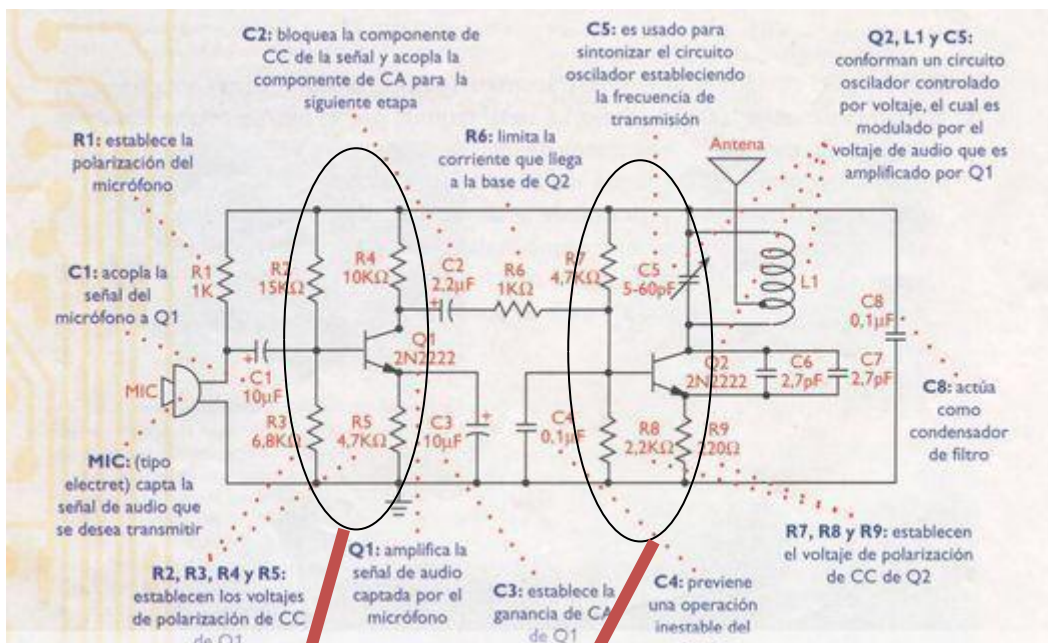
Figure 12. Current-Gain - Bandwidth Product

**ANEXO B: OTRAS APLICACIONES**

- TRANSISTOR NPN COMO AMPLIFICADOR

**AMPLIFICACIÓN DE TENSIÓN EN UN CIRCUITO DE RADIO**

A continuación, se presenta el circuito interno de un emisor de radio FM. La parte señalada muestra, la etapa de amplificación de tensión mediante el divisor de resistencias visto en la práctica.

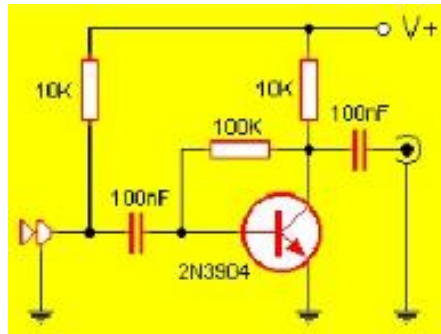


Etapas de Amplificación de tensión polarizadas con un divisor de resistencias



**PRE-AMPLIFICADOR PARA MICRÓFONO ELECTRET**

Este esquema constituye un pre-amplificador para micrófono. Este circuito permite conectar un micrófono a un amplificador de audio. Se muestra aquí para señalar que existen otras configuraciones para polarizar los transistores además de las analizadas en esta práctica.



La resistencia de 10k sobre el terminal positivo del micrófono le provee a éste de la tensión necesaria para su funcionamiento.

El condensador de 100nF bloquea la componente DC de la señal permitiendo a la AC perteneciente al audio llegar a la base del transistor, para su posterior amplificación.

La resistencia de 10k conectada al transistor por su colector, junto con la de 100K conectada a la base, permite la polarización del mismo. Además, la resistencia de 100k proporciona una realimentación al circuito de amplificación. El otro condensador de salida, bloquea también la DC dejando pasar solamente la señal de audio.

# PRÁCTICA 3

## Amplificación de tensión mediante Transistor de efecto de campo metal- óxido-semiconductor (MOSFET)

### 3.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

En esta práctica, se va a abordar el estudio de la polarización y amplificación de tensión al igual que en la Práctica 2 anterior, pero en este caso se llevará a cabo mediante transistores de efecto de campo (FET).

Se pueden distinguir dos tipos de transistores FET:

- Transistor de Efecto de Campo de Unión: **JFET** (Junction Field Effect Transistor)
- Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor: **MOSFET** (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

Concretamente la práctica se realizará con el **MOSFET** (ZVN4424A) cuyas hojas de características se adjuntan en el **ANEXO A** de la práctica.

A continuación, se van a ver algunas de las principales analogías y diferencias existentes entre los transistores MOSFET y los BJT. En cualquier caso, se ha de tener presente que los conceptos de polarización y punto de trabajo son comunes a las aplicaciones de ambos transistores. Por ese motivo no se va a profundizar en el significado de dichos conceptos, ya descritos en la práctica 2, y únicamente se detallarán aquellos aspectos particulares que los diferencian. De hecho, la principal diferencia entre ambos, radica en el hecho de que el transistor BJT es un dispositivo controlado por corriente, mientras que los transistores MOSFET son dispositivos controlados por tensión.

Existen dos grandes familias de MOSFET, los MOSFET de canal N y los MOSFET de canal P.

Una de las características más importantes de los transistores MOSFET es su alta impedancia de entrada, muy superior a la que presentan los transistores bipolares. Lo que proporciona a los MOSFET una ventaja a la hora de ser utilizados en circuitos amplificadores.

Por su parte los BJT presentan mayor sensibilidad a los cambios en la señal aplicada, es decir, la variación de la corriente de salida es mayor en los BJT que en los MOSFET para la misma variación de la tensión aplicada.

## 3.2 TRANSISTOR MOSFET

### 3.2.1 Introducción

Existen dos tipos de transistores MOSFET.

- MOSFET de acumulación o de enriquecimiento
- MOSFET de deplexión o empobrecimiento

Esta práctica se realiza con el MOSFET de acumulación.

### 3.2.2 Simbología

Los símbolos más habituales utilizados en la representación en circuitos de los MOSFET son los siguientes:

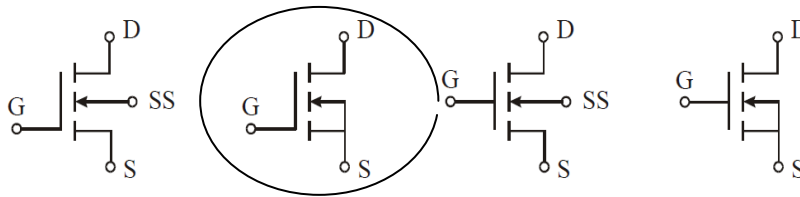


Figura 3.1: Símbolos del MOSFET de canal n

El circuito señalado (sustrato o cuerpo del MOSFET cortocircuitado con la puerta) muestra la manera más habitual de representar al transistor MOSFET y es el que se utilizará a lo largo de la práctica. Cabe mencionar además las siguientes observaciones:

- El terminal de puerta (G) no tiene conexión con el resto de terminales.
- Los terminales de drenador (D) y fuente (S) están unidos.
- La flecha indica el sentido en que circula la corriente.

### 3.2.3 Curvas características

En la figura 3.2 se representan las curvas características de un transistor MOSFET.

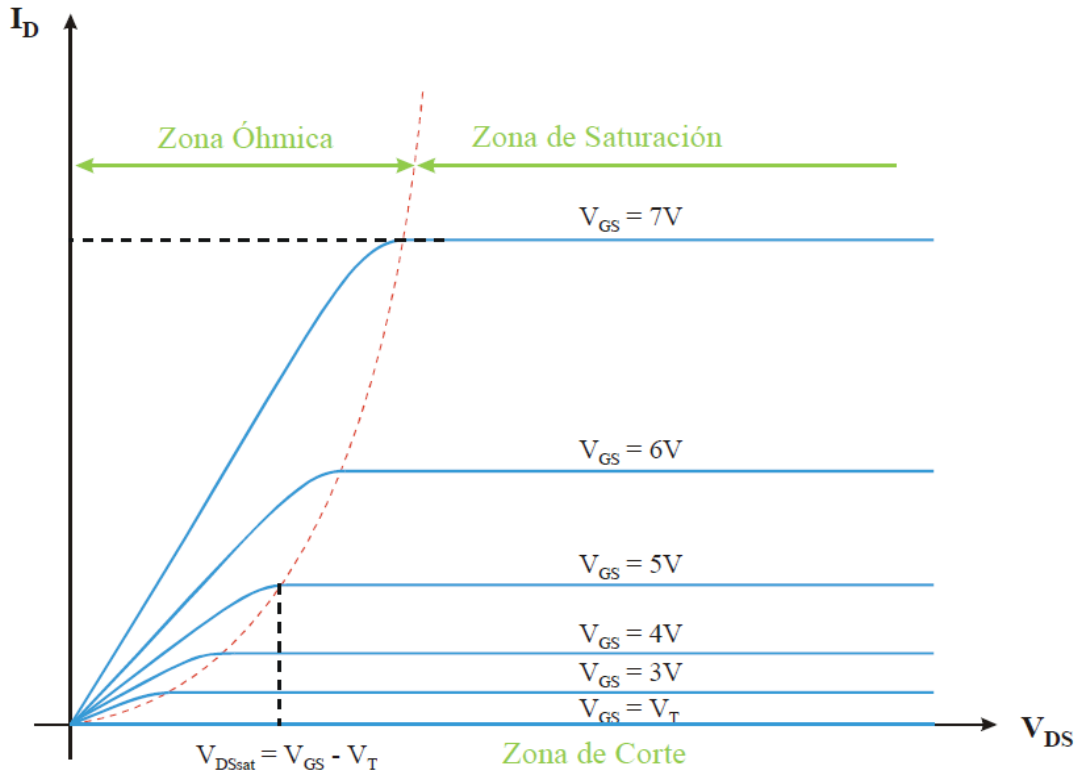


Figura 3.2: Curva característica de un MOSFET de canal n

### 3.2.4 Zonas de funcionamiento

Al igual que en los transistores BJT, en los FET también se pueden distinguir las 4 zonas de funcionamiento.

- Zona de corte.
- Zona óhmica.
- Zona de saturación.
- Zona de ruptura.

A continuación, se describen brevemente cada una de ellas.

### 1. Zona de corte

Se corresponde con el eje horizontal de la gráfica de la figura 3.2 anterior. En esta zona  $I_D = 0$ , independientemente del valor de  $V_{DS}$ . El transistor MOSFET se encuentra en esta zona si la tensión " $V_{GS}$ " es menor que la tensión umbral " $V_T$ " de encendido.

### 2. Zona óhmica

Ocurre para valores de  $V_{DS}$  inferiores al de saturación " $V_{DSsat}$ ", es decir, cuando:

$$V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$$

En esta zona el transistor se comporta como una resistencia. A medida que nos aproximamos a  $V_{DSsat}$ , diferente para cada valor de  $V_{GS}$ , se va perdiendo la linealidad.

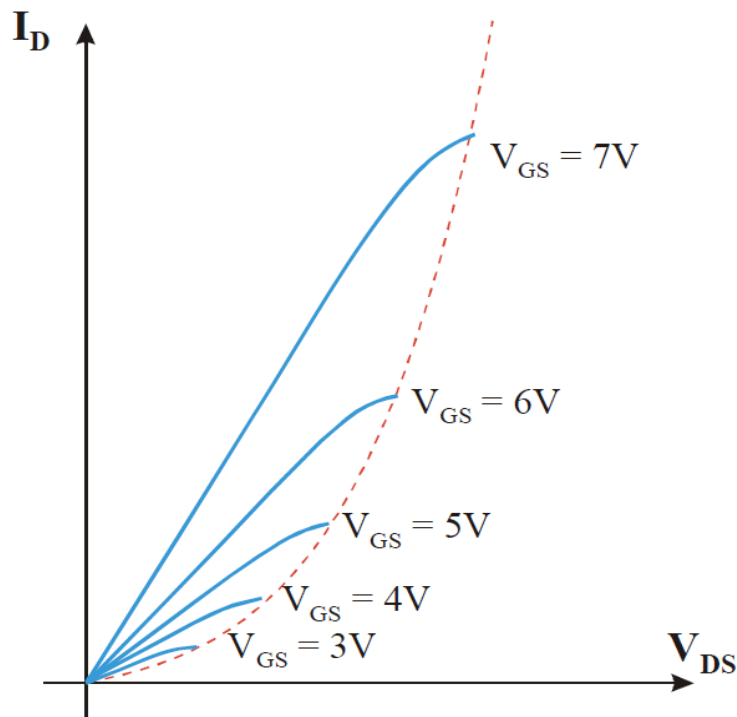


Figura 3.3: Gráfica de MOSFET en la zona óhmica.  $V_{DS} < V_{DSsat}$

### 3. Zona de saturación

El transistor en esta zona se comporta como una fuente de corriente controlada por la tensión de la puerta  $V_{GS}$ . Se da para valores de  $V_{DS} > V_{DSsat}$ . La corriente  $I_D$  no varía frente a cambios de  $V_{DS}$  y sólo depende de la tensión  $V_{GS}$  que se aplica.

La relación entre la tensión  $V_{GS}$  aplicada y la corriente  $I_D$  que circula, sigue una expresión cuadrática y viene dada por la siguiente ecuación:

$$I_D = K (V_{GS} - V_T)^2 \quad \text{ec.(1)}$$

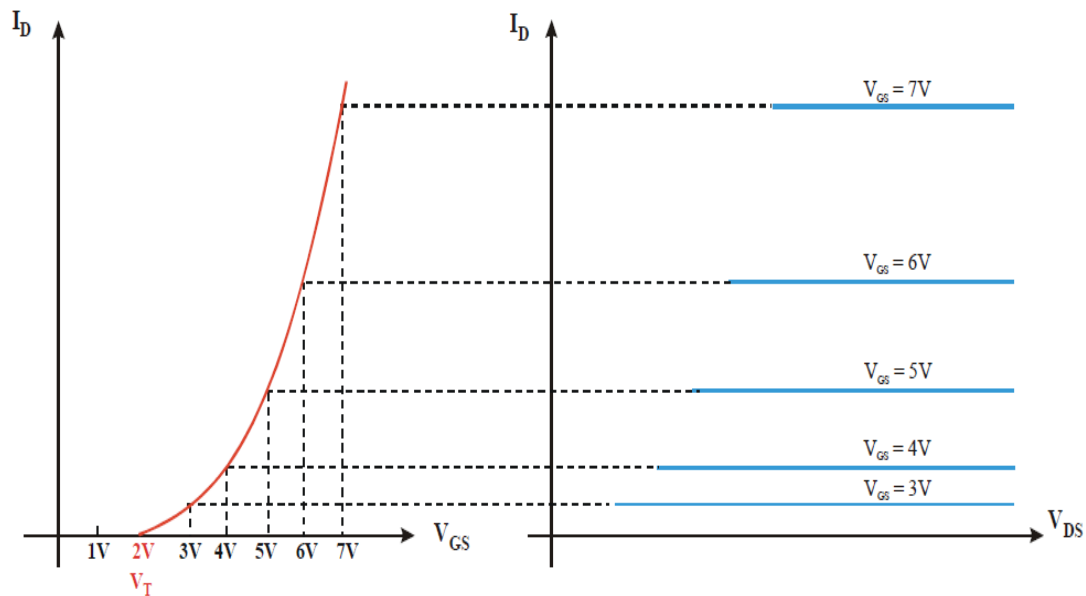


Figura 3.4: Gráfica del MOSFET en la zona de saturación.  $V_{DS} > V_{DSsat}$

#### 4. Zona de ruptura

Se puede producir la ruptura por dos motivos:

- $V_{GS} > V_{aislante}$
- $V_{DS} > V_T$ , con independencia del valor de  $V_{GS}$ .

En la zona de ruptura todas las curvas en función de  $V_{GS}$  se juntan en una única.

### 3.2.1 POLARIZACIÓN DEL MOSFET

El punto de trabajo, valores de corriente “ $I_D$ ” y tensión “ $V_{DS}$ ”, requerido en una aplicación dada se consigue por medio de los circuitos de polarización. Seguidamente se muestra una posible técnica de polarización. Figura 3.5.

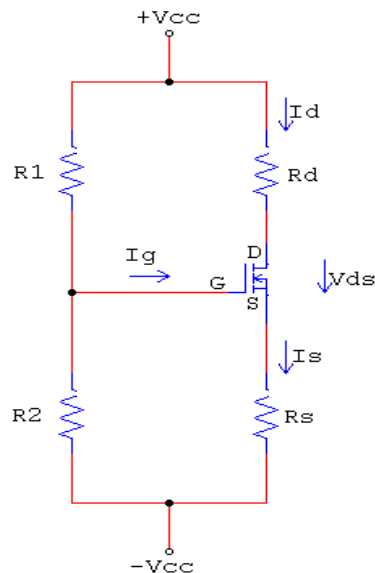


Figura 3.5: Circuito de polarización del transistor por divisor de tensión.

La estabilización del punto de funcionamiento se consigue mediante el divisor de tensión formado por  $R_1$  y  $R_2$  y la resistencia  $R_S$ , a través de un mecanismo similar al de los transistores bipolares visto en la práctica anterior. La ecuación (1) puede variar ligeramente entre muestras de un mismo componente, no obstante el circuito de polarización propuesto tiende a mantener el mismo punto de trabajo. Ya que, por ejemplo, si existe un aumento de la corriente de drenador  $I_D$ , éste aumenta una mayor corriente a través de la resistencia  $R_S$  y ocasionaría una mayor caída de potencial en esta resistencia. A su vez, el potencial en la fuente  $V_S$ , se haría mayor y la diferencia de potencial entre puerta-fuente, se reduciría. La disminución de  $V_{GS}$  dará lugar a una disminución de la corriente de drenador, y con ello se compensaría la tendencia a aumentar la corriente.

Para polarizar el transistor, éste debe encontrarse en la zona activa o de saturación, zona en la que se deben cumplir las siguientes ecuaciones:

- $I_D = K (V_{GS} - V_T)^2$  ec.(1)
- $V_{DS} > V_{GS} - V_T$  ec.(2)



Dónde :

- $I_D \rightarrow$  es la corriente que circula por el terminal drenador del transistor.
- $V_{GS} \rightarrow$  es la tensión puerta-fuente.
- $V_{DS} \rightarrow$  es la tensión drenador-fuente.
- $V_T \rightarrow$  es la tensión umbral.

Analíticamente, la polarización se realizará como sigue:

1. Se parte de un valor de corriente de drenador  $I_D$  [mA] deseado.
2. Con ayuda de las hojas de características:
  - a) Se toma el valor de  $K$ , que corresponde al parámetro  $g_{fs}$  (Forward Transconductance) . Se utiliza el valor típico.
  - b) Se toma el valor de  $V_T$ , que corresponde al parámetro  $V_{GS(th)}$  (Gate-Source Threshold Voltage). Se utiliza para el desarrollo de la práctica un ZVN4424A cuya  $V_T = 1.5V$ .

3. Se sustituyen los parámetros anteriores en la ecuación (1),

$$I_D = K (V_{GS} - V_T)^2 \rightarrow V_{GS} = (I_D/K)^{1/2} + V_T$$

dónde se obtiene  $V_{GS}$ .

4. Mediante el divisor de tensión que forman  $R_1$  y  $R_2$ , calculamos la tensión de puerta  $V_G$ .
5. Con las tensiones  $V_G$  y  $V_{GS}$ , se calcula la tensión que cae en la resistencia  $R_D$  y por tanto el valor de ésta, sabiendo que  $I_D = I_S$ .

$$V_{RS} = V_G - V_{GS} \rightarrow [R_s] = V_{RS} / I_S$$

6. Se comprueba si se está en la zona de saturación viendo si se cumple la ecuación (2);

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T$$

$$\text{dónde } V_{DS} = [V_{CC} - (-V_{CC})] - I_D \cdot (R_D + R_S)$$

### 3.2.2 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN CON MOSFET

Con los transistores MOSFET se pueden diseñar circuitos amplificadores muy similares a los señalados en el guión de la Práctica 2 para los transistores bipolares. Es conveniente recordar que la región de saturación de un transistor MOSFET juega un papel similar al de la región activa en los transistores bipolares así como que la configuración más utilizada es la de fuente común, es decir, con el terminal de fuente común a la entrada y salida del amplificador.

En la figura 3.6 se presenta el circuito amplificador para un transistor MOSFET de canal n. El circuito está alimentado mediante una fuente de continua  $V_{CC}$  que polariza los terminales de puerta y drenador.

La resistencia  $R_S$ , lleva asociada en paralelo un condensador  $C_S$ , de gran capacidad, cuya misión es el de “cortocircuitar” la resistencia  $R_S$  para las componentes alternas de la señal. El circuito amplificador se completa con los condensadores de acoplo,  $C_i$  y  $C_o$ , para las señales de entrada y salida, respectivamente.

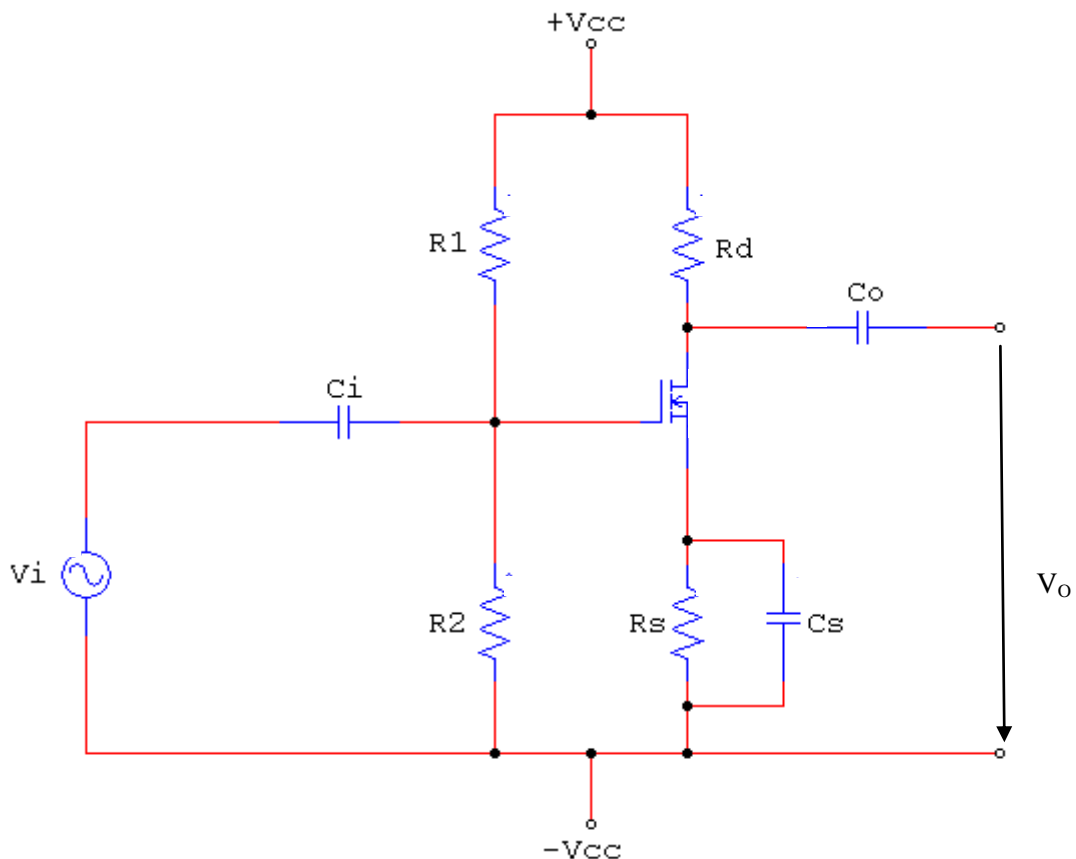


Figura 3.6: Circuito amplificador de tensión.

La ganancia del circuito viene representada por la ecuación:

$$\text{Ganancia (AV)} = - \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = - \frac{V_o}{V_i}$$

Igualmente se puede definir como:

$$\text{Ganancia (AV)} = - g_m * R_d = -(i_d \cdot R_d) / V_{GS}$$

donde  $g_m$  es la transconductancia [ $g_m = \frac{I_d}{V_{GS}}$ ].

Este último cociente está definido como la razón de un pequeño cambio en la corriente de drenador entre un pequeño cambio en la tensión puerta-fuente, cuando “ $V_{DS} = \text{cte}$ ”.

La transconductancia da información acerca de la capacidad del MOSFET de suministrar cambios de corriente de drenador “ $I_D$ ” cuando se cambia la tensión puerta-fuente “ $V_{GS}$ ”.

### 3.3 EJERCICIOS PRÁCTICOS

- **Polarización**

#### Montaje 1

En este primer montaje se polarizará el transistor MOSFET de la manera vista anteriormente. Para ello:

- Monta el circuito de Polarización de la figura 3.7  
 $+V_{CC} = 10V$ ,  $-V_{CC} = -10V$ ,  $R_D = 4k7$ ,  $R_1 = 220k$ ,  $R_2 = 100k$ .  
 Pero para ello:

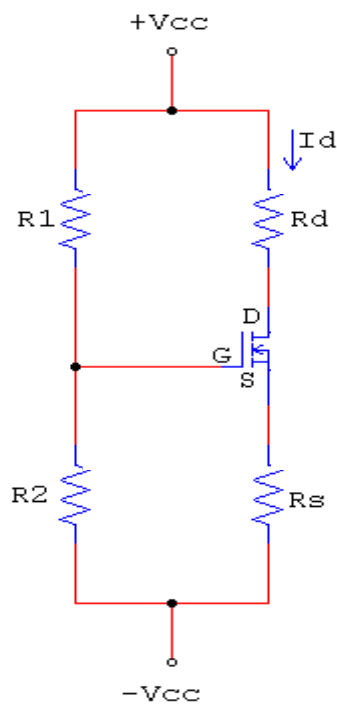


Figura 3.7: Circuito de polarización.

Calcula el valor de  $R_S$ . Sabiendo que  $I_D = 2.13mA$ .

¿  $R_S = 1k$ ,  $R_S = 2k2$ ,  $R_S = 5k$ ?

- Comprueba si los parámetros calculados teóricamente coinciden con lo que mide el polímetro (corriente  $I_S$ ,  $V_{DS}$ ,  $V_G$ ,  $V_{GS}$ )
- Comprueba con otros transistores si el punto de trabajo Q coincide con el calculado para el primer transistor.  $Q = [I_D, V_{GS}, V_{DS}]$ .

- **Amplificación**

- **Montaje 2**

En este segundo montaje, se trata de observar el fenómeno de la amplificación de tensión mediante el transistor MOSFET.

Entonces:

- Monta el circuito de Amplificación de la figura 3.8

$V_{CC} = 10\text{ V}$ ,  $-V_{CC} = -10\text{V}$ ,  $R_2 = 100\text{k}$ ,  $R_1 = 220\text{k}$ ,  $R_D = 4\text{k}$ ,  $R_S = 2\text{k}$ ,

$C_I = 23\text{nF}$ ,  $C_S = 470\text{uF}$ ,  $C_A = 100\text{uF}$ ,  $C_B = 100\text{uF}$ .

$V_i = \text{señal senoidal [0.3V - 1V]}$

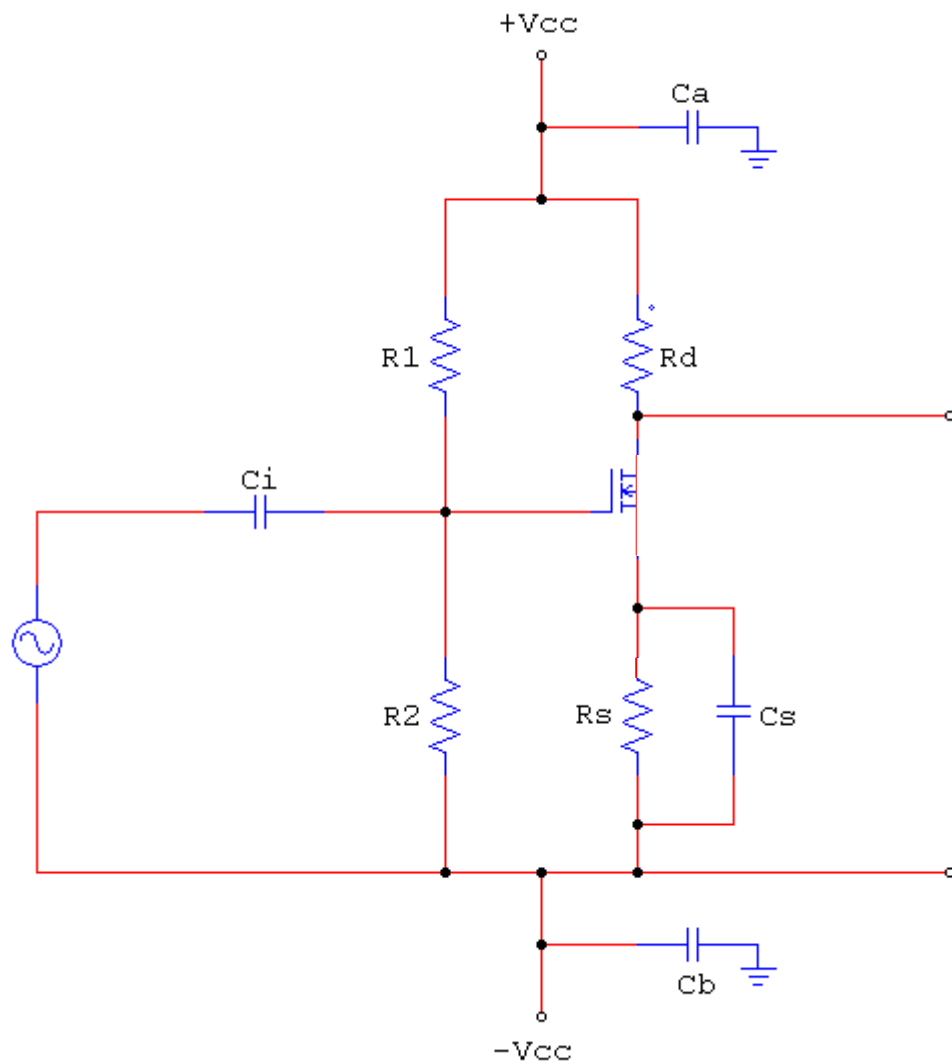


Figura 3.8: Circuito de Amplificación de tensión con MOSFET.

- Calcula la frecuencia de entrada ( $f_i$ ).
- Representa las formas de onda de entrada y de salida. Calcula la ganancia del circuito y compárala con la teórica.
- Para una frecuencia perteneciente al intervalo  $[f_i - \dots]$ , comprueba el efecto sobre la ganancia de la presencia de la capacidad  $C_E$ .
- ¿Qué ocurre si desconectamos los condensadores  $C_a$  y  $C_b$ ?

**NOTA: OJO CON LA CONEXIÓN DE LOS CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS. EL SIGNO (-) SIEMPRE CONECTADO AL PUNTO DE MENOR POTENCIAL. YA QUE SI SE CONECTAN AL REVÉS ;;;;;EXPLOTAN!!!!**

# ANEXOS

# PRÁCTICA 3

## **SUMARIO DE LOS ANEXOS**

**ANEXO A: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR MOSFET**

**ZVN4424A.**



**ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR MOSFET  
 ZVN4424A**

**N-CHANNEL ENHANCEMENT  
 MODE VERTICAL DMOS FET**

**ZVN4424A/C**

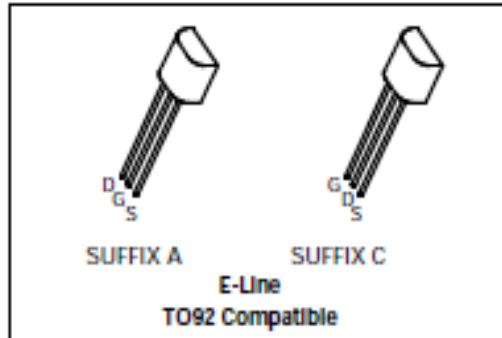
**ISSUE 3 - August 1994**

**FEATURES**

- \* Compact E-LINE (TO92 style) package
- \* 240 Volt  $BV_{DS}$
- \*  $R_{DS(on)}=4.3\Omega$  Typical at  $V_{GS}=2.5V$
- \* Low threshold
- \* Fast switching

**APPLICATIONS**

- \* Earth recall and dialling switches
- \* Electronic hook switches
- \* Battery powered equipment
- \* Telecoms and high voltage dc-dc converters



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS.**

PARAMETER	SYMBOL	VALUE	UNIT
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	240	V
Continuous Drain Current at $T_{amb}=25^{\circ}C$	$I_D$	260	mA
Pulsed Drain Current	$I_{DM}$	1.5	A
Gate Source Voltage	$V_{GS}$	$\pm 40$	V
Power Dissipation at $T_{amb}=25^{\circ}C$	$P_{tot}$	750	mW
Operating and Storage Temperature Range	$T_J; T_{stg}$	-55 to +150	$^{\circ}C$

**ZVN4424A/C**

TYPICAL CHARACTERISTICS

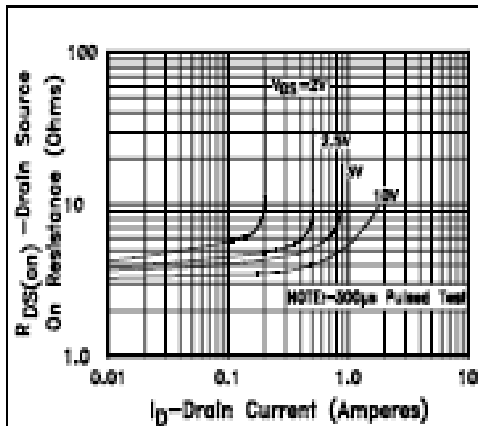


FIG. 3 Typical On Resistance vs. Drain Current

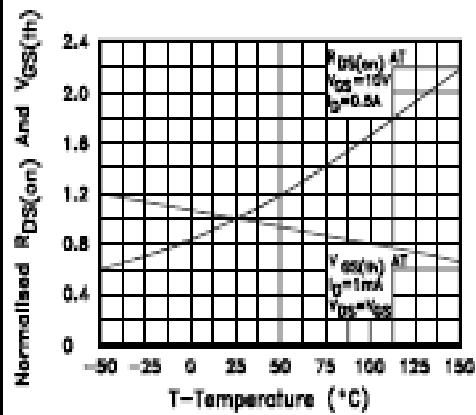


FIG. 4 Normalised  $R_{DS(on)}$  And  $V_{GS(th)}$  vs. Temperature

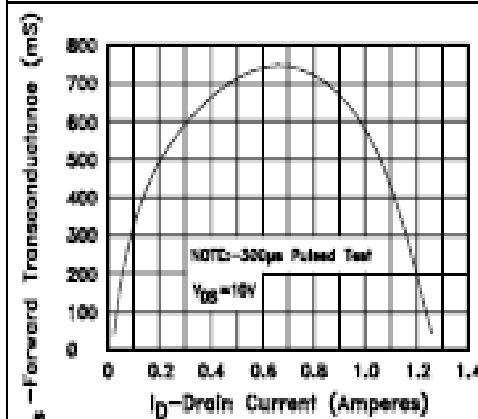


FIG. 5 Typical Transconductance vs. Drain Current

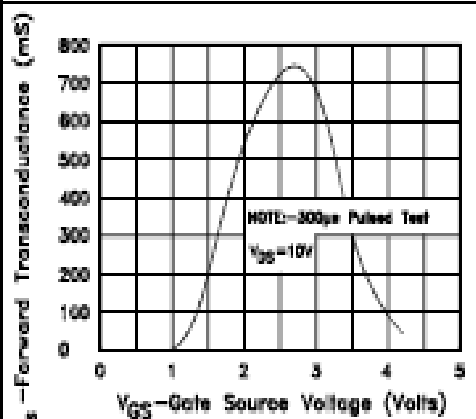


FIG. 6 Typical Transconductance vs. Gate-Source Voltage

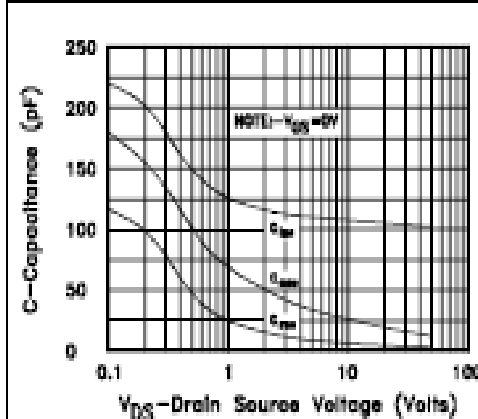


FIG. 7 Typical Capacitance vs. Drain-Source Voltage

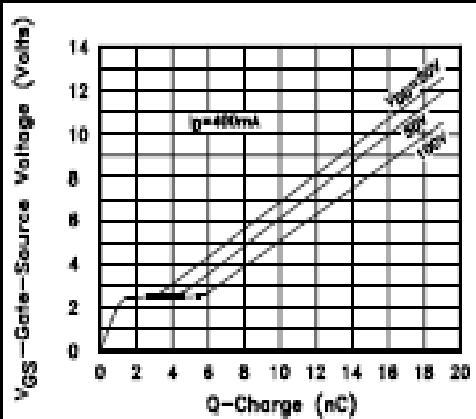


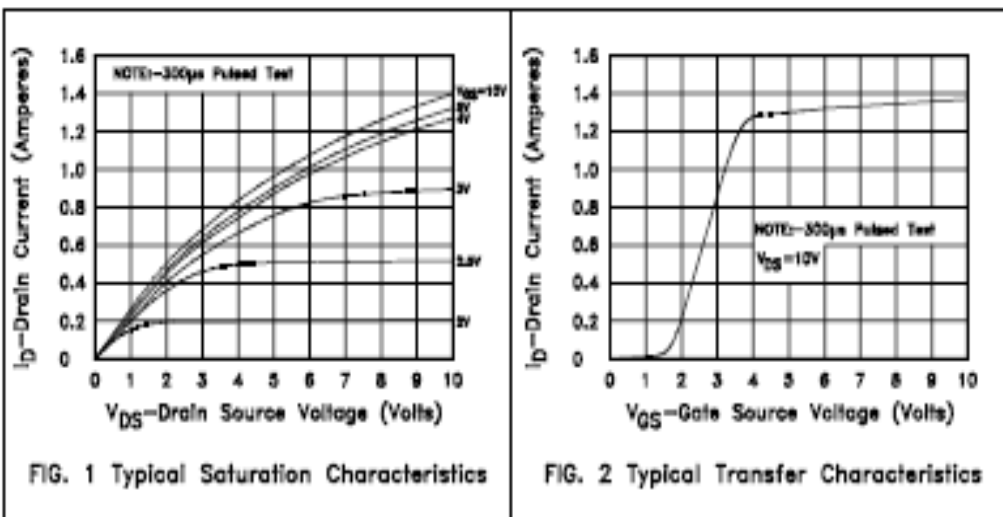
FIG. 8 Typical Gate Charge vs. Gate-Source Voltage

# ZVN4424A/C

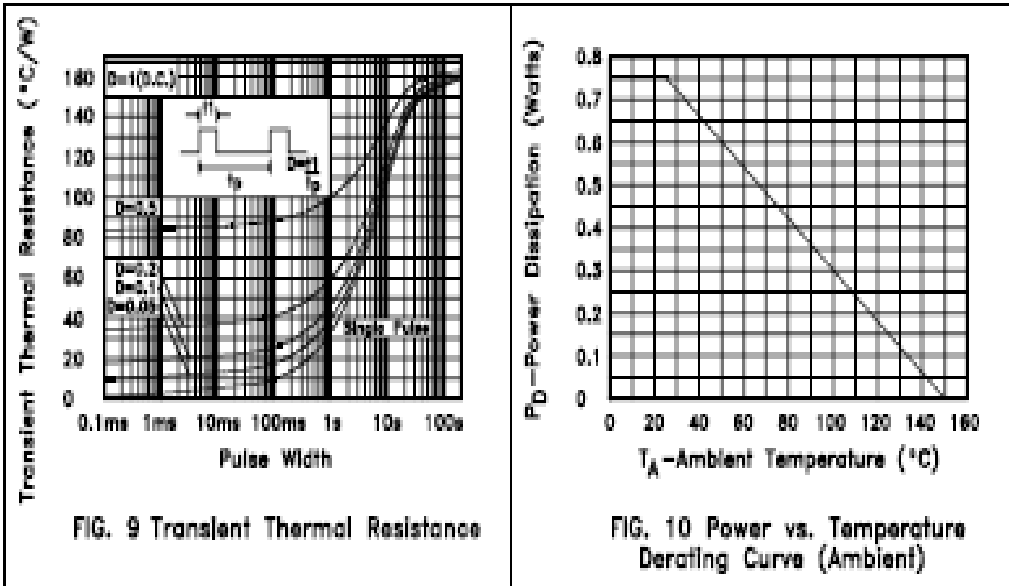
## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (at $T_{amb} = 25^{\circ}C$ unless otherwise stated).

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP	MAX.	UNIT	CONDITIONS.
Drain-Source Breakdown Voltage	$BV_{DSS}$	240			V	$I_D=1mA, V_{GS}=0V$
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	0.8	1.3	1.8	V	$I_D=1mA, V_{DS}=V_{GS}$
Gate-Body Leakage	$I_{GSS}$			100	nA	$V_{GS}=\pm 40V, V_{DS}=0V$
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$			10 100	$\mu A$ $\mu A$	$V_{DS}=240V, V_{GS}=0$ $V_{DS}=190V,$ $V_{GS}=0V, T=125^{\circ}C$
On-State Drain Current	$I_{D(on)}$	0.8	1.4		A	$V_{DS}=10V, V_{GS}=10V$
Static Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$		4 4.3	5.5 6	$\Omega$ $\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=500mA$ $V_{GS}=2.5V, I_D=100mA$
Forward Transconductance (1) (2)	$g_{fs}$	0.4	0.75		S	$V_{DS}=10V, I_D=0.5A$
Input Capacitance (2)	$C_{iss}$		110	200	pF	$V_{DS}=25V, V_{GS}=0V, f=1MHz$
Common Source Output Capacitance (2)	$C_{oss}$		15	25	pF	
Reverse Transfer Capacitance (2)	$C_{rss}$		3.5	15	pF	
Turn-On Delay Time (2)(3)	$t_{d(on)}$		2.5	5	ns	$V_{DD}=-50V, I_D=0.25A,$ $V_{GEN}=10V$
Rise Time (2)(3)	$t_r$		5	8	ns	
Turn-Off Delay Time (2)(3)	$t_{d(off)}$		40	60	ns	
Fall Time (2)(3)	$t_f$		16	25	ns	

(1)\*Measured under pulsed conditions. Pulse width=300 $\mu s$ . Duty cycle  $\leq 2\%$  (2)Sample Test  
 (3) Switching times measured with 50 $\Omega$  source impedance and >5ns rise time on pulse generator



ZVN4424A/C



# PRÁCTICA 4

## Circuitos de amplificación de tensión con Amplificadores Operacionales

## 4.1 INTRODUCCIÓN

La amplificación lineal por medio de transistores es muy utilizada en Electrónica Analógica. En la mayor parte de los casos se lleva a cabo con la ayuda del Circuito Integrado (CI) llamado Amplificador Operacional (AO).

El Amplificador Operacional (AO) está formado internamente por resistencias, condensadores, diodos y transistores, que forman un circuito amplificador diferencial de altísima ganancia. Gracias a él se evita el cálculo de los complejos circuitos de polarización, y la ganancia se puede ajustar por medio de sencillas redes de resistencias externas.

Con el AO es factible amplificar y reducir la señal, es decir, cambiar la escala de la misma, así como sumar, restar, derivar e integrar diferentes formas de onda.

El objetivo de esta práctica es analizar las ventajas y las limitaciones que nos ofrece el AO. Para ello, se demuestra como un mismo circuito amplificador de ganancia alta, puede utilizarse para lograr circuitos de cualquier ganancia. Igualmente, se analizarán las hojas de características del amplificador utilizado en la práctica (**AO TL081**) con el fin de saber interpretarlas. Las hojas de características se encuentran en el **ANEXO A** de la práctica.

## 4.2 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL (AO)

### 4.2.1 SÍMBOLOS Y TERMINALES DEL AO

En este apartado se definen algunos parámetros relacionados con los circuitos de amplificación de señales.

- Equipo Amplificador:

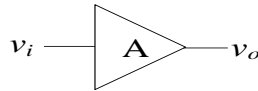


Figura 4.1

- Se lleva a cabo en tres etapas fundamentales:
  1. Etapa de entrada
  2. Etapa de Amplificación
  3. Etapa de salida



Figura 4.2

El amplificador operacional desde el punto de vista de una señal, tiene tres terminales: dos terminales de entrada y un terminal de salida. La figura 4.3 muestra el símbolo que se utiliza para representarlo. Los terminales 1 y 2 son los terminales de entrada y el terminal 3 es el de salida.

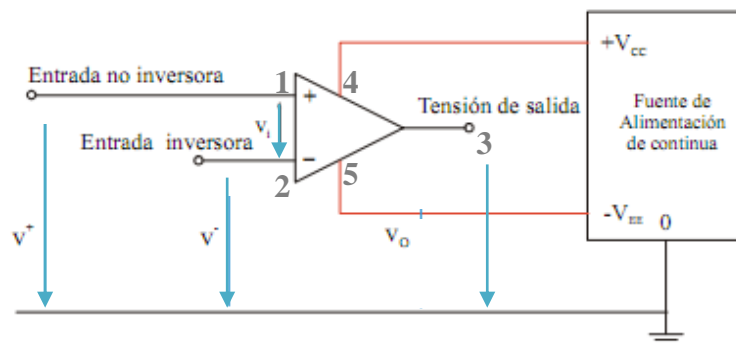


Figura 4.3: Símbolo eléctrico y terminales de un amplificador operacional

Los terminales 4 y 5 son la alimentación del operacional. Se conectan a dos fuentes de alimentación, el terminal 4 a un voltaje denominado  $V_{CC}$  y el terminal 5 a uno inferior ( $V_{EE}$ ), siendo habitual que sean iguales y de distinto signo. Las fuentes de alimentación han de ser de continua y son imprescindibles para la Polarización de los transistores internos. Además, la corriente que el AO proporciona a su salida proviene de las fuentes de alimentación en continua que se conectan en estos terminales. Las dos fuentes de alimentación presentan una tierra común. Es interesante destacar que el punto de referencia en los AO es la tensión media de las dos fuentes de alimentación; es decir, ningún terminal del AO se conecta físicamente a tierra.

La ecuación que gobierna el comportamiento del amplificador operacional es la siguiente:

$$V_o = A (V^+ - V^-) = A * V_i$$

Por tanto, la salida es igual a la diferencia de ambas entradas multiplicadas por una constante (A). El valor de A suele ser muy elevado, del orden de cientos de miles. La entrada 1 ( $V^+$ ), se denomina *entrada no inversora* porque varía en el mismo sentido que la salida; es decir, manteniendo la *entrada inversora*, entrada 2 ( $V^-$ ) constante, cuando  $V^+$  aumenta,  $V_o$  aumenta, y cuando  $V^+$  disminuye,  $V_o$  disminuye. Por otro lado a la entrada 2 ( $V^-$ ) se le denomina *entrada inversora*, porque varía en sentido contrario a la salida; ya que manteniendo constante la entrada ( $V^+$ ), cuando  $V^-$  aumenta,  $V_o$  disminuye y cuando  $V^-$  disminuye,  $V_o$  aumenta.

#### 4.2.2 REALIMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

El uso del AO facilita el montaje y diseño de circuitos amplificadores de gran precisión y de otras aplicaciones, gracias a la utilización de sencillas redes de realimentación.

El objetivo que se pretende alcanzar es el siguiente:

**Objetivo: se quiere obtener un circuito con una Ganancia igual a G, es decir,  $v_o = G v_i$ , siendo G mayor que 1.**



Si por ejemplo, se desea diseñar un circuito de ganancia “G” igual a 100 utilizando un AO. Se tendrá:  $v_o = G v_i \rightarrow v_o = 100 v_i$

Para ello, en lugar de plantear un circuito con transistores que proporcione ese valor de ganancia, como se hacía en las prácticas anteriores, se opta por un circuito como el mostrado en la figura 4.4. La figura 4.4 es una representación, llamada diagrama de bloques, que recoge cual es la función de cada parte del circuito y cómo se relacionan entre ellas.

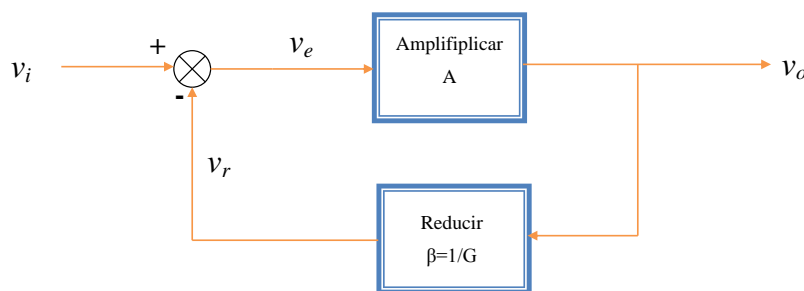


Figura 4.4: Circuito con realimentación negativa

La relación entre la tensión de entrada  $v_i$  y la de salida  $v_o$ , siempre que el circuito sea estable, es:

$$v_o = \frac{A}{1 + \beta A} v_i$$

Si el circuito amplificador presenta una ganancia muy elevada, tal que  $A\beta \gg 1$  la tensión de salida del circuito,  $v_o$ , será igual a:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{A}{1 + \beta A} \approx \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta} = G$$

Es fácil diseñar circuitos cuya ganancia  $\beta$  sea menor que uno. Por tanto, si se dispusiera de un circuito amplificador cuya ganancia  $A$  fuera muy grande, idealmente infinita, sería fácil también diseñar circuitos amplificadores con  $G > 1$ . En el ejemplo propuesto bastaría con utilizar dos resistencias.

Y éste es el objetivo de la práctica. Basta con utilizar siempre el mismo circuito amplificador de transistores para diseñar los circuitos de amplificación que se desee. Todos los transistores, resistencias, condensadores y circuitos de polarización se fabrican de forma integrada en un único componente, figura 4.5. El (CI) que

implementa todo este circuito de amplificación es el llamado **Amplificador Operacional (AO)**.

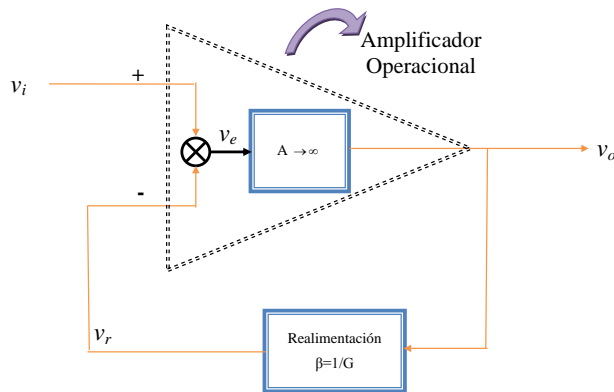


Figura 4.5: Amplificador Operacional

La figura 4.6 muestra un esquema simplificado del interior de un AO TL081, que es el AO que se utiliza en la práctica.

**TL081 - TL081A - TL081B**

**SCHEMATIC DIAGRAM**

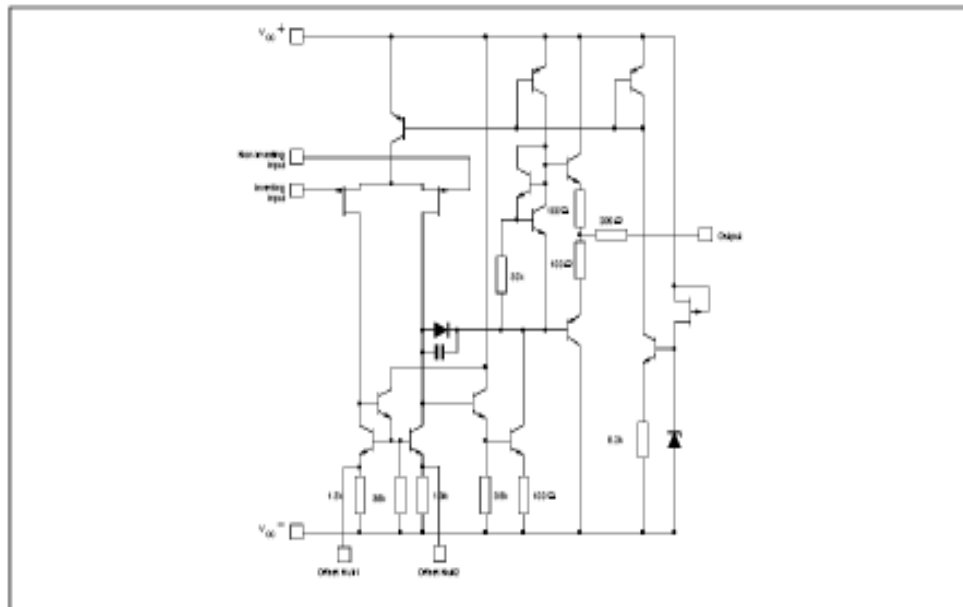


Figura 4.6

**4.2.3 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS CIRCUITOS AMPLIFICADORES**

Las principales características a tener en cuenta en los circuitos amplificadores son las siguientes:

- o Ancho de banda del AO y ancho de banda del circuito:

El ancho de banda del AO se muestra en la siguiente gráfica. Dónde  $v_d = v^+ - v^-$ .

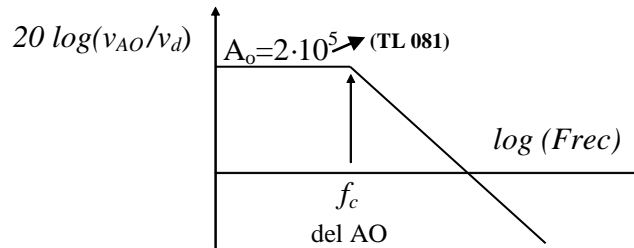


Figura 4.7: Ancho de banda del AO

Hay que diferenciar entre el ancho de banda del AO y el ancho de banda del circuito amplificador de ganancia G que se haya construido utilizando el AO.

Veámoslo siguiendo el ejemplo de la Figura 4.8. A medida que en un circuito se vaya aumentando la frecuencia, llegará un momento en el que la ganancia A del AO disminuya, en ese momento se sabrá que se ha alcanzado la frecuencia de corte del AO y si se sigue aumentando la frecuencia, la ganancia A del AO habrá disminuido tanto que será menor que G, es decir,  $A\beta \ll 1$ . A partir de esa frecuencia la relación entre  $v_o$  y  $v_i$  resultará:

$$v_o = \frac{A}{1 + \beta A} v_i \approx A v_i$$

Por tanto, el circuito pasará de una ganancia “G” a una ganancia “A”. Es fácil de visualizar en la Figura 4.8, en la que se supone que la ganancia G es 100:

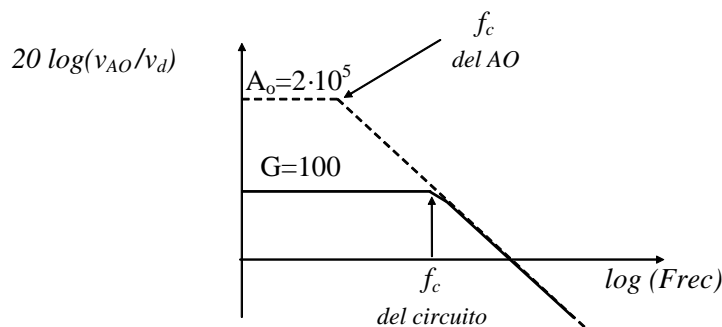


Figura 4.8: Ancho de banda del circuito

○ *Distorsión*

La tensión de alimentación impone un límite a la linealidad del circuito. La linealidad no depende de la ganancia “A” proporcionada por el AO, sino que depende de “β”, obtenida a partir de los componentes pasivos (resistencias y condensadores), por lo que es muy alta. Al disminuir la ganancia del circuito se aumenta el rango de amplificación lineal, como muestra la figura 4.9.

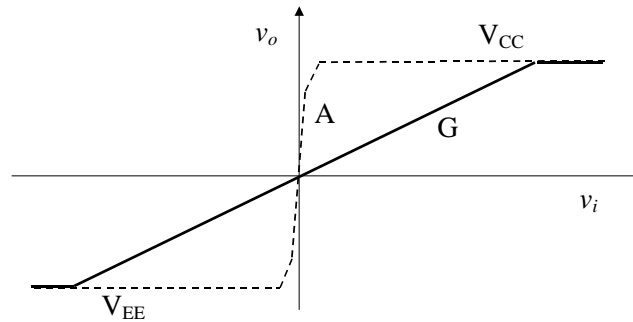
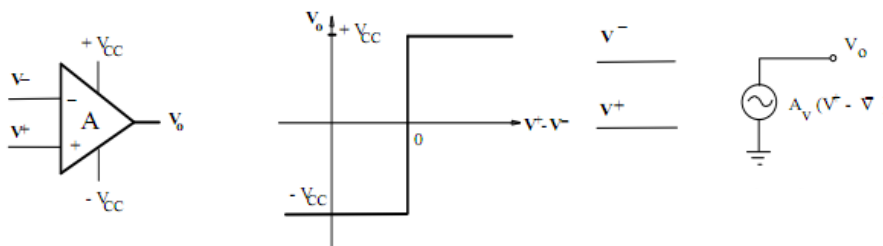


Figura 4.9

**4.2.4 REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON AO**

**- AO IDEAL**

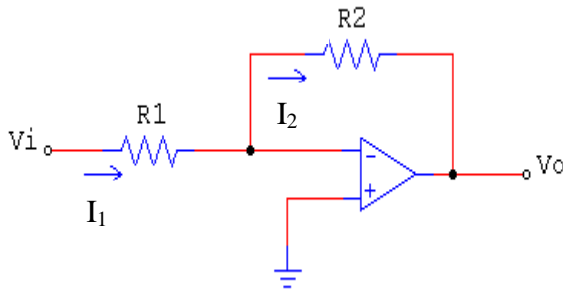
El primer paso para analizar el circuito es suponer que el AO es ideal, es decir; que cumple las características siguientes:



1. Impedancia de entrada infinita ( $R_i = \infty$ ). El circuito de entrada es un circuito de muy alta impedancia. Por tanto, no hay corriente en ningún terminal de entrada, es decir, las corrientes de polarización son nulas ( $I_B^+, I_B^- = 0$ ).
2. Impedancia de salida nula ( $R_o = 0$ ).
3. Ganancia de tensión y ancho de banda del AO es infinita ( $A_V = \infty$ ).

### 4.3 EJEMPLOS DE ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON AO

#### 4.3.1 Amplificador de tensión inversor.



Como tenemos realimentación negativa  
 $v^+ = v^- \rightarrow v^- = 0$   
 $i_B^+ = i_B^- = 0 \rightarrow i_1 = i_2$

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{V_i - 0}{R_1} = \frac{V_i}{R_1} \\ i_2 &= \frac{0 - V_o}{R_2} = \frac{-V_o}{R_2} \end{aligned} \right\} i_1 = i_2 \rightarrow \frac{V_i}{R_1} = \frac{-V_o}{R_2}$$

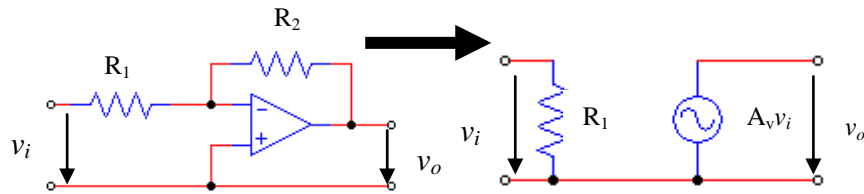
$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_i$$

Las características que presenta este circuito amplificador son:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

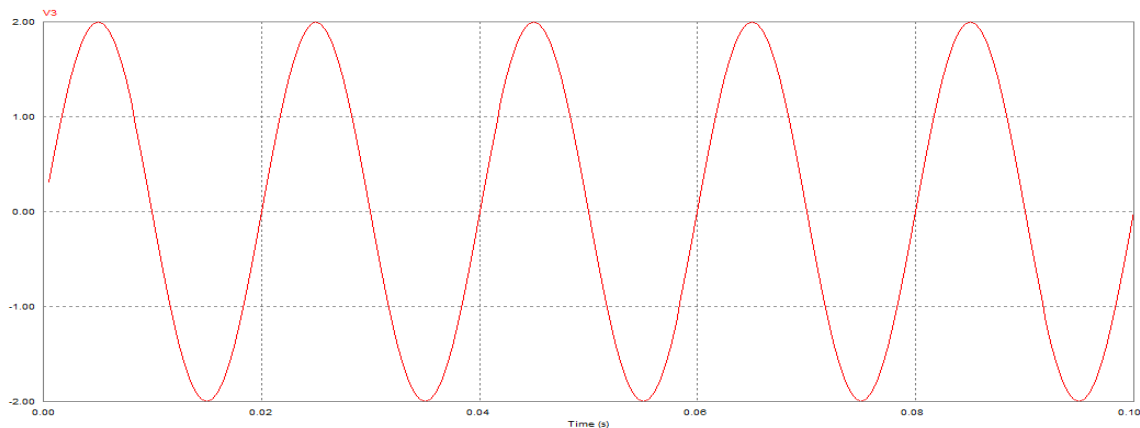
$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_1$$

$$Z_o = 0$$

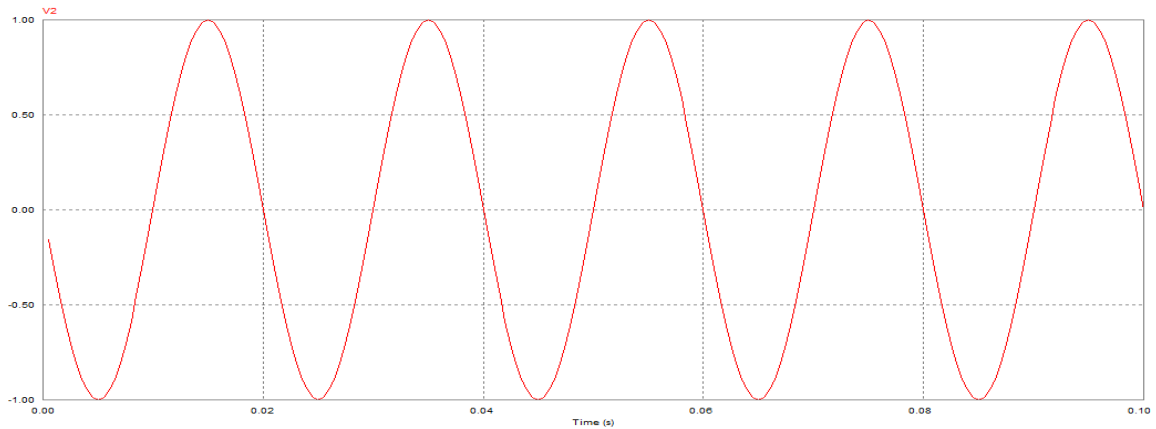


En la siguiente figura (figura 4.10) se muestran las forma de onda que presenta en su salida un amplificador inversor, cuando se introduce en él una entrada senoidal.

Forma de onda de la entrada ( $V_3$ ):



Forma de onda de la salida (V<sub>2</sub>):



Forma de onda de la entrada (V<sub>3</sub>) y de la salida (V<sub>2</sub>)

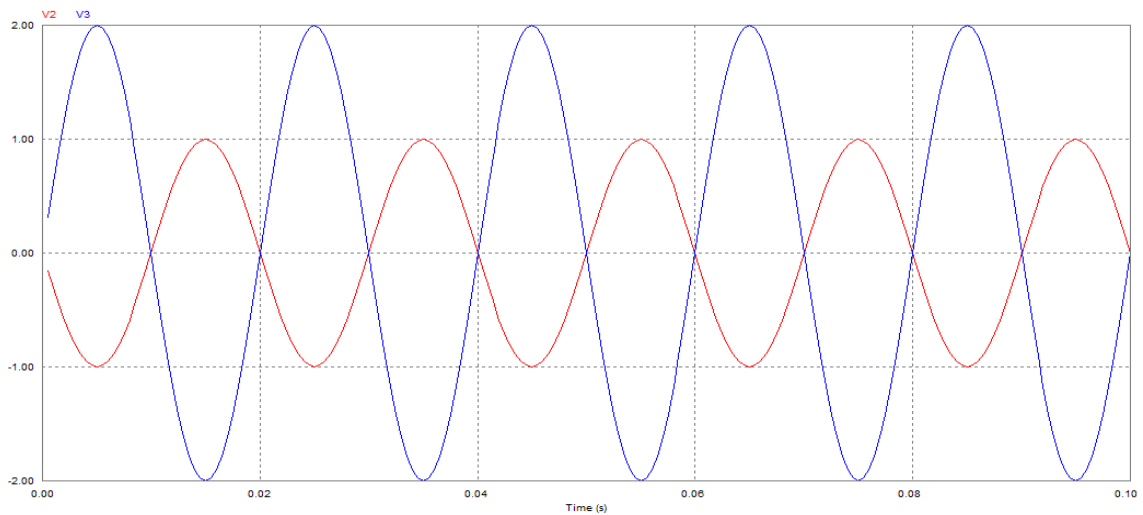
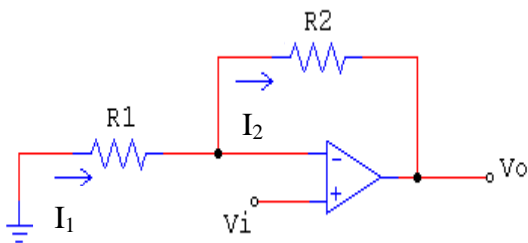


Figura 4.10

### 4.3.2 Amplificador de tensión no inversor.



Como tenemos realimentación negativa

$$v^+ = v^- \rightarrow v^- = v_i$$

$$i_B^+ = i_B^- = 0 \rightarrow i_1 = i_2$$

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{0 - v_i}{R_1} = -\frac{v_i}{R_1} \\ i_2 &= \frac{v_i - v_o}{R_2} \end{aligned} \right\} i_1 = i_2 \rightarrow \frac{v_i}{R_1} = \frac{v_i - v_o}{R_2}$$

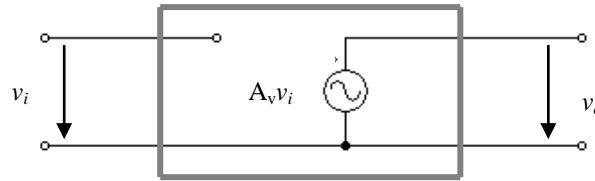
$$v_o = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] v_i$$

Las características que presenta este circuito amplificador son:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

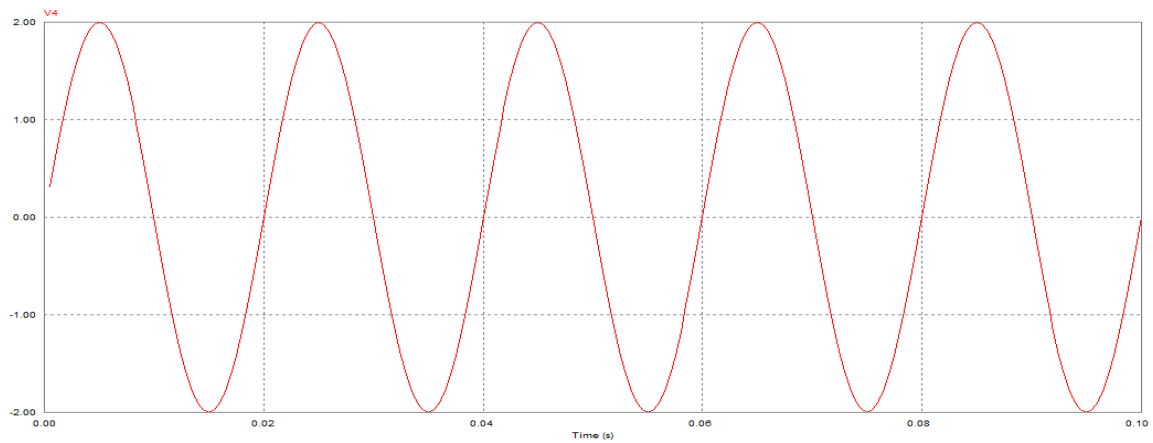
$$Z_i = \frac{V_i}{0} = \infty$$

$$Z_o = 0$$

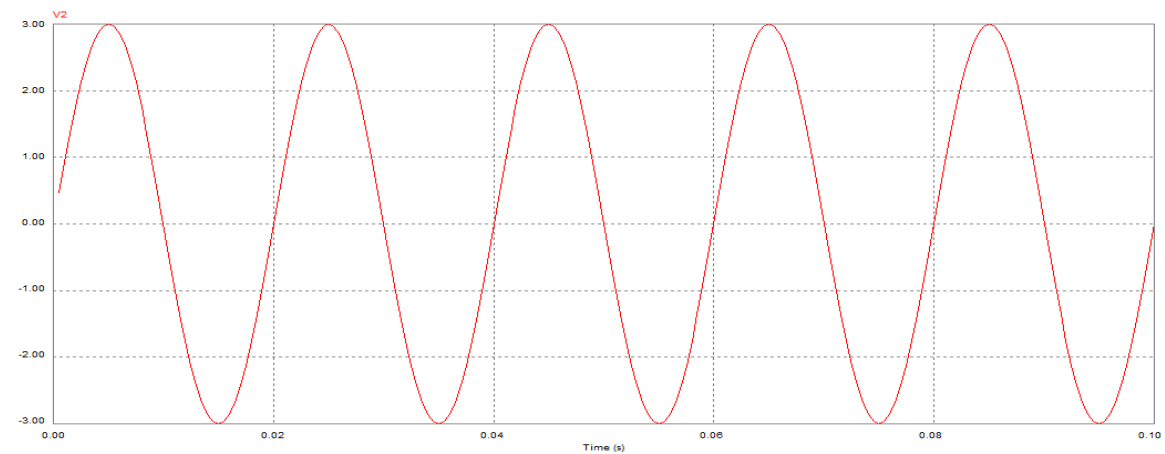


En la siguiente figura (figura 4.11) se muestran las forma de onda que presenta en su salida un amplificador no inversor, cuando se introduce en él una entrada senoidal.

Forma de onda de la entrada (V<sub>4</sub>):



Forma de onda de la salida (V<sub>2</sub>):



Forma de onda de la entrada ( $V_4$ ) y de la salida ( $V_2$ ):

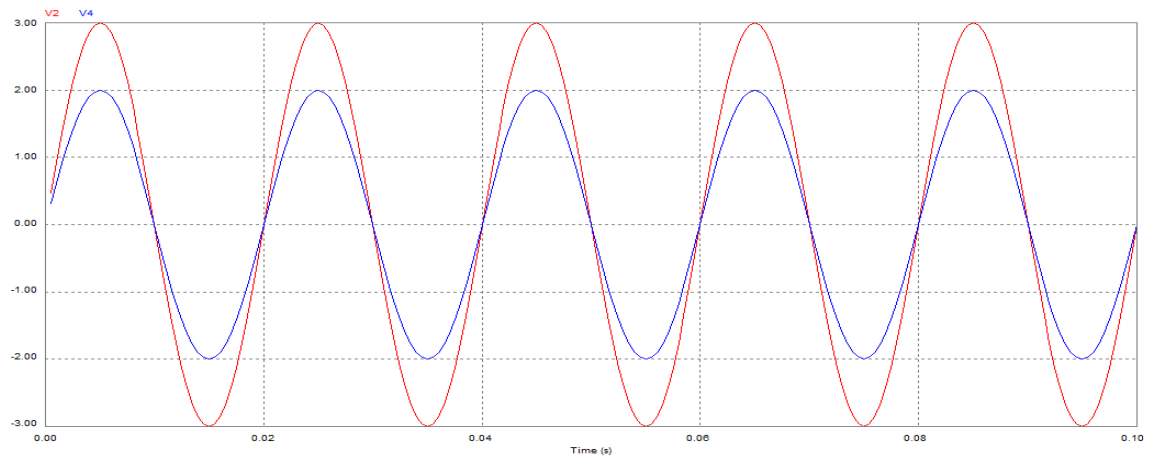


Figura 4.11



#### 4.4 EJERCICIOS PRÁCTICOS

AO TL081 y  $V_{CC} = \pm 15V$

##### Montaje 1

$R_1 = 2k2$ ,  $R_2 = 220k$

- Monta el circuito de la figura 4.12

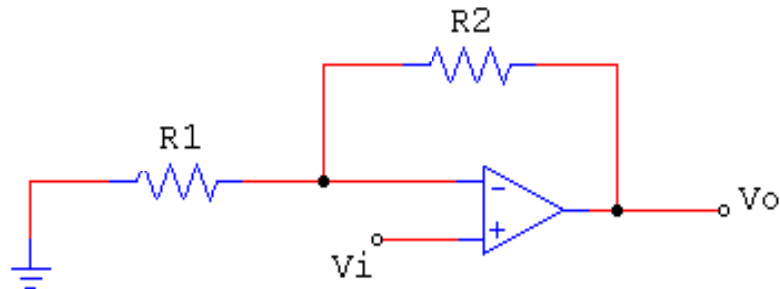


Figura 4.12

- Mide la ganancia y el desfase que produce el circuito entre la entrada y la salida, cuando se introduce una entrada triangular de 100mV y 0.5kHz.
- ¿Se verifica que la tensión en la patilla inversora ( $v^-$ ) y no inversora ( $v^+$ ) es igual?
- Determina el ancho de banda del circuito y compáralo con el esperado según las hojas de características del AO. Recuerda que para hacer el análisis del ancho de banda la señal de entrada debe ser una senoidal pura.
- Fijando la frecuencia a 1kHz, aumenta la amplitud de la entrada hasta que la salida distorsione. ¿A qué se debe?

##### Montaje 2

Se desea obtener, con el circuito anterior una ganancia de aproximadamente 2.2 con el juego de resistencias siguiente:

$R_1 = 2k2$ ,  $R_2 = 4k7$

- Verifica analíticamente que con el valor de  $R_2$  es posible conseguir dicha ganancia.
- Determina el ancho de banda del circuito y compáralo con el esperado según las hojas de características del AO.

# ANEXOS

# PRÁCTICA 4

**SUMARIO DE LOS ANEXOS**

ANEXO A: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL AO TL081

ANEXO B: OTROS CIRCUITOS Y APLICACIONES

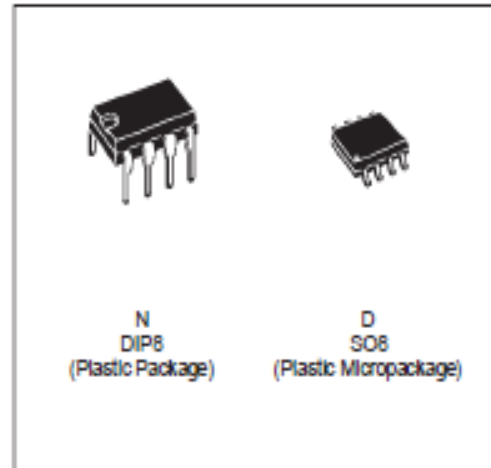
**ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL AO TL081**



**TL081  
 TL081A - TL081B**

**GENERAL PURPOSE J-FET  
 SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIER**

- WIDE COMMON-MODE (UP TO  $V_{CC}^+$ ) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE :  $16V/\mu s$  (typ)



**DESCRIPTION**

The TL081, TL081A and TL081B are high speed J-FET input single operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

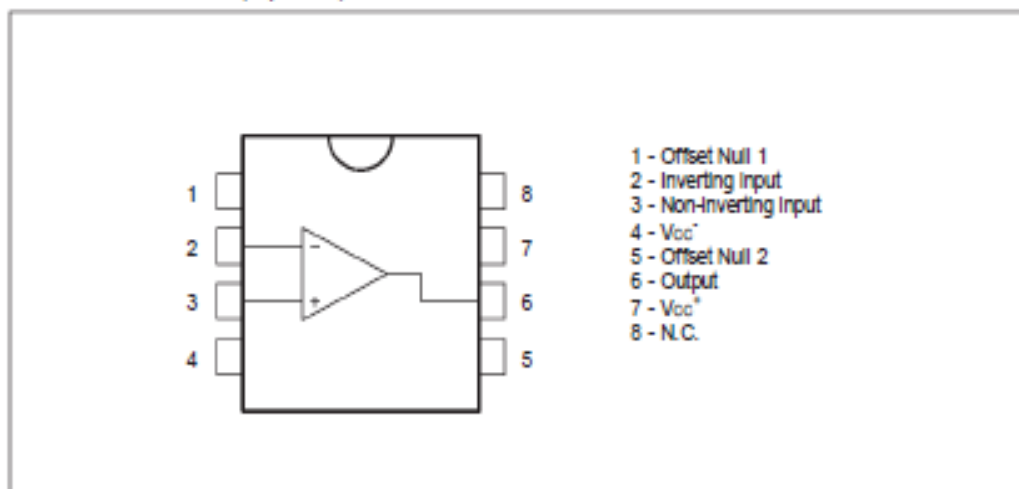
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

**ORDER CODES**

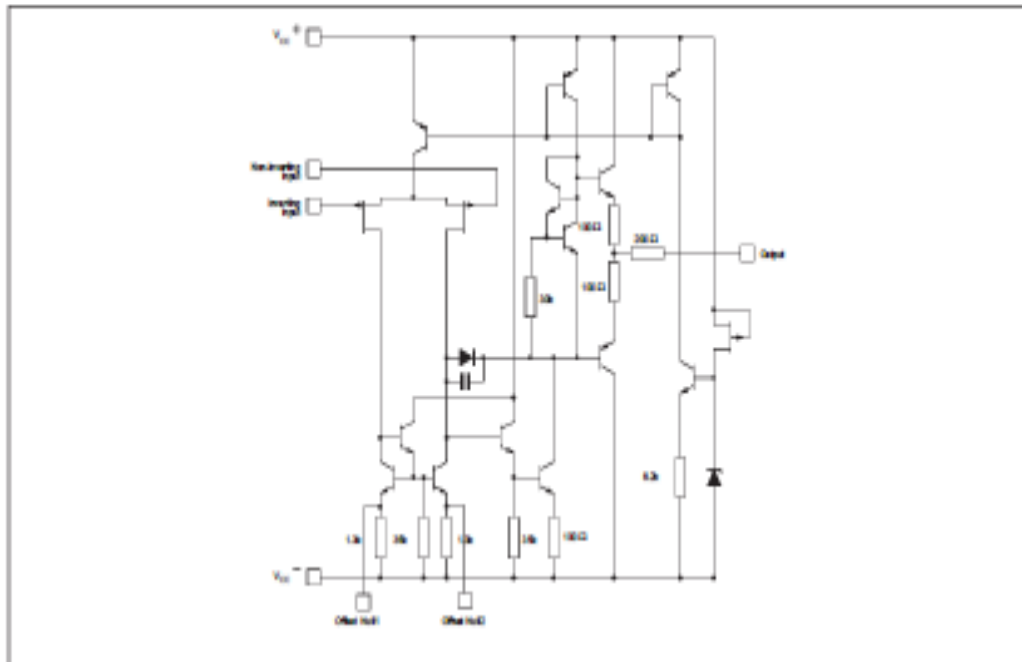
Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL081M/AW/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL081I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL081C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•

Examples : TL081CD, TL081IN

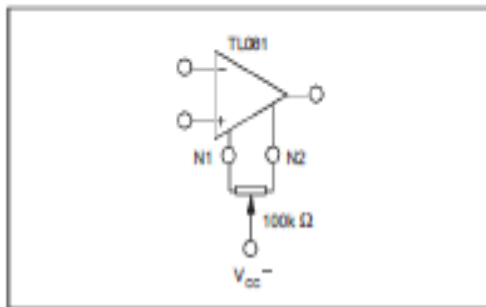
**PIN CONNECTIONS (top view)**



**SCHEMATIC DIAGRAM**



**INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUITS**



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value	Unit	
$V_{CC}$	Supply Voltage - (note 1)	$\pm 18$	V	
$V_I$	Input Voltage - (note 3)	$\pm 15$	V	
$V_{Id}$	Differential Input Voltage - (note 2)	$\pm 30$	V	
$P_{tot}$	Power Dissipation	680	mW	
	Output Short-circuit Duration - (note 4)	Infinite		
$T_{oper}$	Operating Free Air Temperature Range	TL081C,AC,BC TL081I,AI,BI TL081M,AM,BM	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	$^{\circ}C$
$T_{stg}$	Storage Temperature Range		-65 to 150	$^{\circ}C$

- Notes:
1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between  $V_{CC}^{+}$  and  $V_{CC}^{-}$ .
  2. Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
  3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
  4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

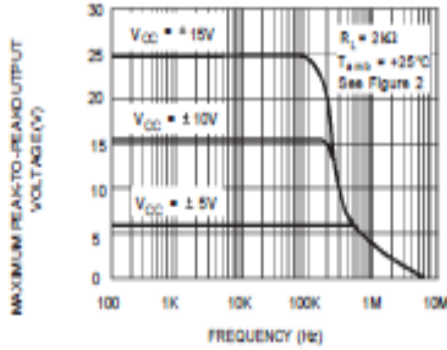
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

V<sub>CC</sub> = ±15V, T<sub>amb</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

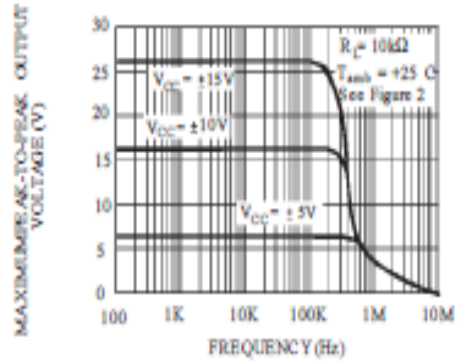
Symbol	Parameter	TL0811,MAC,AI, AM,BC,BI,BM			TL081C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V <sub>io</sub>	Input Offset Voltage (R <sub>S</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = 25°C  T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3   13		mV
DV <sub>io</sub>	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I <sub>o</sub>	Input Offset Current * T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>		5	100 4		5 100 4		pA nA
I <sub>b</sub>	Input Bias Current * T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>		20	200 20		20 400 20		pA nA
A <sub>vd</sub>	Large Signal Voltage Gain (R <sub>L</sub> = 2kΩ, V <sub>O</sub> = ±10V) T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R <sub>S</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>	80 80	86		70 70	86		dB
I <sub>CC</sub>	Supply Current, no Load T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>		1.4	2.5 2.5		1.4 2.5 2.5		mA
V <sub>cm</sub>	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R <sub>S</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>	80 80	86		70 70	86		dB
I <sub>OS</sub>	Output Short-circuit Current T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>	10 10	40	60 60	10 10	40 60 60		mA
±V <sub>OFP</sub>	Output Voltage Swing T <sub>amb</sub> = 25°C  T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>		10 12 10 12	12 13.5		10 12 10 12		V
SR	Slew Rate (V <sub>in</sub> = 10V, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, T <sub>amb</sub> = 25°C, unity gain)		8	16		8 16		V/μs
t <sub>r</sub>	Rise Time (V <sub>in</sub> = 20mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, T <sub>amb</sub> = 25°C, unity gain)			0.1		0.1		μs
K <sub>OV</sub>	Overshoot (V <sub>in</sub> = 20mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, T <sub>amb</sub> = 25°C, unity gain)			10		10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (f = 100kHz, T <sub>amb</sub> = 25°C, V <sub>in</sub> = 10mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF)	2.5	4		2.5	4		MHz
R <sub>i</sub>	Input Resistance			10 <sup>12</sup>		10 <sup>12</sup>		Ω
THD	Total Harmonic Distortion (f = 1kHz, A <sub>v</sub> = 20dB, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, T <sub>amb</sub> = 25°C, V <sub>O</sub> = 2V <sub>pp</sub> )			0.01		0.01		%
e <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage (f = 1kHz, R <sub>s</sub> = 100Ω)			15		15		nV √Hz
φ <sub>m</sub>	Phase Margin			45		45		Degrees

\* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.

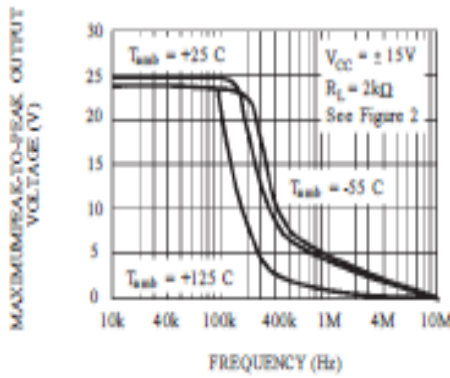
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



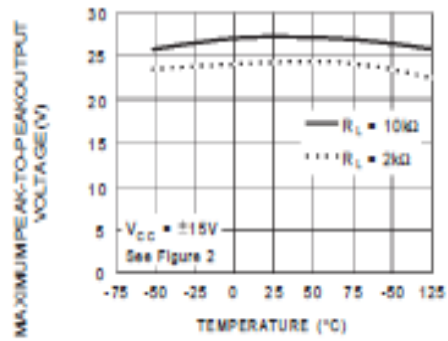
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



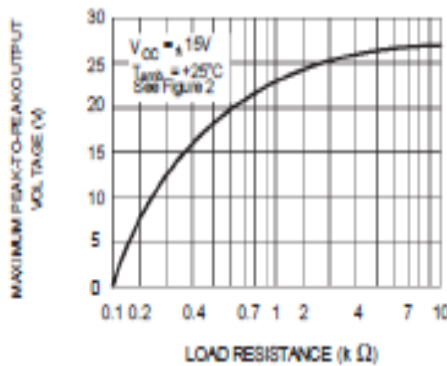
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



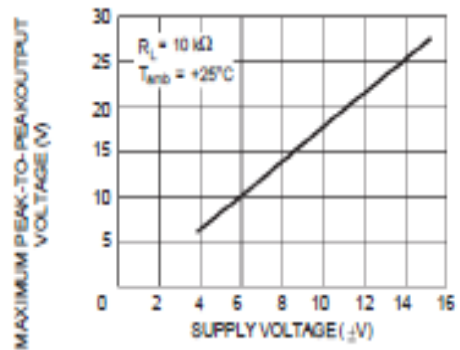
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREE AIR TEMP.



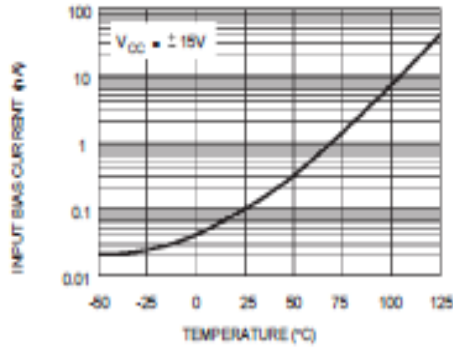
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS LOAD RESISTANCE



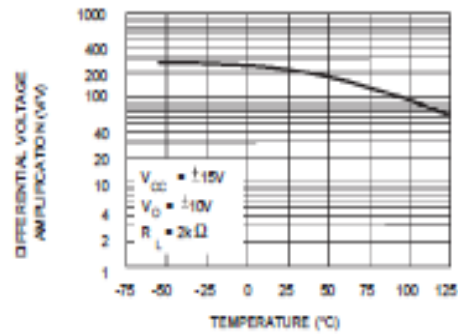
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS SUPPLY VOLTAGE



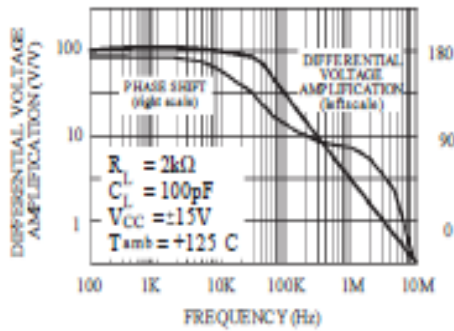
INPUT BIAS CURRENT VERSUS  
 FREE AIR TEMPERATURE



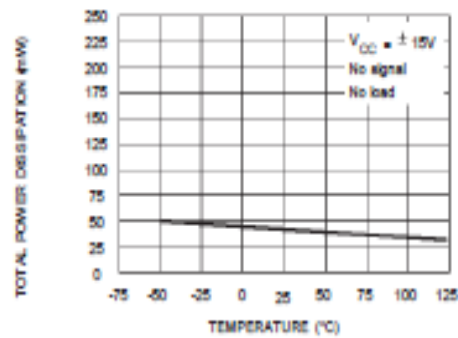
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL  
 VOLTAGE AMPLIFICATION VERSUS  
 FREE AIR TEMPERATURE



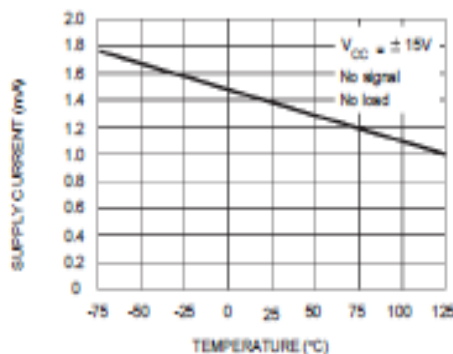
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL  
 VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE  
 SHIFT VERSUS FREQUENCY



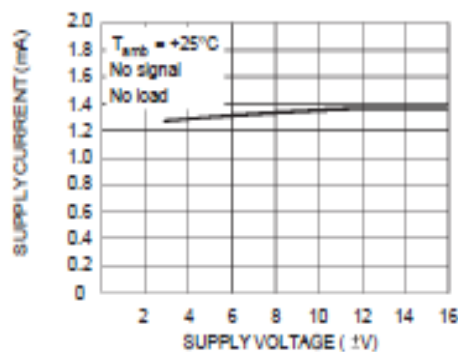
TOTAL POWER DISSIPATION VERSUS  
 FREE AIR TEMPERATURE



SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER  
 VERSUS FREE AIR TEMPERATURE

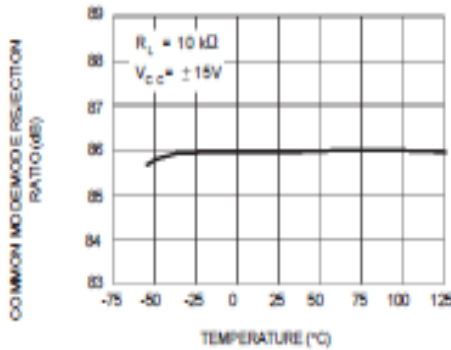


SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER  
 VERSUS SUPPLY VOLTAGE

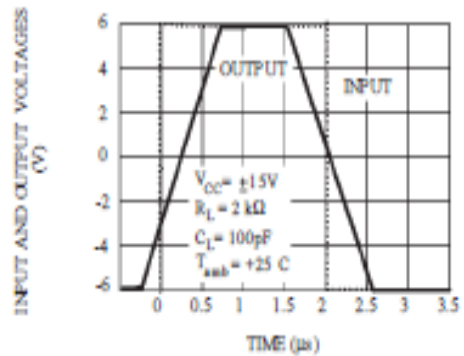




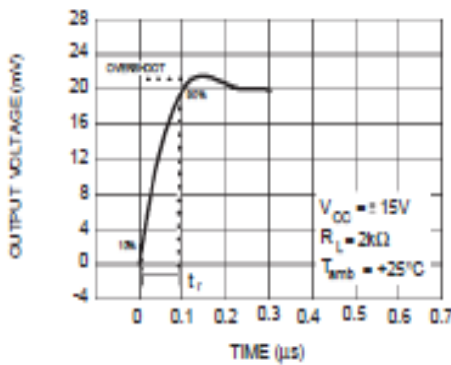
**COMMON MODE REJECTION RATIO  
 VERSUS FREE AIR TEMPERATURE**



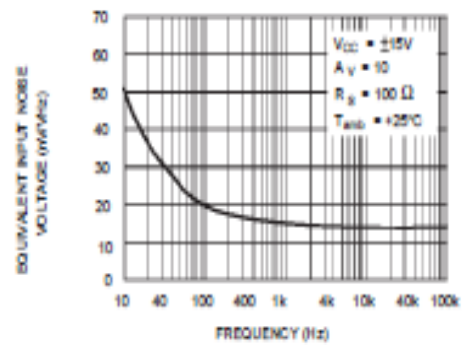
**VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL  
 PULSE RESPONSE**



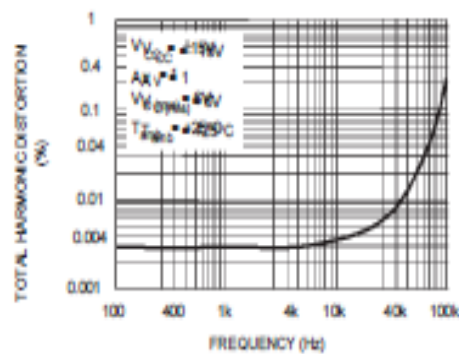
**OUTPUT VOLTAGE VERSUS  
 ELAPSED TIME**



**EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE  
 VERSUS FREQUENCY**



**TOTAL HARMONIC DISTORTION VERSUS  
 FREQUENCY**



PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

Figure 1 : Voltage Follower

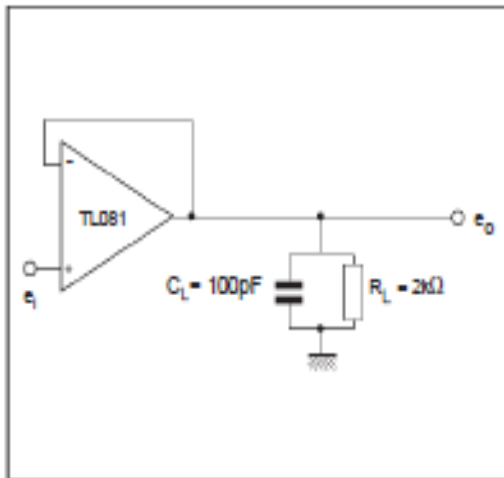
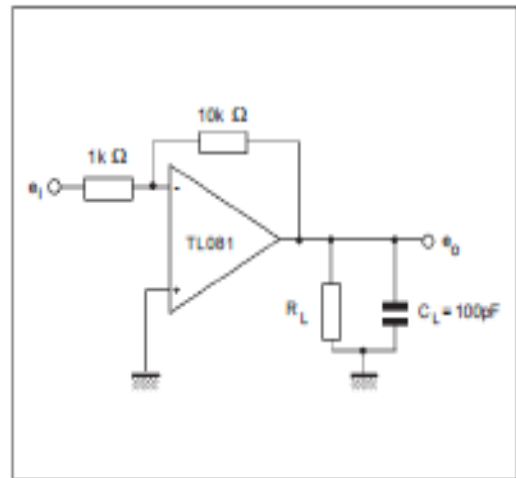
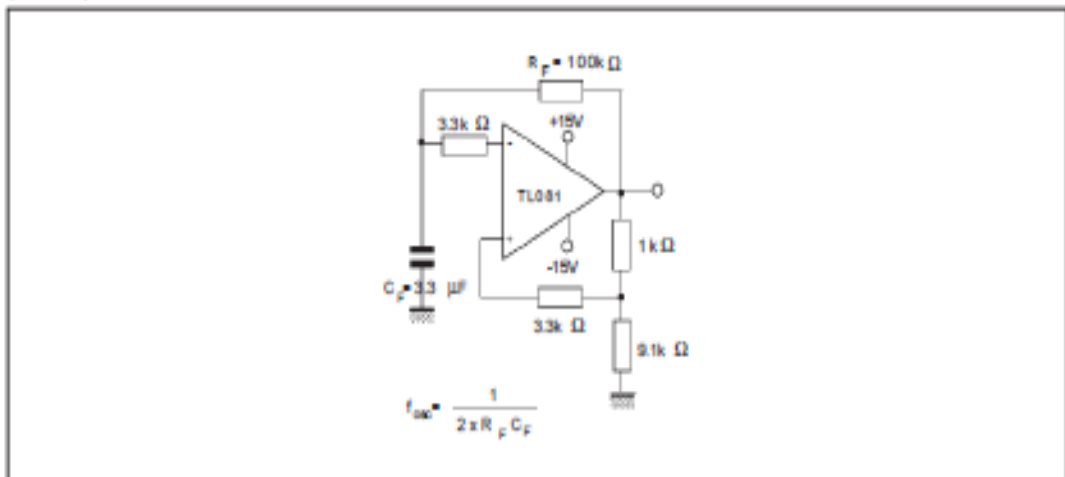


Figure 2 : Gain-of-10 Inverting Amplifier

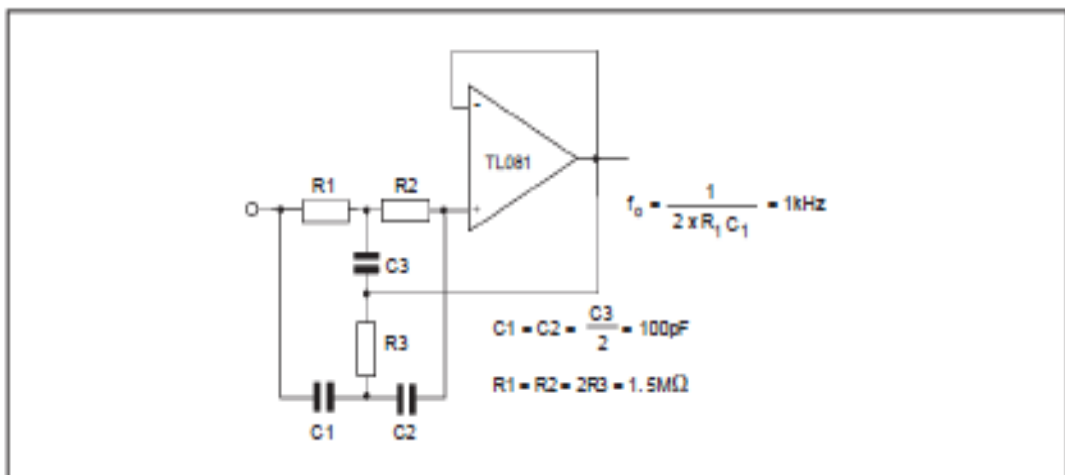


TYPICAL APPLICATIONS

(0.5Hz) SQUARE WAVE OSCILLATOR

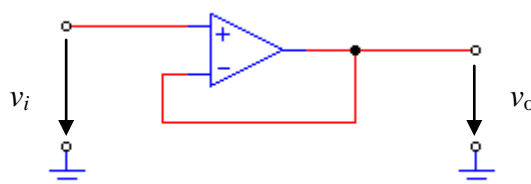


HIGH Q NOTCH FILTER



## ANEXO B: OTROS CIRCUITOS Y APLICACIONES DEL TL081

### B.1. Circuito seguidor de emisor:



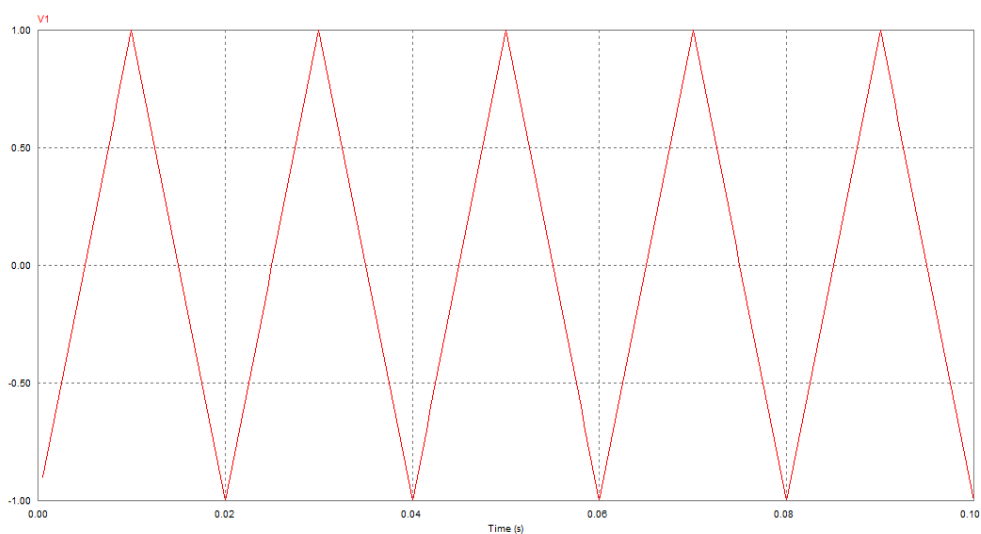
La tensión en las patillas inversora y no inversora debe ser la misma. Además la salida es el mismo punto eléctrico que la patilla inversora, por tanto:

$$v_i = v(-) = v(+) = v_o$$

Este circuito encuentra una gran aplicación como receptor de las tensiones provenientes de fuentes de señal con alta impedancia de salida. Debido a que la corriente por las patillas inversora y no inversora es muy pequeña, se puede decir que ofrece una alta impedancia (idealmente infinita) a la fuente que genera  $v_i$ . Sin embargo, a su salida ofrece un valor de impedancia prácticamente nulo a las cargas que se le conecten. De este modo se evita que la circulación de corriente debida a la carga altere el valor de  $v_i$ .

Se muestra en la siguiente figura (figura 1), las formas de onda de entrada y salida de éste circuito.

- Forma de onda de la entrada



- Forma de onda de la salida

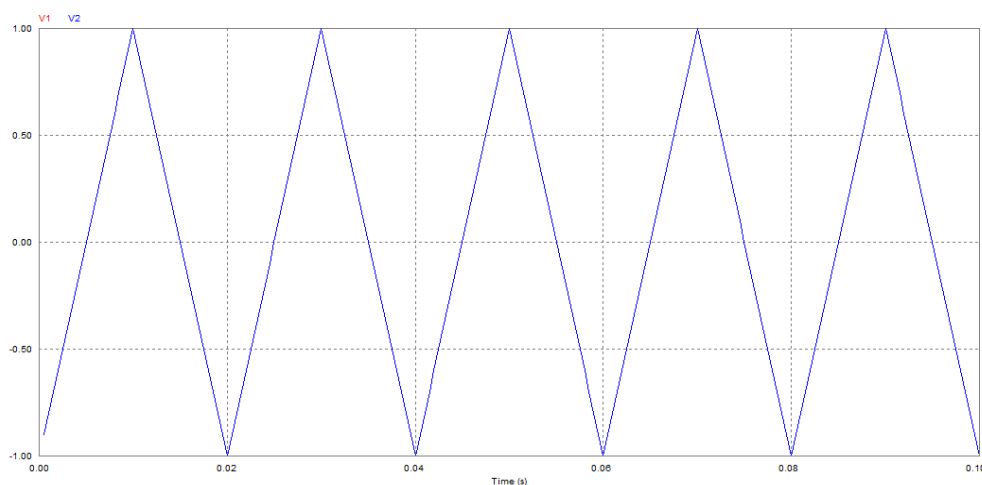
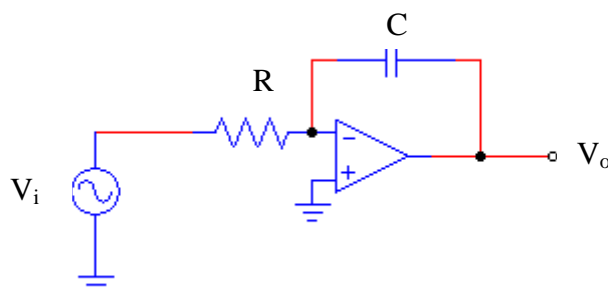


Figura 1

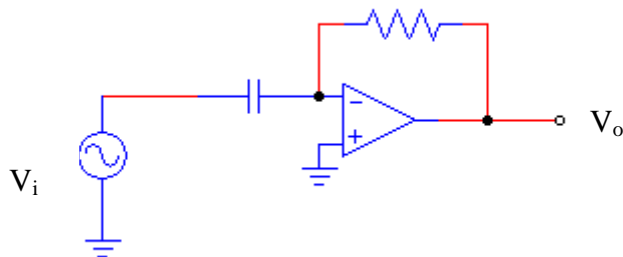
## B.2 Circuito integrador



Es un circuito que integra e invierte la señal ( $V_i$  y  $V_o$  son funciones dependientes del tiempo).

- $$V_o = \int_0^t -\frac{V_i}{RC} dt + V_{\text{inicial}}$$

Este circuito no se usa en la práctica discreta. Se usa de forma combinada en sistemas retroalimentados que son modelos basados en variables de estado (valores que definen el estado actual del sistema), donde el integrador conserva una variable de estado en el voltaje de su condensador.

B.3 Circuito derivador

Deriva e invierte la señal respecto al tiempo.

- $V_o = -RC \frac{dV_i}{dt}$

Es un circuito que no se utiliza en la práctica, porque no es estable. Se debe a que al amplificar más las señales de alta frecuencia se termina amplificando mucho el ruido.

# PRÁCTICA 5

## Acondicionamiento de señales: Filtrado

### 5.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

El bloque objeto de esta práctica es el “SENSADO”:

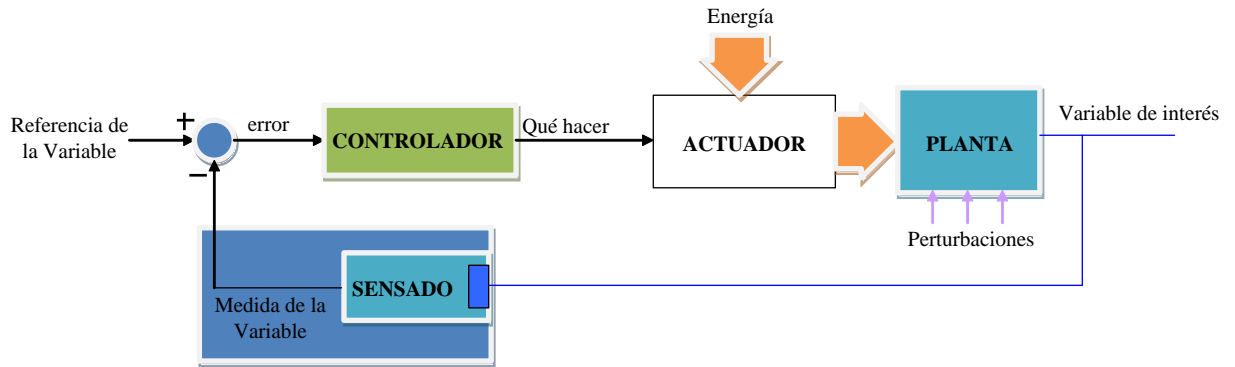
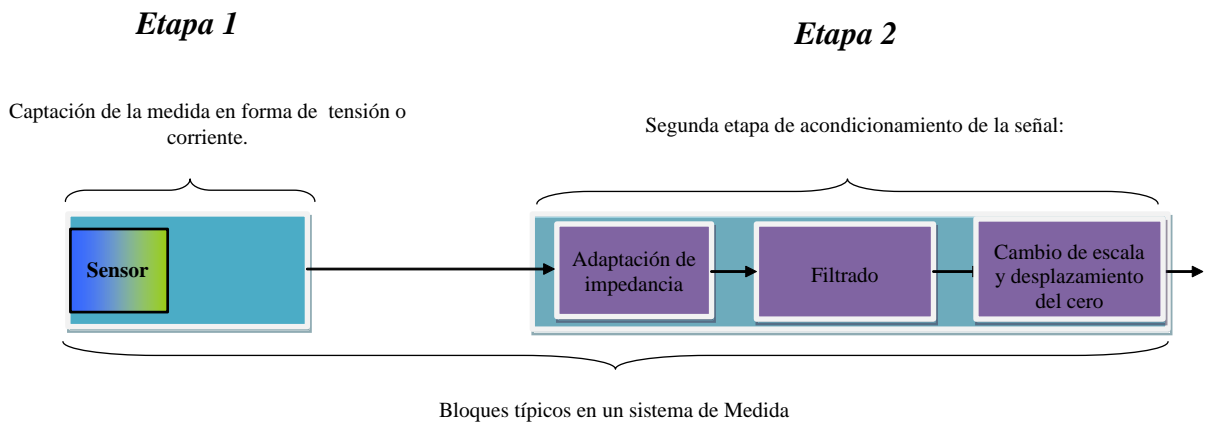


Figura 5.1

El bloque de medida de la variable se denomina también “Circuito de medida y acondicionamiento de la señal”. En el esquema de la figura 5.2 se indica que está formado por dos etapas y de hecho, en muchas aplicaciones prácticas, cada una de las etapas puede encontrarse en diferentes equipos.



Bloques típicos en un sistema de Medida  
Figura 5.2

La primera etapa consiste en convertir la variable de medida en una tensión o en una corriente proporcional. Este paso está ligado al sensor. Suele ser muy habitual el uso de componentes eléctricos pasivos (condensadores y resistencias) cuyo valor característico sea función de la variable a medir. También es posible que el sensor proporcione, directamente, una tensión o una corriente proporcional a la misma.

En este caso práctico, no se estudian los componentes que sirven para sensar, ni los circuitos que se precisan para conseguir que la “medida” (por ejemplo, variación del valor de una resistencia) se convierta en una tensión o en una corriente. Cabe destacar que, para aquellos casos que están basados en la variación del valor de una resistencia, capacidad o inductancia, los circuitos comúnmente utilizados para transformar dicha variación en una “tensión” o en una “corriente” son los puentes de Wheatstone linealizados.

El contenido de la práctica, se centra en los circuitos de preparación de la señal (Etapa 2 del acondicionamiento). Esta etapa comprende básicamente las operaciones de cambio de escala y filtrado.



## 5.2 ADQUISICIÓN DE DATOS

En este apartado se describen los tres bloques de la Etapa 2 del acondicionamiento.

- 5.2.1 Adaptación de impedancias.
- 5.2.2 Cambio de escala y desplazamiento del cero.
- 5.2.3 Filtrado.

### 5.2.1 Adaptación de impedancias

El objetivo de la adaptación de impedancias es lograr transferir la máxima potencia de una fuente de tensión  $v_g$ , con una resistencia interna  $R_g$ , a una carga de valor  $R$ . La Etapa 1 proporciona a su salida una fuente de tensión o de corriente cuyo valor es una copia análoga de la variable que se quiere controlar. En la figura 5.3 se muestra el circuito equivalente de la Etapa 1, para el caso de la fuente de tensión.

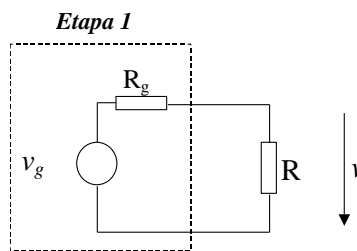


Figura 5.3

La tensión  $v$  en los bornes de la carga  $R$  es:

$$v = \frac{R}{R + R_g} v_g$$

Para que la potencia transferida sea máxima, en otras palabras, si lo que se desea es no perder tensión, es necesario que  $R \gg R_g$ . La resistencia de la Etapa 1 puede no depender de nosotros, ya sea porque la impone el sensor o porque proviene de un equipo ajeno. Para ello, puede ser interesante conectar la salida de la Etapa 1 a un circuito (figura 5.4) con las siguientes características:

- Ganancia unidad.
- Impedancia de entrada muy alta, idealmente infinita.
- Impedancia de salida muy baja, idealmente cero.

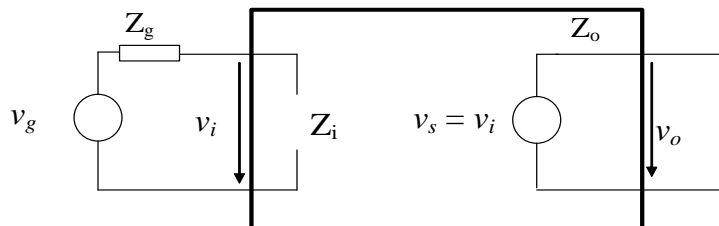


Figura 5.4

Un circuito con estas cualidades es muy fácil de hacer utilizando un AO: El circuito “seguidor de emisor”. (**PRÁCTICA 4, ANEXO B, B.1**).

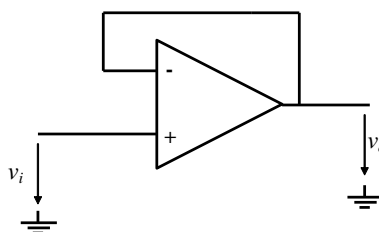


Figura 5.5

Es posible agrupar el circuito seguidor de emisor con el bloque de cambio de escala, siempre que el objetivo sea aumentar la escala, tal y como se muestra en la figura 5.6.

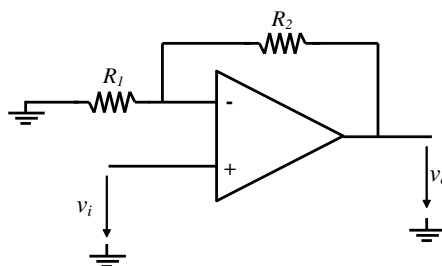


Figura 5.6

Un circuito de electrónica de señal puede recibir la información en forma de fuente de tensión o en forma de fuente de corriente. Posteriormente, esa información se trata y se transmite en forma de tensión.

Por lo tanto:

- Si la información se recibe en forma de fuente de tensión, ésta se trata y se transmite también en forma de tensión mediante el siguiente circuito (figura 5.7)

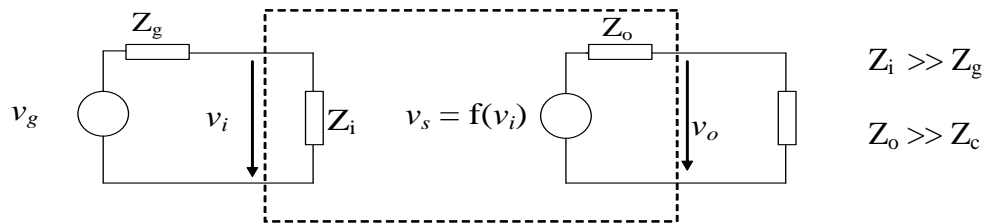


Figura 5.7

- Si la información se recibe en forma de fuente de corriente, lo habitual es transformarla a fuente de tensión. Para ello se utiliza uno de los circuitos de la figura 5.8. El primero sólo es útil si  $R_{escala} \ll R_g$  ya que de otro modo, una parte significativa de la corriente del sensor se irá por su resistencia interna, con la consiguiente pérdida de información. El segundo circuito es más preciso, pero su único inconveniente es que el AO debe manejar la corriente del sensor y quizá ésta pudiera ser mayor que la máxima admitida por el AO.

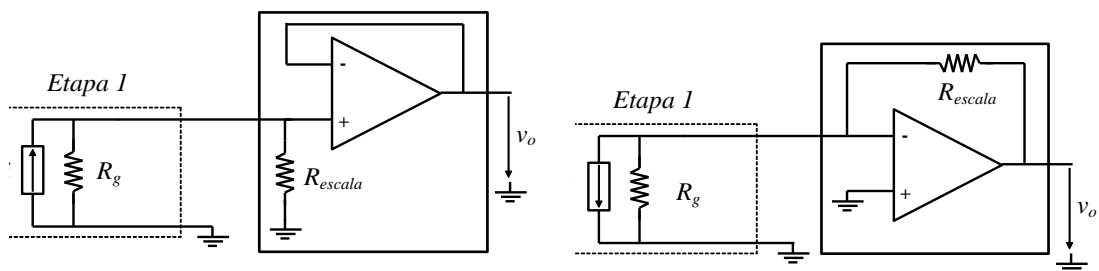


Figura 5.8

### 5.2.2 Desplazamiento de offset

Cuando el rango de la señal suministrada por el sensor está desplazado respecto del rango de los circuitos de control o monitorización es conveniente sumar un valor fijo que centre ambos rangos.

### 5.2.3 Filtrado

#### 5.2.3.1 Concepto de filtrado:

A partir de la forma de la onda de una señal, el circuito debe separar la información que se desea utilizar (lo que se refleja en la forma de la onda de salida del filtro) para un posterior procesamiento.

La herramienta más útil para estudiar los circuitos de filtrado es el “Dominio de la frecuencia”. En este dominio la información de una señal se describe a partir de la **amplitud, fase y frecuencia** de las “senoidales” que la forman. Por ejemplo, una onda cuadrada se verá como la suma de infinitas “senoidales” cuyas frecuencias son múltiplos exactos de la frecuencia de la onda cuadrada:

$$v_{cuadrada} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} \frac{1}{n} \text{sen}(n \omega_o t)$$

Cada una de las “senoidales” se conoce como armónico, recibiendo el primero de ellos ( $\omega_o$ ) el nombre de armónico fundamental. En muchos casos a los armónicos también se les llama “componentes” de la señal.

#### 5.2.3.2 Concepto de Ruido:

**Ruido electromagnético e interferencias:** En la práctica se pueden definir como tensiones y/o corrientes que se presentan conjuntamente con las componentes ligadas a la información deseada de la señal que se trata. Cuando son de tipo aleatorio reciben el nombre de **ruido electromagnético** y resultan difíciles de evitar y predecir. Es el caso, del movimiento vibratorio de los electrones en cualquier material que por efecto de la temperatura da lugar a variaciones de tensión en distintos puntos del mismo. El acoplamiento no deseado de otras señales, generadas por el propio circuito o por otros, se define como **interferencia**.

Ambos fenómenos dificultan la obtención de la información contenida en la señal objetivo. La interacción no deseada entre circuitos, o partes de circuitos, se denominan Interferencias Electromagnéticas.

### 5.2.3.3 Filtros básicos ideales

Los circuitos de filtrado se describen a partir de su diagrama de Bode. Cuando un circuito lineal es excitado con una señal “senoidal” la salida tendrá también la misma forma:

$$v_i = M_i \text{sen}(\omega t)$$

$$v_o = M_o \text{sen}(\omega t + \varphi)$$

Por lo que, bastan dos parámetros para describir el efecto del circuito, sobre una onda de entrada “senoidal” de una frecuencia determinada:

1. Ganancia:  $A = \frac{M_o}{M_i}$

en dB  $\rightarrow 20 \log(A) = 20 \log\left(\frac{M_o}{M_i}\right)$

2. Desfase:  $\varphi$

La representación de estos datos para todas las frecuencias de entrada posibles, da lugar al Diagrama de Bode del circuito.

Las siguientes figuras muestran los diagramas de Bode IDEALES de los cuatro filtros fundamentales

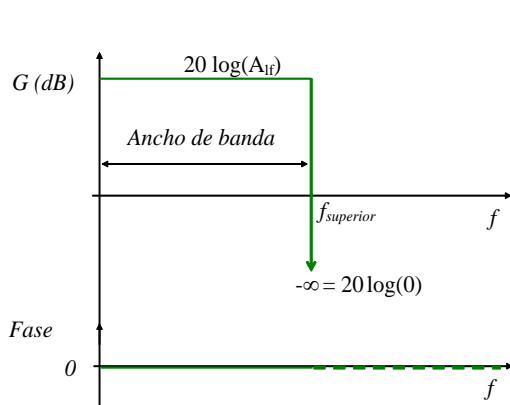


Figura 5.9: Filtro paso bajo

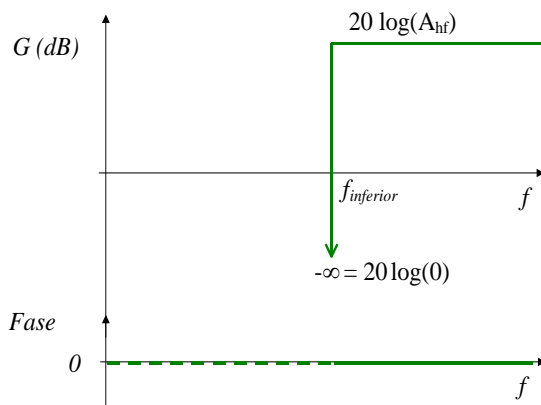


Figura 5.10: Filtro paso alto

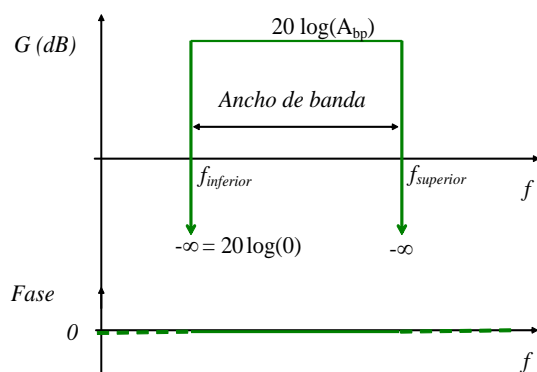


Figura 5.11: Filtro paso banda

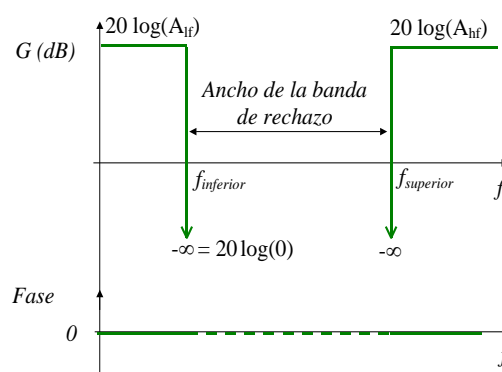


Figura 5.12: Filtro rechazo de banda

### 5.2.3.4 Filtros reales

En cuanto a la clasificación de los filtros de acuerdo a sus componentes constitutivos, se pueden diferenciar dos tipos:

1. **Filtros Pasivos:** Formados por elementos pasivos como resistencias, bobinas y condensadores.
2. **Filtros Activos:** Formados por elementos tanto pasivos como activos (amplificadores) que presentan una ganancia diferente para las distintas frecuencias en la señal de entrada.

### 5.2.3.5 Filtros reales Pasivos

Los filtros pasivos tienen el inconveniente de que no pueden combinar un valor alto de impedancia de entrada, con uno bajo de impedancia de salida, y se ha visto que esta propiedad es muy deseable en cualquier circuito con señales de tensión.

A continuación, se explica brevemente, el filtro pasivo R-C paso bajo que se verá posteriormente en el caso práctico.

- Filtro RC Paso Bajo

El filtro paso bajo corresponde a un filtro caracterizado por permitir el paso de las frecuencias más bajas y atenuar las frecuencias más altas respecto a una frecuencia específica (frecuencia de corte). Se representa de la forma siguiente (figura 5.13)

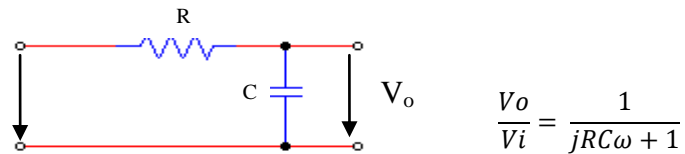


Figura 5.13

Para una mejor comprensión, se muestran en las siguientes figuras, la salida que se obtiene en un filtro de estas características (figura 5.14), cuando se le somete a una entrada triangular de baja frecuencia y a una senoidal de muy alta frecuencia. Lógicamente en la salida se observa con mayor nitidez la forma de la onda de menor frecuencia.

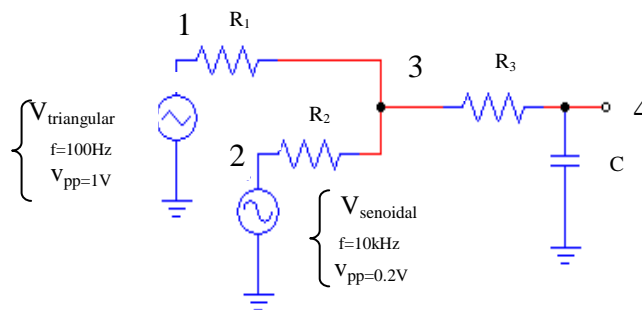
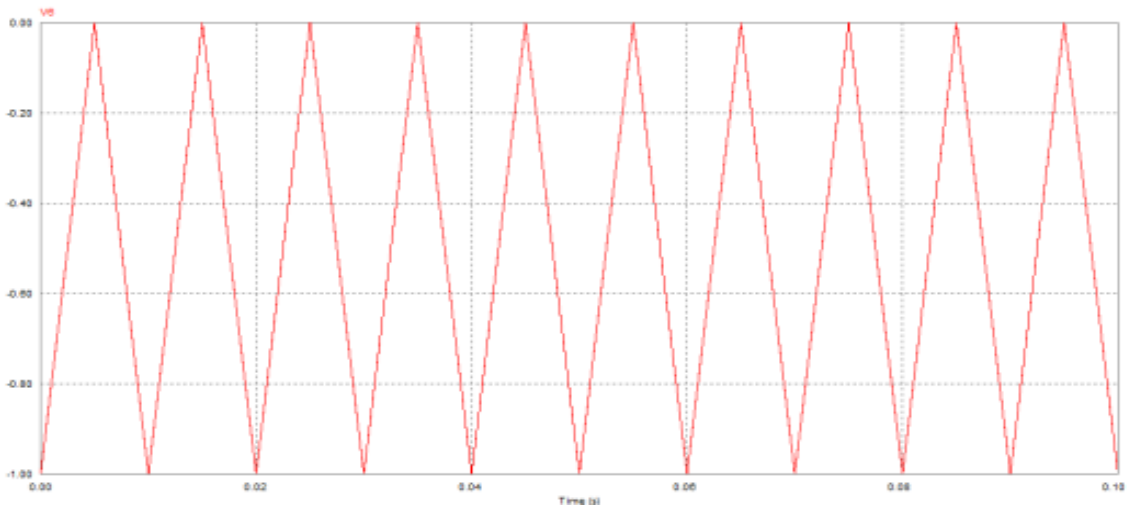
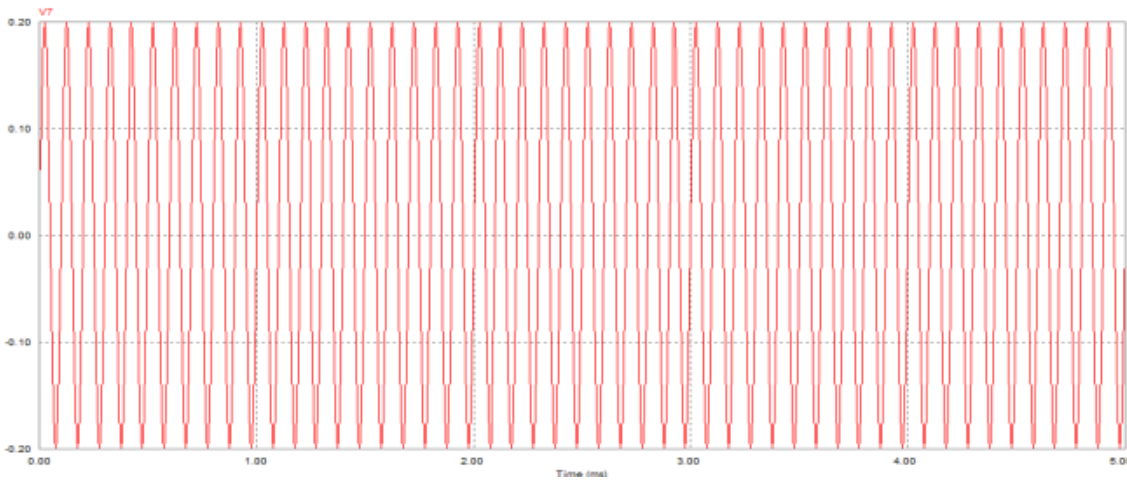


Figura 5.14

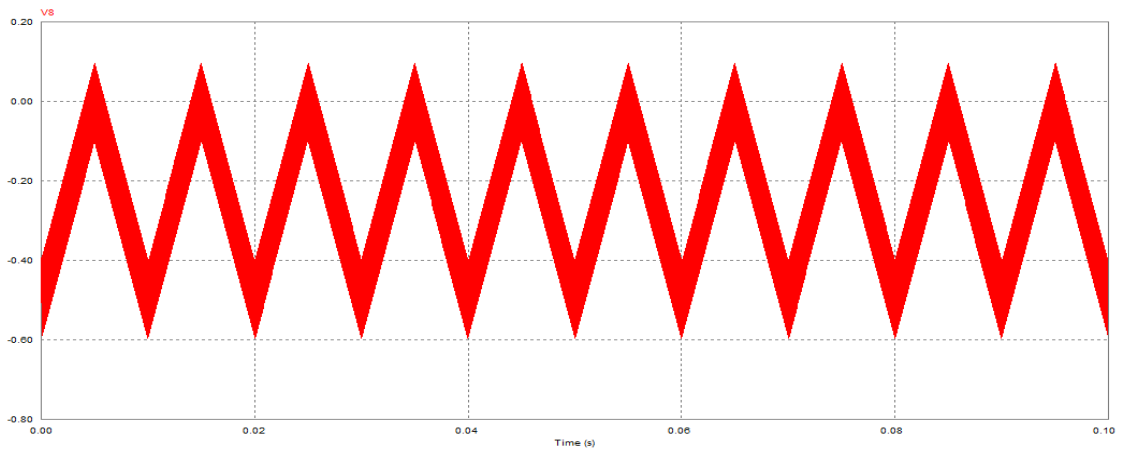
1- Forma de la onda triangular:



2- Forma de la onda senoidal:

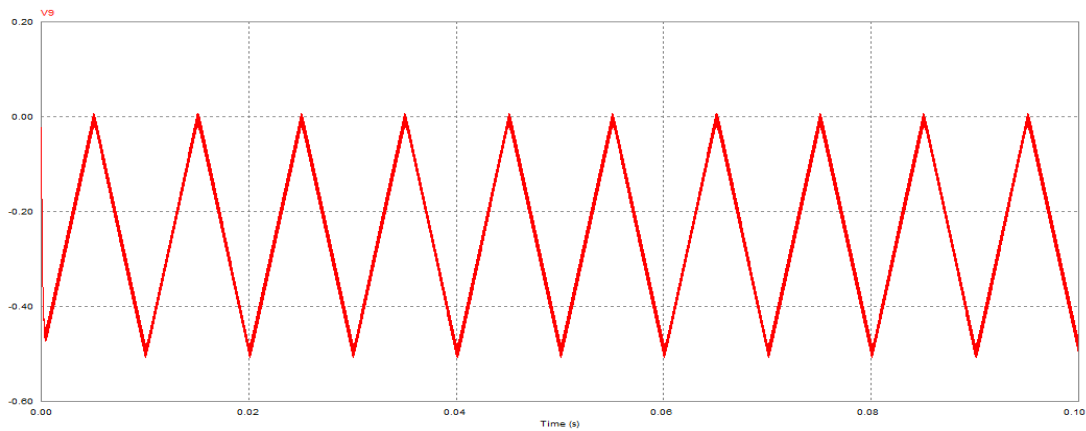


3- Forma de onda de la entrada al filtro: (triangular y senoidal sumadas)





4- Forma de onda de la salida del filtro: (“sólo” queda la de baja frecuencia).



A continuación, (figura 5.15) se muestra el diagrama de Bode de Ganancia y de Fase del filtro paso bajo anterior, para un determinado valor de R y C.

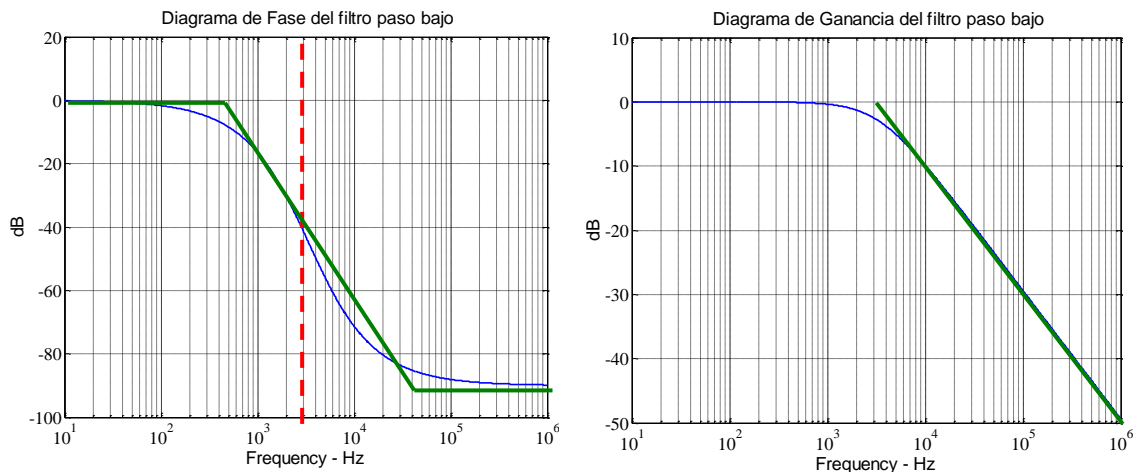


Figura 5.15

Se trata de un filtro pasivo de 1<sup>er</sup> orden (pendiente de -20dB por década). La línea discontinua, en el diagrama, indica la frecuencia de corte del filtro. Dicha frecuencia se caracteriza porque la ganancia disminuye en 3dB respecto de la que se tiene en continua (en este caso 0dB). Desde el punto de vista teórico su valor corresponde con:

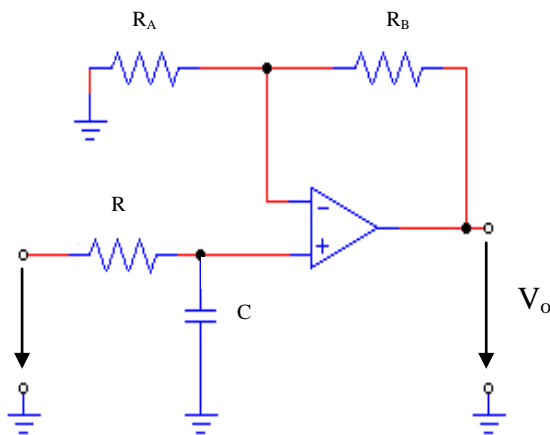
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Análogamente a lo anterior se dice, que se alcanza la frecuencia de corte, cuando la tensión de salida es el 70% de la entrada. Es decir, para una entrada de 1V la tensión de salida es 0.7V.

5.2.3.6 Filtros reales Activos

Se ha visto en el apartado 2.1, que el problema de adaptación de impedancias se puede resolver utilizando un AO en configuración de seguidor de emisor. Sin embargo, ya que se introduce un AO, es útil aprovechar su presencia en el circuito para ajustar también la ganancia (escalado).

- Filtro Paso Bajo de 1<sup>er</sup> orden

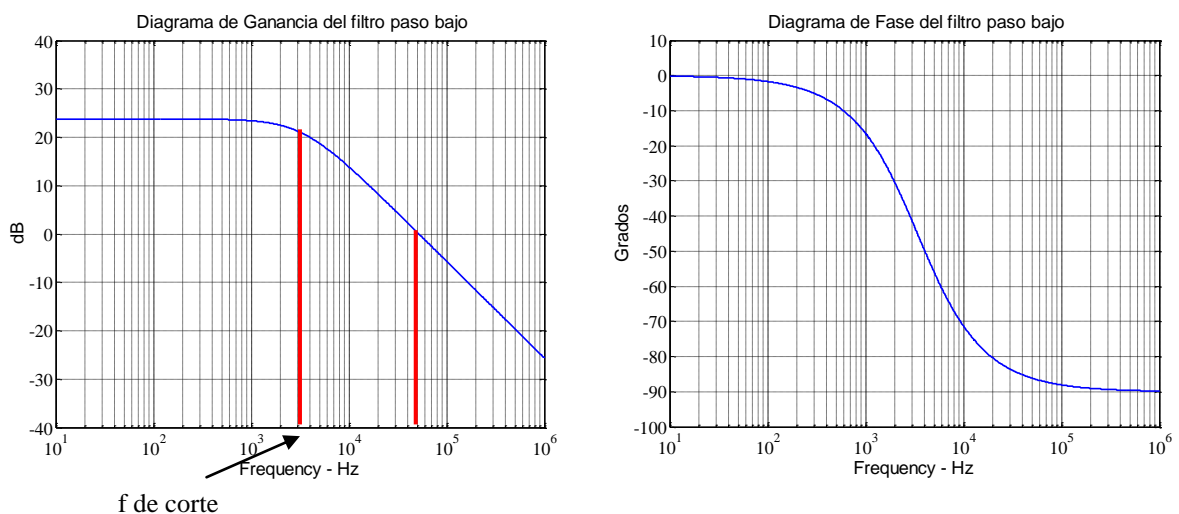


$$\frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{1}{jRC\omega + 1}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$A_{lf} = 1 + \frac{R_b}{R_a}$$

Figura 5.16



La forma del diagrama de Bode es igual que en el caso del filtro pasivo, salvo por la ganancia en continua. Pero lo más importante es que ahora se puede conseguir una impedancia de entrada elevada ( $R \rightarrow$  grande y  $C \rightarrow$  pequeña) al mismo tiempo que una impedancia de salida casi nula.

Asignando valores concretos a los componentes de la figura 5.16 y calculando mediante la ecuación correspondiente la frecuencia de corte, se puede observar (figuras 5.17, 5.18 y 5.19) como varía la forma de onda de la tensión de salida, cuando la entrada es una onda senoidal de 1V y su frecuencia de entrada es: menor, mayor e igual que la frecuencia de corte.

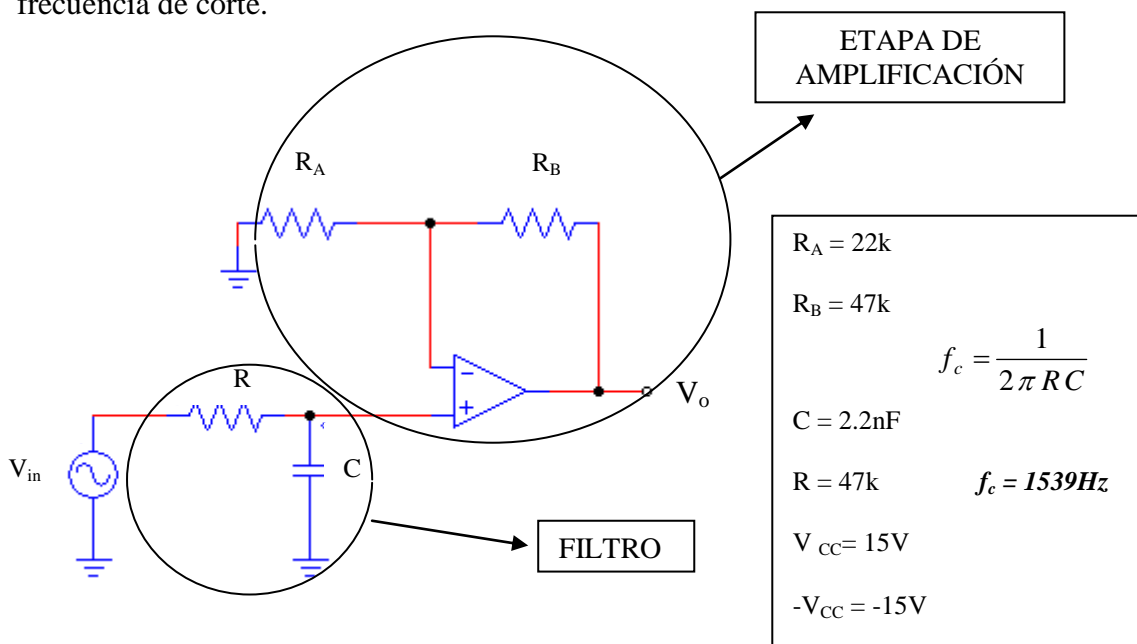


Figura 5.16

**CASO 1. ( $f < f_c$ )  $f = 500\text{Hz}$ .**

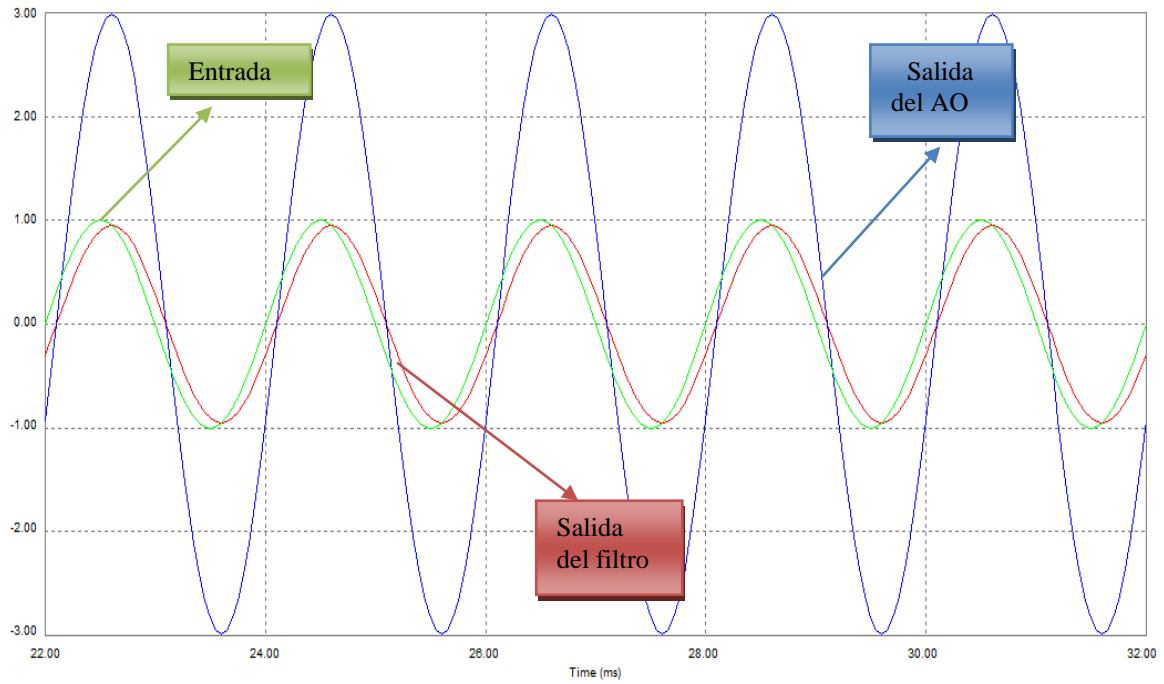


Figura 5.17

**CASO 2. ( $f = f_c$ )  $f = 1539\text{Hz}$ .**

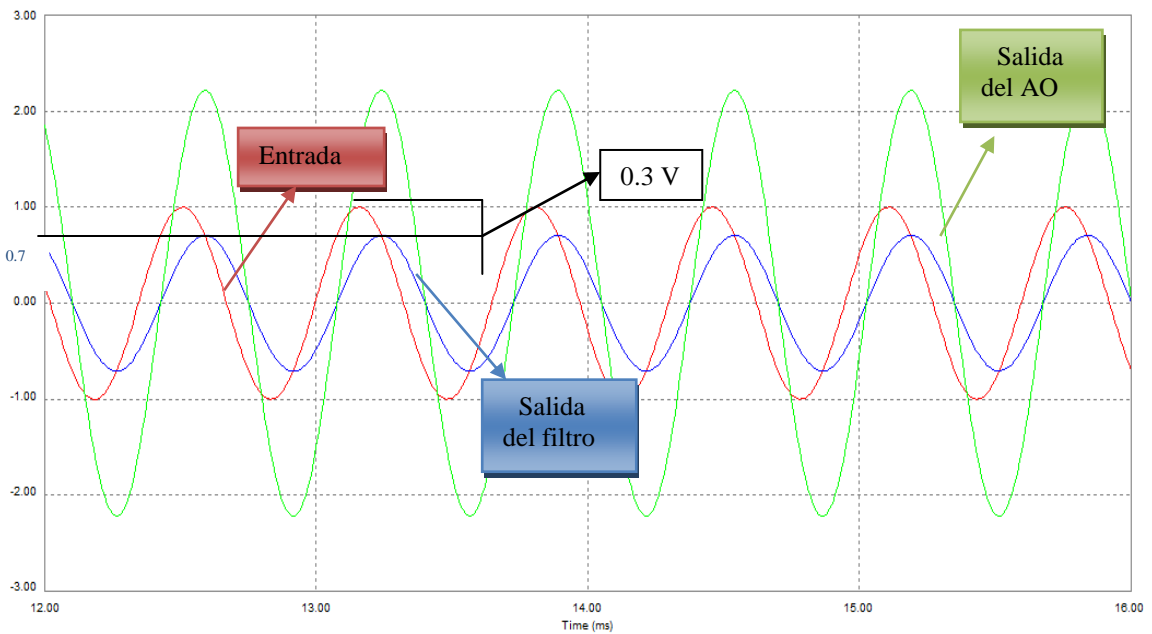


Figura 5.18

**CASO 3. ( $f > f_c$ )  $f = 3000\text{Hz}$ .**

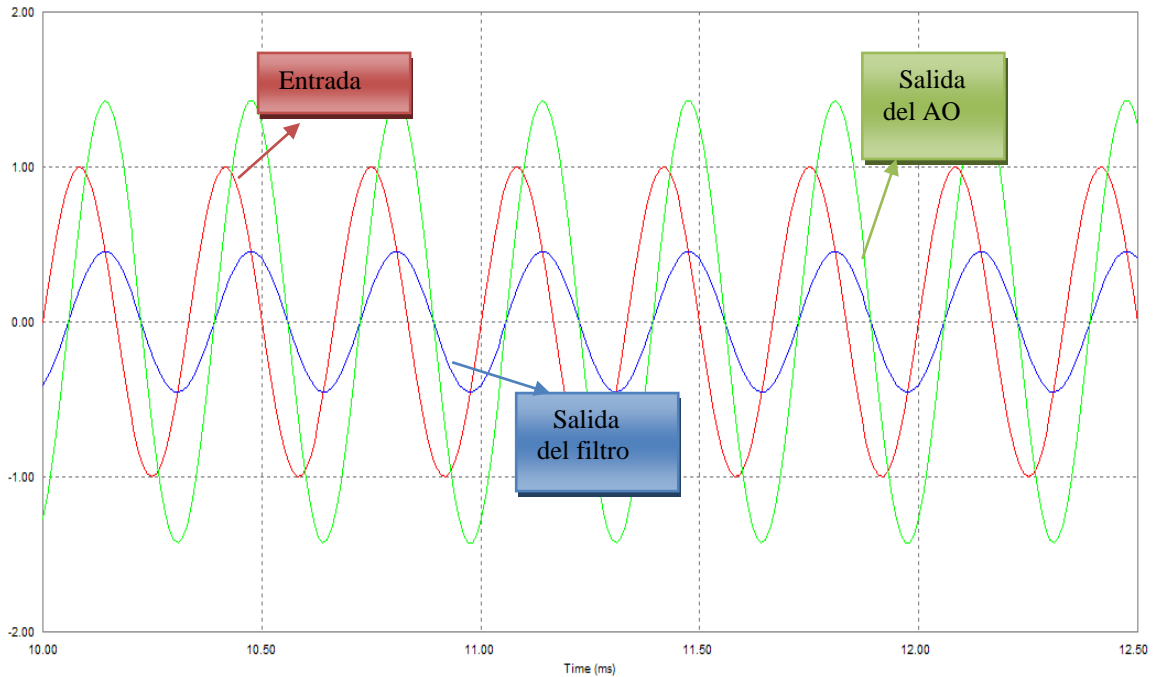


Figura 5.19

Si se analizan los tres casos anteriores, se puede concluir que para frecuencias inferiores a la frecuencia de corte del circuito, la tensión de la señal de salida del filtro se asemeja mucho a tensión de la señal de entrada. Que a medida que la frecuencia se va aproximando a la frecuencia de corte del circuito, la tensión de la señal de salida de filtro va disminuyendo hasta que se alcanza el 70% de la tensión de la señal de entrada (**frecuencia de corte**). Y que cuando la frecuencia sobrepasa la frecuencia de corte, la señal de salida difiere totalmente de la señal de entrada.

Existen otro tipos de filtros que se muestran en el **ANEXO** a la práctica, que son los siguientes:

- i. Filtro Paso Alto.
- ii. Filtro Paso Banda.

Igualmente se muestran las formas de onda de la tensión de salida de los filtros anteriores, ante una entrada senoidal a diferentes frecuencias.

### 5.3 MONTAJES PRÁCTICOS

#### Montaje 1

Comprueba el efecto de la carga sobre la capacidad de filtrado del circuito de la figura 5.17. Compara su comportamiento como filtro paso bajo, observando los dos parámetros más importantes:

- Frecuencia de corte (verificada con la medida de la ganancia y el desfase)
- Su ganancia en continua.

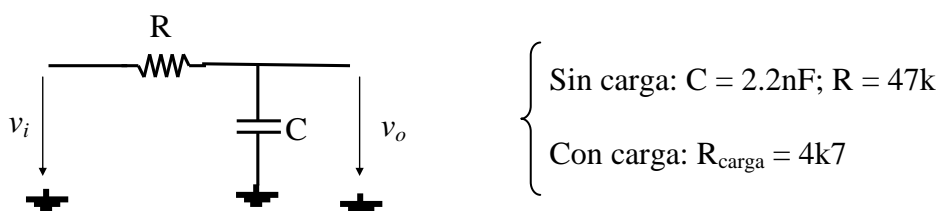


Figura 5.17

- Monta el circuito de la figura 5.16 y compara los resultados con los del montaje de la figura 5.17.

#### Montaje 2

Verificación práctica del funcionamiento del filtro: Se necesitan dos generadores de onda. Uno de ellos realiza el papel de la señal de entrada y el otro el de la señal de ruido. Por tanto este apartado se hará conjuntamente con el grupo que comparte la mesa de laboratorio. La señal de entrada se ajustará a una triangular de 200Hz y 2V de pico, mientras que la señal de ruido se ajustará a una senoidal de 20kHz y 0.8V de pico. Para sumar ambas señales se conectan dos resistencias de 1k $\Omega$  en serie con las salidas de los generadores y se unen por el otro extremo. De ese modo en el punto medio de las dos resistencias se tendrá la suma, dividida por 2, de ambas señales.

Posteriormente, la señal que resulta de la suma de ambas señales, pasa por un amplificador de ganancia 2.2 con el fin de tener una señal más amplia y nítida. Finalmente, la señal de salida de la etapa amplificadora, pasará por un filtro pasa bajo.

Para ello, monta el siguiente circuito (figura 5.18).

**NOTA: CONECTA LOS AURICULARES EN EL PUNTO DE UNIÓN DE LA SUMA DE LAS DOS SEÑALES (PUNTO A) Y POSTERIORMENTE EN LA SALIDA DEL FILTRO (PUNTO C) Y ESCUCHA EL SONIDO DE LA ONDA.**

**LA CONEXIÓN DE AURICULARES SE REALIZA A PARTIR DEL ADAPTADOR HEMBRA. LA CONEXIÓN SE REALIZA DE LA SIGUIENTE MANERA: UNO DE LOS CABLES QUE SALE DEL ADAPTADOR SE CONECTA CON LA TIERRA Y EL OTRO AL PUNTO DE CONEXIÓN DEL CIRCUITO DEL QUE QUEREMOS OIR EL SONIDO.**

**UNA VEZ HECHA ÉSTA CONEXIÓN, SE INTRODUCE EL MACHO DEL AURICULAR EN EL ADAPTADOR.**

**EL CABLE ROJO ES EL CABLE MÓVIL, MIENTRAS QUE EL NEGRO ES EL FIJO A TIERRA.**

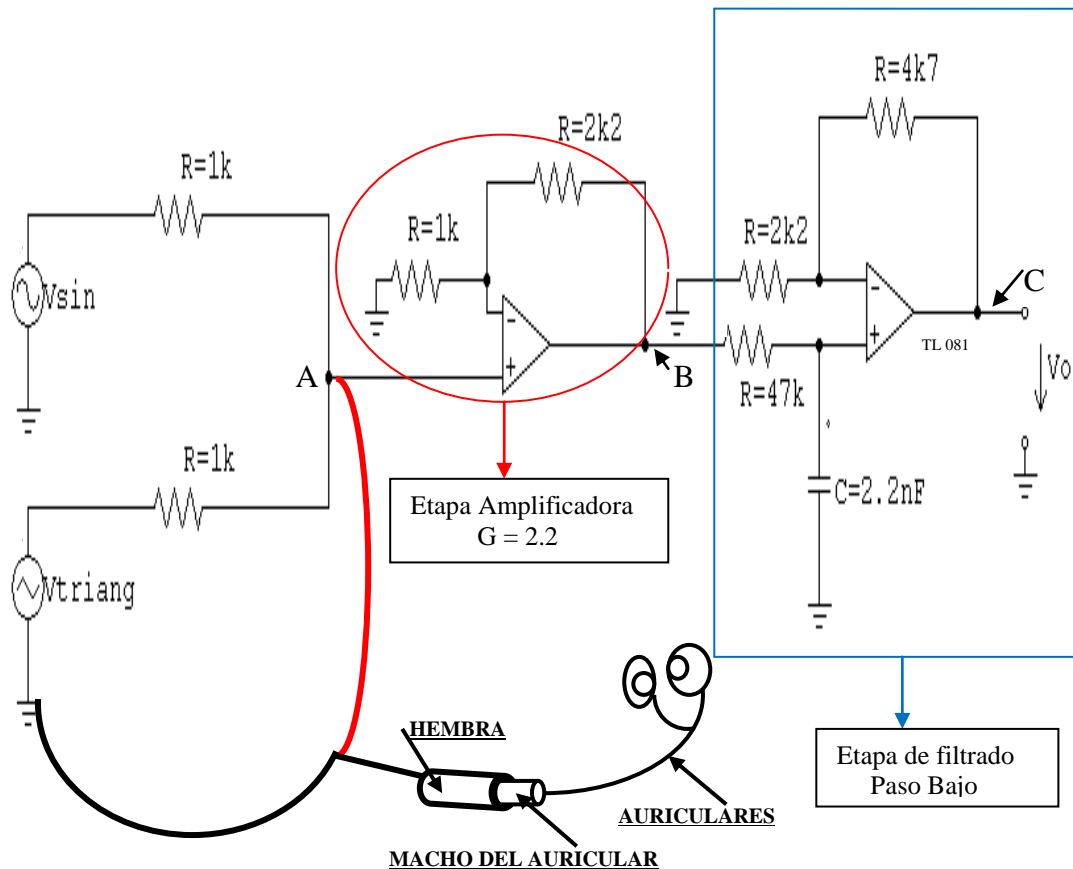


Figura 5.18

- Introduce la tensión del punto medio de las resistencias en el filtro y verifica el correcto funcionamiento del mismo.
- Dibuja las formas de onda, en los puntos A, B y C señalados en la figura.
- ¿Qué sucede al aumentar y al disminuir la frecuencia de la “señal de ruido”?
- Cambia la señal de entrada a una de 200kHz pero cuadrada. Comprueba el efecto del filtro en los flancos de la onda de entrada. Escucha su sonido, ¿es más grave o más agudo que la senoidal? ¿Porqué?



# ANEXOS

# PRÁCTICA 5

**SUMARIO DE LOS ANEXOS**

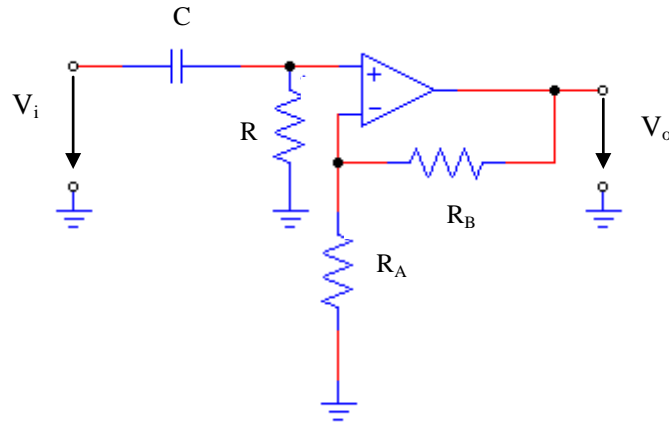
ANEXO A: FILTRO PASO ALTO

ANEXO B: FILTRO PASO BANDA

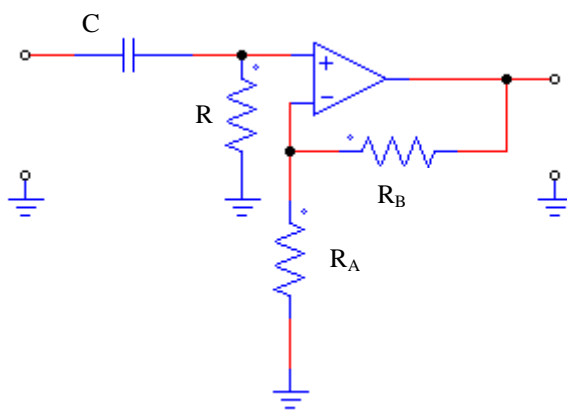
### ANEXO A: FILTRO PASO ALTO

Un filtro paso alto es un circuito que atenúa todas las señales cuya frecuencia está por debajo de la frecuencia de corte y permite el paso de las frecuencias superiores a la misma.

El circuito de un filtro paso alto es el siguiente:



Siguiendo el circuito anterior y dando valores a los componentes.



$R_A = 22k$	$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$
$R_B = 47k$	
$C = 2.2nF$	$f_c = 1539Hz$
$R = 47k$	
$V_{CC} = 15V$	
$-V_{CC} = -15V$	

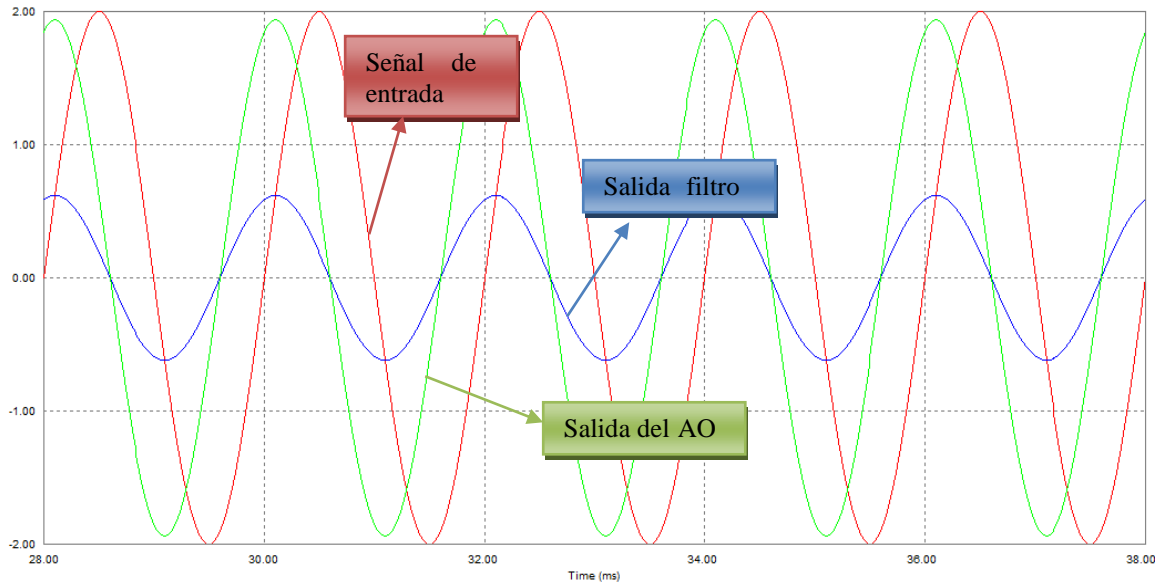
Se muestran las diferentes formas de onda de la tensión de salida, cuando se le somete a una entrada senoidal de 2V y a tres frecuencias distintas.

CASO 1  $\rightarrow f_1 < f_c$

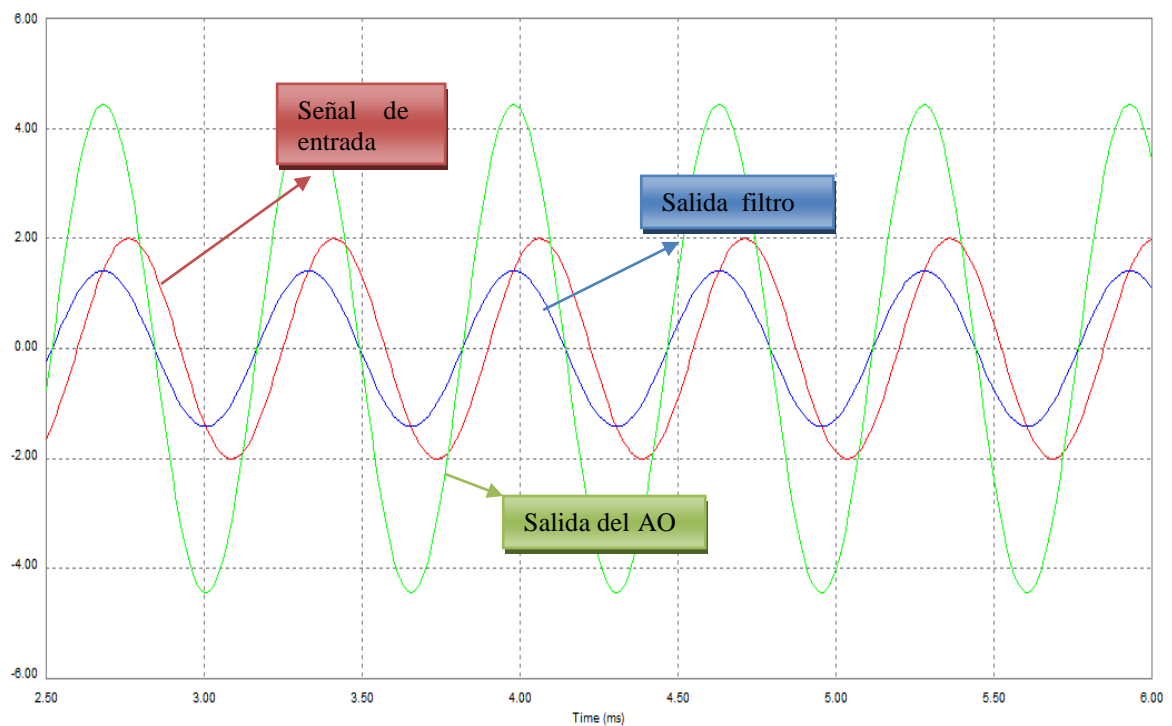
CASO 2  $\rightarrow f_2 = f_c$

CASO 3  $\rightarrow f_3 > f_c$

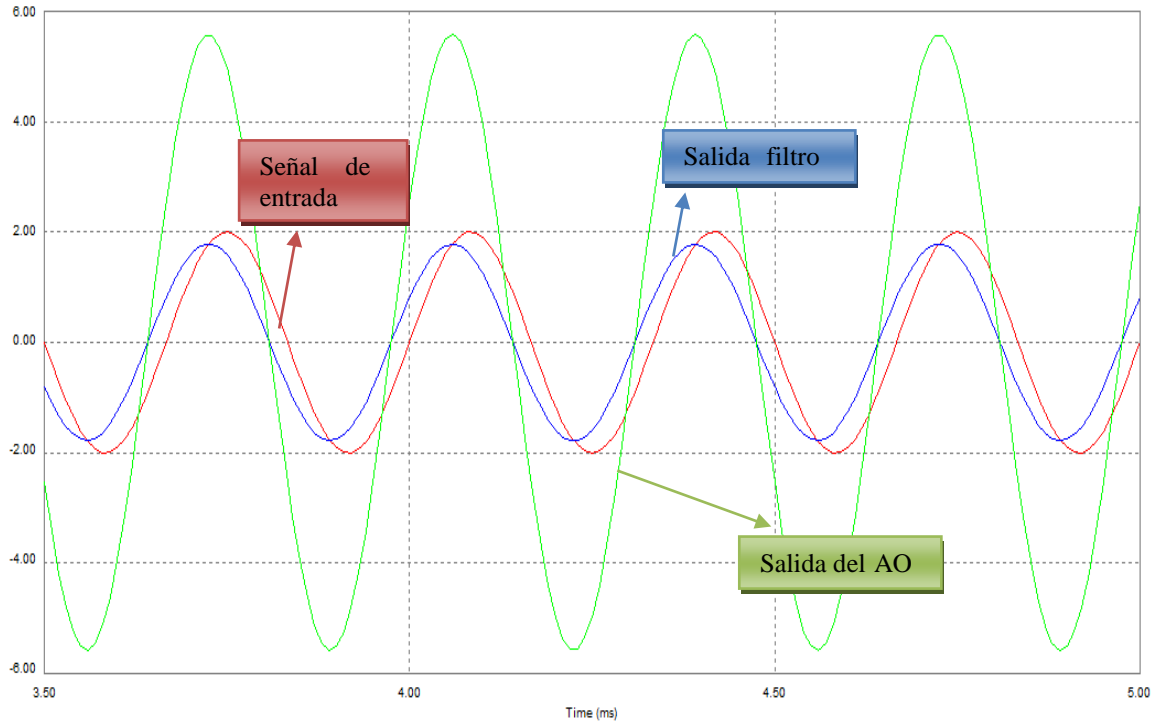
**CASO 1. ( $f_1 < f_c$ )  $f_1 = 500\text{Hz}$ .**



**CASO 2. ( $f_2 = f_c$ )  $f_2 = 1539\text{Hz}$ .**



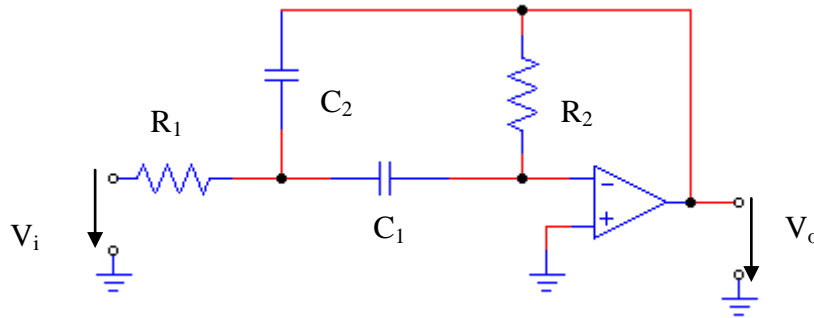
**CASO 3. ( $f_3 > f_c$ )  $f_3 = 3000\text{Hz}$ .**



**ANEXO B: FILTRO PASA BANDA**

Un filtro pasa banda permite el paso de una señal en un intervalo de frecuencias y atenúa el resto.

El circuito es el siguiente.



$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{j \omega R_2 C}{1 + j \omega 2CR_1 - \omega^2 C^2 R_1 R_2}$$

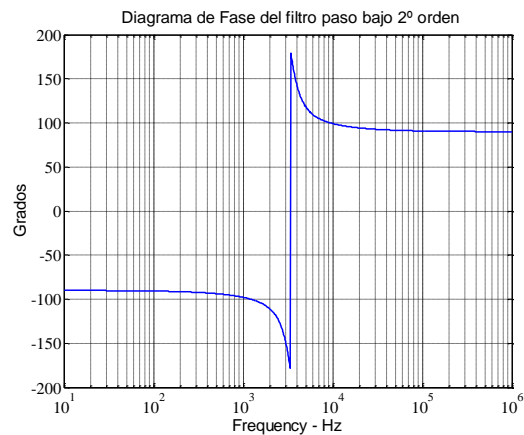
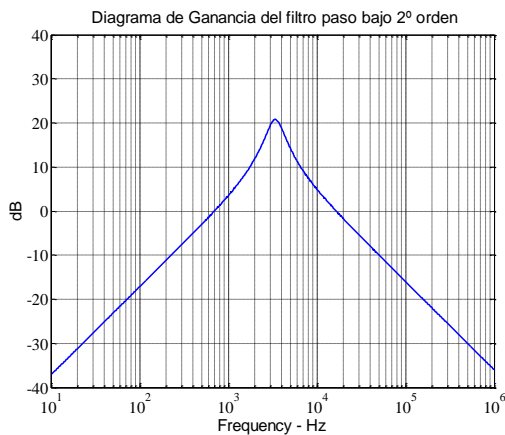
$$\omega_o = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}} \quad ; \quad A(\omega_o) = \frac{R_2}{2R_1} \quad ;$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

Si  $C_1 = C_2$   
 $C_1 = C_2 = C$

En este caso se tendrán dos frecuencias de corte  $f_1$  y  $f_2$ .

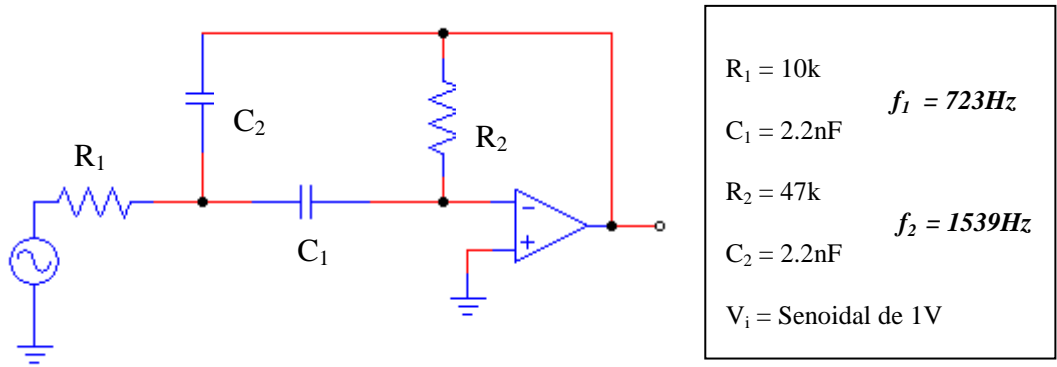
$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$



Para frecuencias inferiores y superiores al intervalo  $[f_1 - f_2]$  el circuito las atenúa (tensión de la onda de salida muy inferior o muy superior a la tensión de la onda de

entrada, en función de si se está a frecuencias inferiores o superiores al intervalo) mientras que para frecuencias que se encuentren en esa banda de frecuencias el circuito las permite pasar (tensión de la onda de salida semejante a la tensión de la onda de entrada)

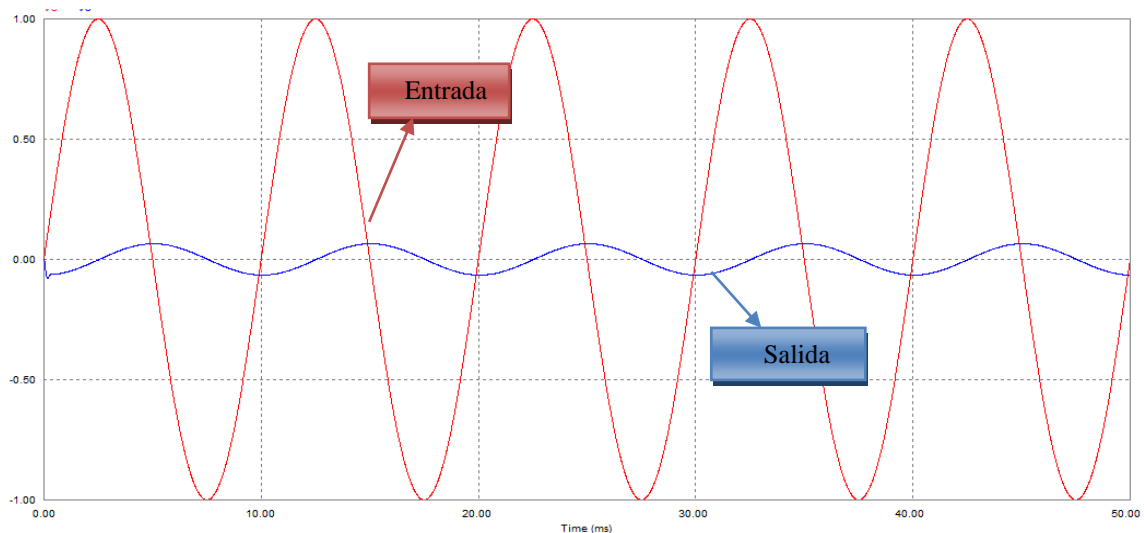
Se tiene el siguiente circuito



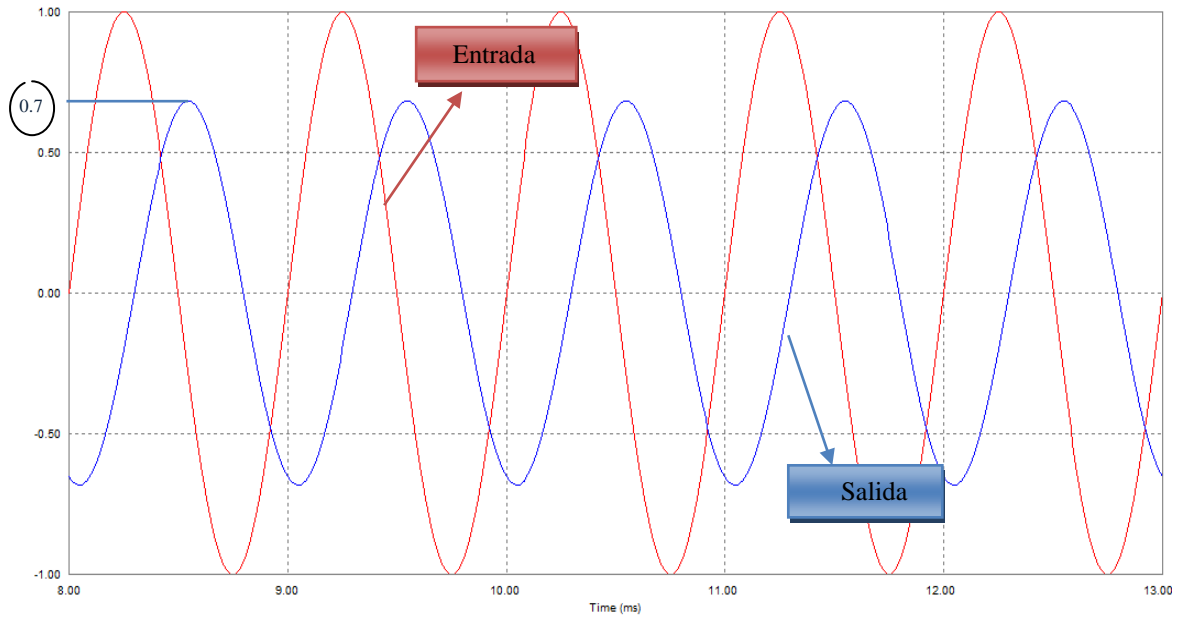
A continuación se muestran las salidas para los casos anteriormente mencionados

- CASO 1:  $f < [f_1 - f_2]$
- CASO 2:  $f_1 < f < f_2$
- CASO 3:  $f > [f_1 - f_2]$

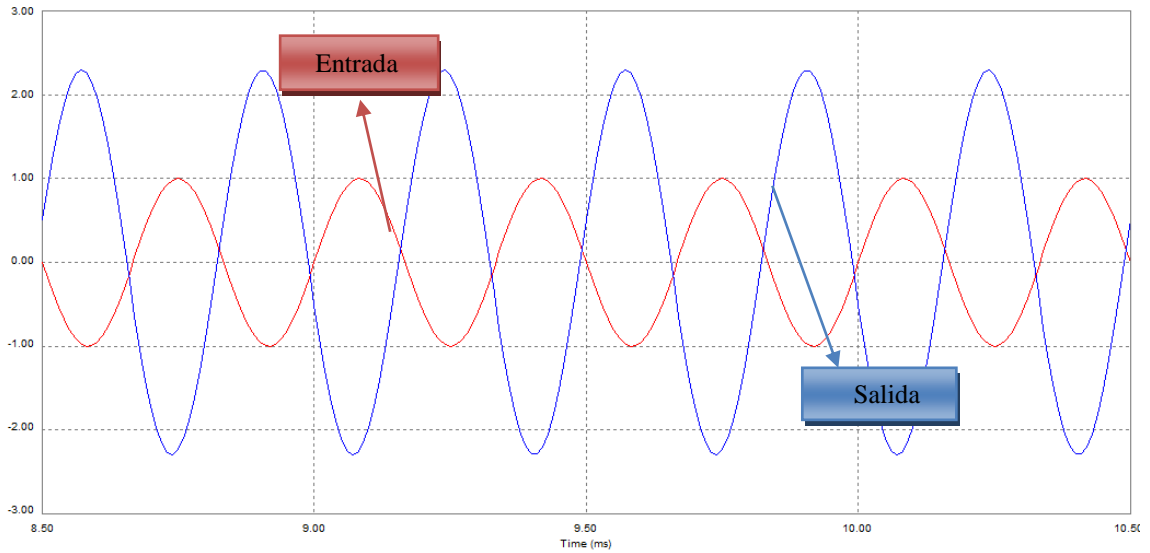
**CASO 1.  $f = 100Hz$**



**CASO 2.  $f = 1000\text{Hz}$  (Tensión de salida aprox. el 70% de la tensión de entrada )**



**CASO 3.  $f = 3000\text{Hz}$**





# PRÁCTICA 6

## Control por histéresis

### 6.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

En esta práctica se estudia la implementación de una lógica TODO-NADA. Al mismo tiempo, se introduce el concepto de HISTÉRESIS, relacionado a su vez con los controladores todo-nada (figura 6.1).

Por otro lado, el ejemplo elegido para ser implementado en el laboratorio, permitirá conocer las características particulares de la conexión y desconexión de cargas inductivas.

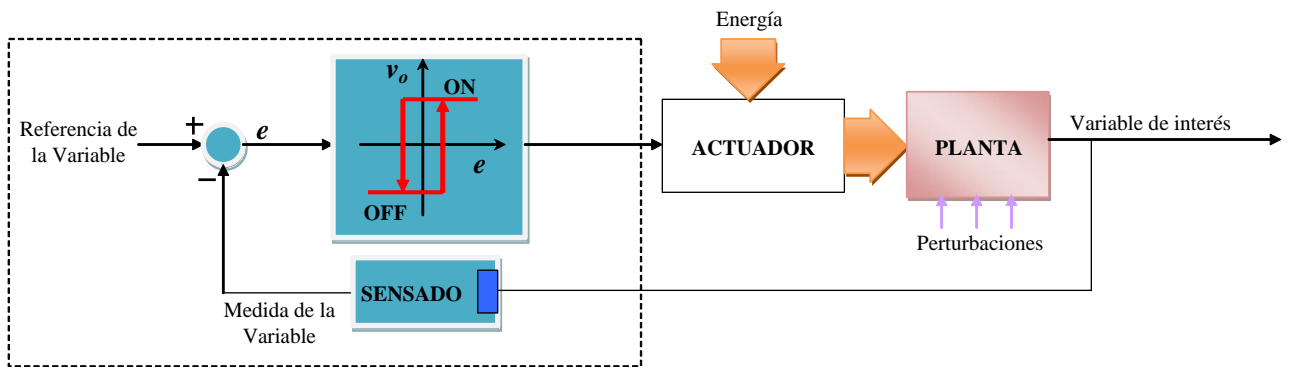


Figura 6.1

En algunas aplicaciones el control de la variable de interés puede ser más óptimo si se realiza con una acción TODO-NADA, es decir, con un actuador que proporciona un número restringido de acciones sobre la planta. Generalmente las acciones disponibles son dos: Encendido y apagado. El actuador recibe la tensión del circuito de señal (controlador) a través de una entrada de dos niveles (figura 6.2):

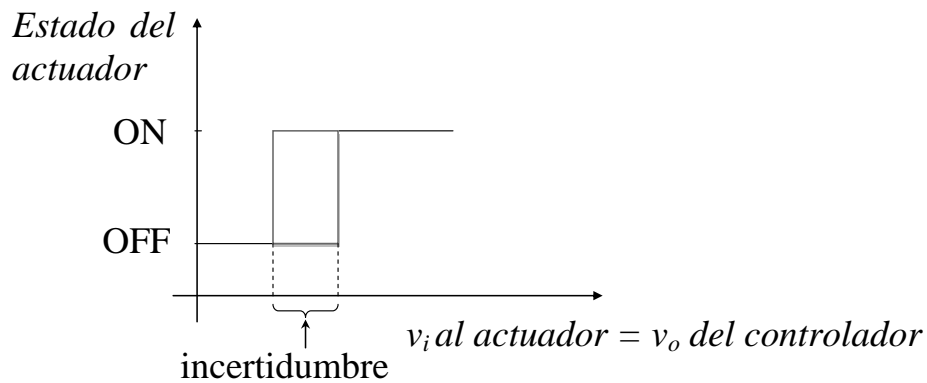


Figura 6.2

Los aspectos más destacados son los siguientes:

- Debe evitarse la zona de incertidumbre, para que el estado del actuador sea conocido. Por ello el controlador debe proporcionar dos niveles de  $v_o$  bien diferenciados.
- Al existir un margen de valores tanto para el encendido como para el apagado, la transmisión de las órdenes al actuador es bastante inmune al “ruido electromagnético”. Es difícil que el ruido “oculte” si el nivel de tensión es alto o bajo.

Por tanto, el circuito controlador deberá ser capaz de comunicar al actuador dos niveles de tensión, ambos alejados de la zona de incertidumbre pero dentro del rango de tensiones admisibles. Este comportamiento se consigue con los llamados circuitos comparadores.

## 6.2 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO COMPARADOR

Un Amplificador diferencial de ganancia “infinita”, es decir, el Amplificador Operacional, puede utilizarse para cumplir con el objetivo anterior.

Si se recuerda las dos características más importantes que definen a un AO (ideal):

- Impedancia de entrada muy grande (infinita): Ni entra ni sale corriente por ninguna de las dos patillas de entrada del AO. Es decir,  $i_{(+)} \approx 0$  e  $i_{(-)} \approx 0$ .
- Ganancia diferencial muy grande (infinita).

La regla que dice  $v_{(+)} \approx v_{(-)}$ , no es una característica intrínseca del AO. La validez de esta regla depende de las conexiones entre la salida del AO y las entradas no inversora (+) e inversora (-). Estas conexiones se conocen con el nombre de red de realimentación.

Se ven dos tipos de realimentación:

**Realimentación positiva:** La diferencia de tensión entre las entradas del AO ( $v_d$ ) crea una tensión directamente proporcional a la salida del AO y ésta, a su vez, por medio de la red de realimentación, tiende a aumentar el valor de  $v_d$ . Se trata de un comportamiento inestable que conduce a la saturación de la salida del AO.

**Realimentación negativa:** La diferencia de tensión entre las entradas del AO ( $v_d$ ) crea una tensión directamente proporcional a la salida del AO y ésta, por medio de la red de realimentación, tiende a disminuir el valor de  $v_d$ . Para que se cumpla la igualdad  $v_{(+)} \approx v_{(-)}$ , debe haber realimentación negativa.

A continuación, se muestra un ejemplo sencillo.

**Ejemplo:**

Sea  $v_i = 1 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot t)$  V.

El amplificador operacional está alimentado con  $\pm 12$ V.

Si se supone que exactamente en  $t = 0$  se conecta la entrada y que hasta ese momento todas las tensiones, incluida la de salida del AO, eran nulas. Se trata de ver, en cada caso, qué sucederá con la diferencia de tensión entre las patillas no inversora e inversora del AO ( $v_d$ ).

Caso 1: Sin realimentación (llamado “lazo abierto”):  $v_o$  no se conecta ni con la patilla (-) ni con la (+).

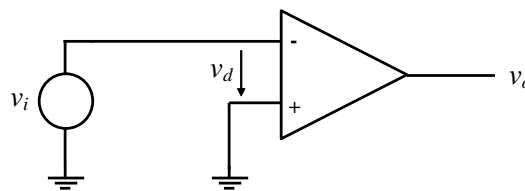


Figura 6.3

Suponiendo un AO con ganancia interna de 200.000 resultará:  $v_o = A_d \cdot v_d = 200.000 \cdot v_i$ . Obviamente la salida será una onda cuadrada (AO saturado) a la frecuencia de  $v_i$ .

Al no haber realimentación negativa la patillas inversora y no inversora ya no tienden a igualar su potencial y la salida del AO se satura debido a su enorme ganancia.

Caso 2: Ejemplo de Realimentación positiva (circuito adecuado para una aplicación de control por HISTÉRESIS): En este ejemplo, la realimentación positiva se obtiene al conectar  $v_o$  con la patilla (+) a través de un divisor de resistencias y dejando desconectada la patilla (-). El divisor de tensión así formado tiende a incrementar el valor de  $v_d$  cada vez que  $v_i$  iguala el potencial de la patilla (+), lo que asienta el AO en el estado opuesto de saturación.

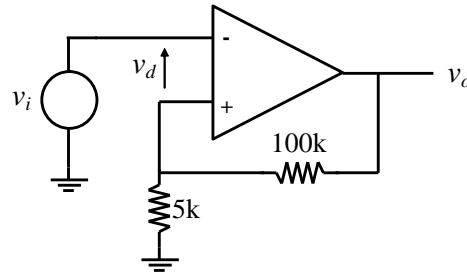


Figura 6.4

**Conclusiones:**

Cuando el AO funciona como comparador no se cumple que las tensiones de la patilla (+) y la de la patilla (-) sean iguales.

Si el AO no está realimentado positivamente la tensión  $v_d$  debe superar un mínimo valor para que la salida alcance la saturación.

En el caso de alimentar con  $\pm 12V$  un AO TL081, cuya ganancia diferencial ( $A_d$ ) es igual a 200.000, el valor de  $v_d$  mínimo para que se sature es de  $\pm 60\mu V$ .

Cuando existe realimentación positiva la salida del AO es siempre uno de los dos valores de saturación.

### 6.3 APLICACIÓN DE LOS CIRCUITOS COMPARADORES AL CONTROL TODO-NADA

En definitiva, se trata de construir un circuito con histéresis como el de la figura 6.4 anteriormente mostrada. Un ejemplo de aplicación es un sistema de iluminación.

A continuación, se muestra como implementar en un circuito los límites de comparación que definen la banda de histéresis: Se supone que la señal,  $v_{error}$ , proviene de un circuito externo, que ha calculado el error entre la referencia de una variable dada y su valor real.

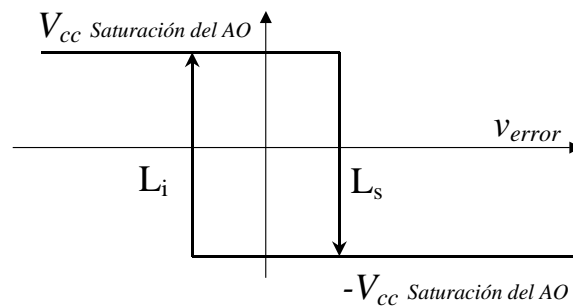
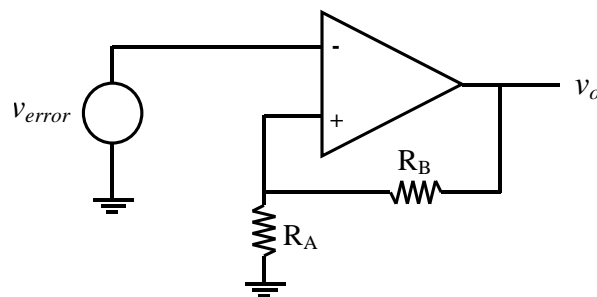


Figura 6.5

Siendo:

$$L_i = \frac{R_A}{R_A + R_B} (-V_{cc}) \quad (0.1)$$

$$L_s = \frac{R_A}{R_A + R_B} (V_{cc}) \quad (0.2)$$

## 6.4 CI COMPARADORES

El AO se puede utilizar como comparador en aplicaciones que no requieran un tiempo de respuesta muy rápido. Para el resto de aplicaciones, se recomienda el uso de CI especiales llamados **Comparadores**. Los Comparadores, al igual que el AO, son Amplificadores diferenciales de ganancia muy grande y de alta impedancia de entrada, pero pensados para funcionar en lazo abierto o con realimentación positiva. Nunca se deben utilizar para sustituir a un AO que trabaje con realimentación negativa.

Otro aspecto que diferencia a los comparadores de los AO, es su circuito interno de salida. Normalmente consiste en un interruptor. Si el interruptor tiene un extremo unido a la fuente de alimentación inferior se denomina de colector abierto y si no tiene ninguno se dice que es de colector y emisor abiertos (interruptor “flotante”).

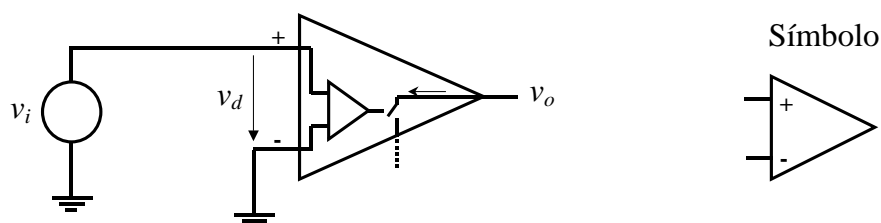


Figura 6.6

El análisis de circuitos que incluyen un CI comparador, se realiza siguiendo dos reglas:

- Impedancia de entrada infinita:  $i_{(+)} \approx 0$  e  $i_{(-)} \approx 0$ .
- Cuando  $v_d$  es negativa el interruptor está cerrado y por tanto se comporta como un cortocircuito. La corriente sólo puede circular por el interruptor en un único sentido, ya que se tratará de un transistor NPN. Si por el contrario  $v_d$  es positiva el interruptor se comporta como un circuito abierto.

**Ejemplos de análisis de circuitos con CI Comparadores:**

-Ejemplo 1: Circuito que muestra la idea básica.

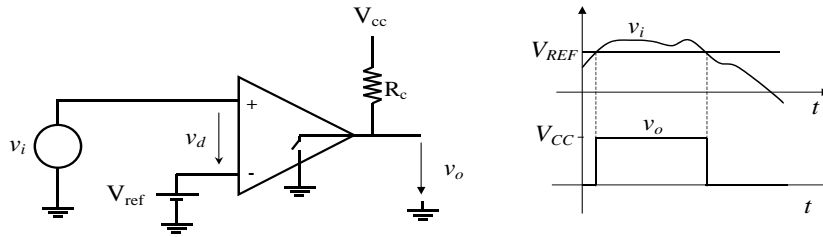


Figura 6.7

Si se añade el ruido en “ $v_i$ ” pueden aparecer cambios en la tensión de salida cuando  $v_i$  es próxima a  $V_{ref}$ . Para evitar este problema se recurre a los circuitos con banda de histéresis, tal como el que se describe seguidamente como Ejemplo 2.

-Ejemplo 2: Circuito comparador que incluye una realimentación positiva con la que se obtiene una banda de histéresis ajustable

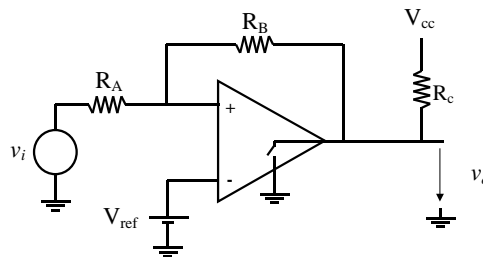


Figura 6.8

Si  $R_A + R_B \gg R_C$

$$L_i = \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) V_{REF} - \frac{R_A}{R_B} V_{CC} \tag{0.3}$$

$$L_s = \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) V_{REF}$$

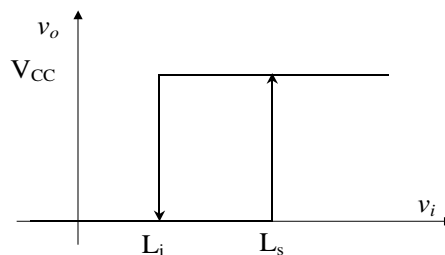


Figura 6.9



## 6.5 SOBRETENSIONES AL DESCONECTAR CARGAS INDUCTIVAS.

Si a la salida del comparador de la figura 6.8 se conecta una bobina en lugar de a la resistencia  $R_C$  se fuerza a la corriente de la bobina a una variación brusca de valor. En este apartado se verá la sobretensión que se produce, las oscilaciones de tensión del circuito formado por la bobina y las capacidades parásitas, y una técnica para solventar el problema.

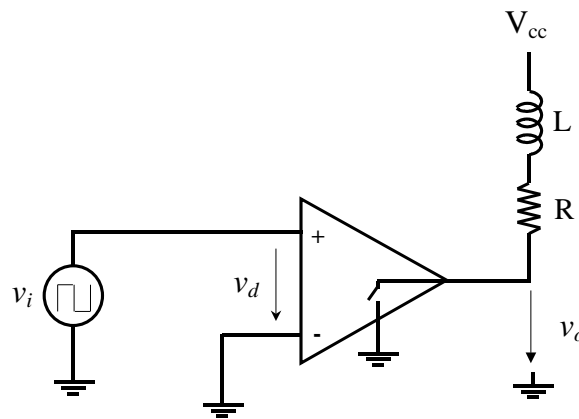


Figura 6.10

Cuando el interruptor de salida se cierra, la tensión  $V_{CC}$  es aplicada sobre la carga R-L lo que da lugar a una corriente por ella. Si el tiempo que el interruptor está encendido es “largo”, la corriente se estabilizará en el valor:

$$I_L = \frac{V_{CC}}{R} \quad (0.4)$$

En el instante en el que el interruptor del CI comparador se abra, la corriente deberá decrecer hasta anularse. Por tanto:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (0.5)$$

Como el interruptor se abre en muy poco tiempo, la derivada de la corriente en la bobina es muy grande. Según la ecuación (0.5) aparecerá una fuerte sobretensión, que pueden superar varias veces  $V_{CC}$ , en los bornes de la bobina y por tanto, también en bornes del CI. Dicha sobretensión puede deteriorar los componentes un fallo inmediato. Para resolverlo, se recurre al llamado “**diodo de libre circulación**” (Figura 6.11)

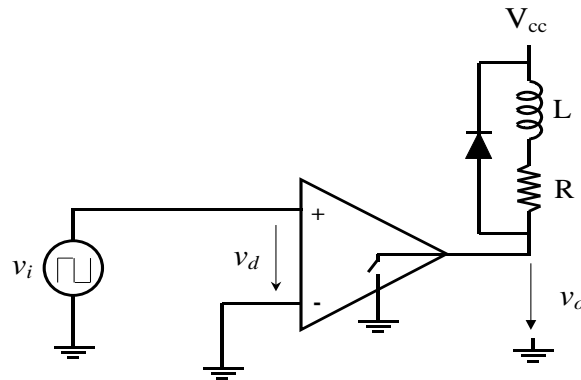


Figura 6.11

Cuando el interruptor del CI comparador se abra, la corriente de la bobina podrá cerrarse por el diodo de libre circulación. La tensión en la salida del CI quedará limitada a  $V_{CC}+0.7$ , hasta que la corriente por la bobina se anule. La energía acumulada en la bobina se disipa en la resistencia y en el diodo.

### 6.6 EJEMPLO: CIRCUITO DE CONTROL DE ILUMINACIÓN

El sistema de la figura 6.12 es un ejemplo de sistema controlado por Histéresis. Consta de:

- Un sensor: Las resistencias **LDR** (Light Dependent Resistor) se caracterizan porque su valor varía, inversamente, con la iluminación.
- Un controlador: Un circuito comparador con histéresis.
- Un actuador: Formado por el Relé, la bombilla y la Red.

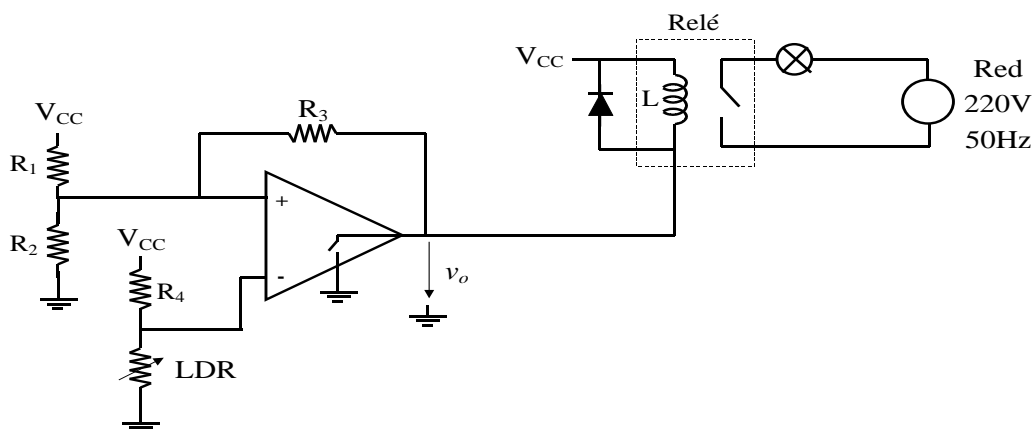


Figura 6.12. Control por histéresis de un sistema de iluminación nocturna

$$L_i = \left( \frac{R_3 // R_2}{(R_3 // R_2) + R_1} \right) V_{CC}$$

$$L_s = \left( \frac{R_2}{(R_1 // R_3) + R_2} \right) V_{CC}$$

(0.6)

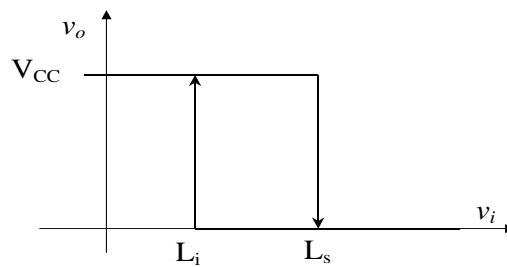


Figura 13

El actuador de este sistema, además de aplicar la acción de control deseada, es decir, la conexión y desconexión de una bombilla a la red, es capaz de proporcionar un aislamiento eléctrico entre el circuito de control y el de potencia. El aislamiento es muy útil por motivos de seguridad de las personas, y también, para proteger a los sensibles circuitos de señal frente a posibles transitorios con tensiones y corrientes elevadas que pudiera provocar el circuito de potencia.

## 6.7 EJERCICIOS PRÁCTICOS

### Montaje (Comparador con histéresis: Encendido automático de una bombilla)

El circuito correspondiente se muestra en la figura 6.12.

$R_1=100k\Omega$ ,  $R_2=22k\Omega$ , Relé de 12V(DC) con salida de 220V y 12A, Bombilla de 60W.

$R_3$  = Pot de 220k $\Omega$ . Resistencia semiconductora LDR.

$V_{CC} = +12V$ ,  $V_{EE} =$  Tierra (es adecuado porque las tensiones de entrada son siempre positivas).

- Mide la resistencia del Relé y calcula la corriente máxima que circulará por la salida del LM311. Verifica que el LM311 puede manejar esa corriente.
- Monta el circuito de la figura 6.12 con el potenciómetro que forma la resistencia  $R_3$  ajustado aproximadamente a la mitad de su valor y sin conectar el conjunto [ $R_4$  + sensor LDR]. Conectando la patilla inversora del LM311 sucesivamente a tierra y a la tensión de alimentación del circuito se asegura que la salida del LM311 pase de cerrado a abierto. Realiza ese ensayo para determinar los dos posibles valores que puede tomar la patilla no inversora del LM311 (denominaremos a dichos valores como “límite superior e inferior de comparación”).
- Calcula el valor de  $R_4$  para que, con el sensor LDR destapado, la tensión en la patilla inversora se encuentre por debajo del límite inferior de comparación y para que, una vez tapado el sensor, la tensión de dicha patilla sea algo mayor que el límite superior de comparación.
- Justifica teóricamente la variación de los valores en los límites de comparación al modificar el valor de  $R_3$  (el potenciómetro de 220k $\Omega$  conectado en la realimentación).

# ANEXOS

# PRÁCTICA 6

**SUMARIO DE LOS ANEXOS**

**ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL LM311**

ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL LM311

# LM311

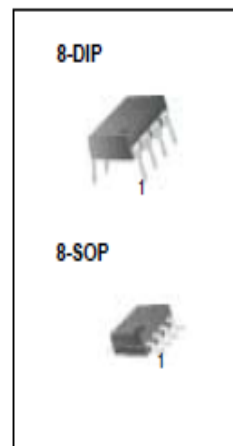
## Single Comparator

### Features

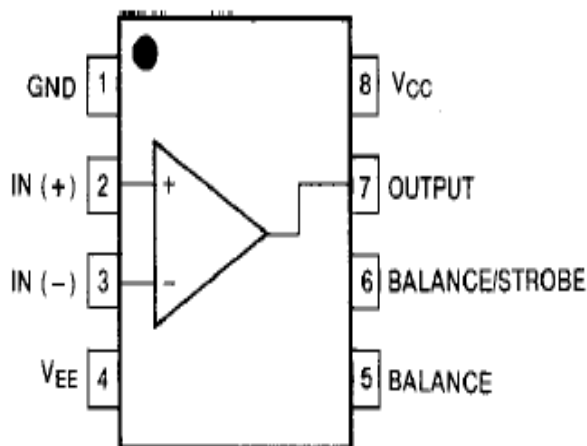
- Low input bias current : 250nA (Max)
- Low input offset current : 50nA (Max)
- Differential Input Voltage :  $\pm 30V$
- Power supply voltage : single 5.0V supply to  $\pm 15V$ .
- Offset voltage null capability.
- Strobe capability.

### Description

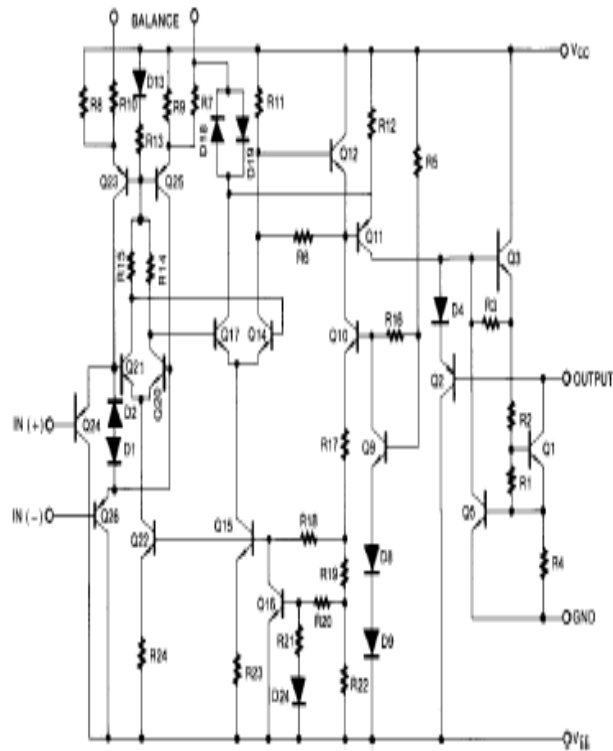
The LM311 series is a monolithic, low input current voltage comparator. The device is also designed to operate from dual or single supply voltage.



### Internal Block Diagram



## Schematic Diagram



## Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Total Supply Voltage	VCC	36	V
Output to Negative Supply Voltage LM311	VO - VEE	40	V
Ground to Negative voltage	VEE	-30	V
Differential Input Voltage	VI(DIFF)	30	V
Input Voltage	VI	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	10	sec
Power Dissipation	PD	500	mW
Operating Temperature Range	TOPR	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	°C



## Electrical Characteristics

( $V_{CC} = 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input Offset Voltage	$V_{IO}$	$R_S \leq 50K\Omega$	-	1.0	7.5	mV
			Note 1	-	-	
Input Offset Current	$I_{IO}$		-	6	50	nA
			Note 1	-	-	
Input Bias Current	$I_{BIAS}$		-	100	250	nA
			Note 1	-	-	
Voltage Gain	$G_V$	-	40	200	-	V/mV
Response Time	$T_{RES}$	Note 2	-	200	-	ns
Saturation Voltage	$V_{SAT}$	$I_O = 50mA$ , $V_I \leq -10mV$	-	0.75	1.5	V
		$V_{CC} \geq 4.5V$ , $V_{EE} = 0V$ $I_O = 8mA$ , $V_I \leq -10mV$ , Note 1	-	0.23	0.4	
Stroke "ON" Current	$I_{STR(ON)}$	-	-	3	-	mA
Output Leakage Current	$I_{SINK}$	$I_{STR} = 3mA$ , $V_I \geq 10mV$ $V_O = 15V$ , $V_{CC} = \pm 15V$	-	0.2	50	nA
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$	Note 1	-14.5 to 13.0	-14.7 to 13.8	-	V
Positive Supply Current	$I_{CC}$	-	-	3.0	7.5	mA
Negative Supply Current	$I_{EE}$	-	-	-2.2	-5.0	mA
Stroke Current	$I_{STR}$	-	-	3	-	mA

### Notes :

- $0 \leq T_A \leq +70^\circ C$
- The response time specified is for a 100mV input step with 5mV over drive.

## Typical Performance Characteristics

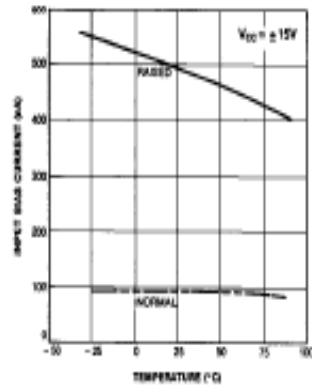


Figure 1. Input Bias Current vs Temperature

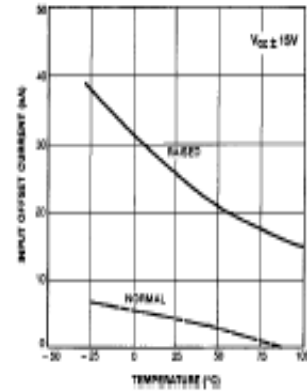


Figure 2. Input Offset Current vs Temperature

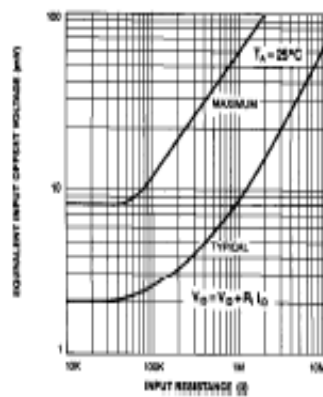


Figure 3. Offset Voltage vs Input Resistance

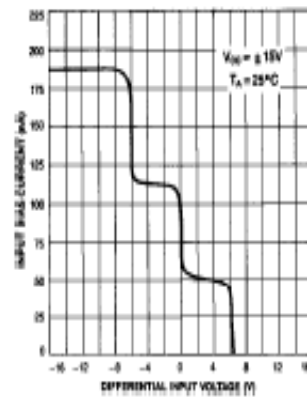


Figure 4. Input Bias Current vs Differential input voltage

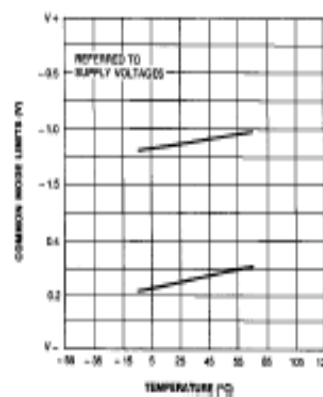


Figure 5. Common Mode Limits vs Temperature

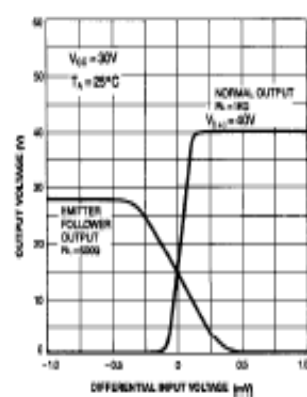


Figure 6. Output Voltage vs Differential input voltage

Typical Performance Characteristics (continued)

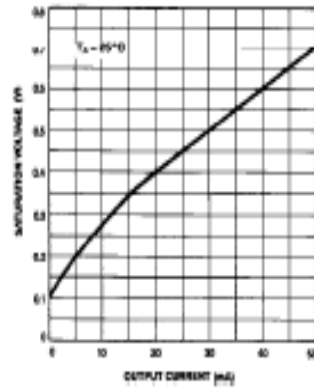


Figure 7. Saturation voltage vs Current

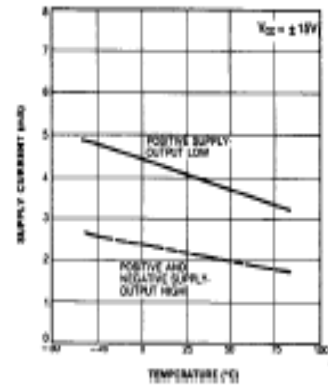


Figure 8. Supply Current vs Temperature

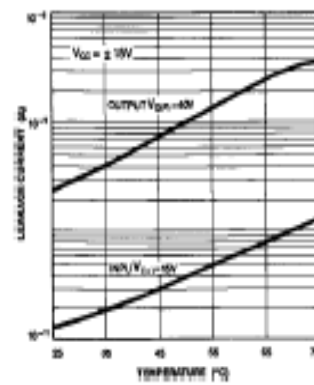


Figure 9. Leakage Current vs Temperature

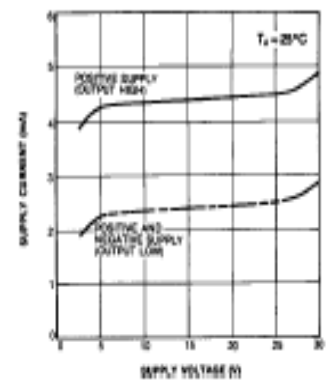


Figure 10. Supply Current vs Supply Voltage

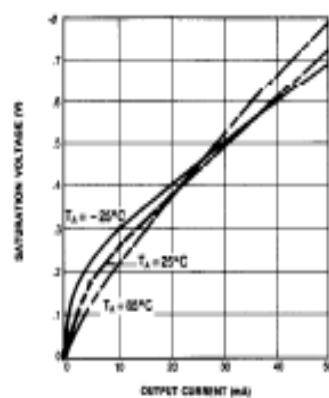


Figure 11. Current Saturation Voltage

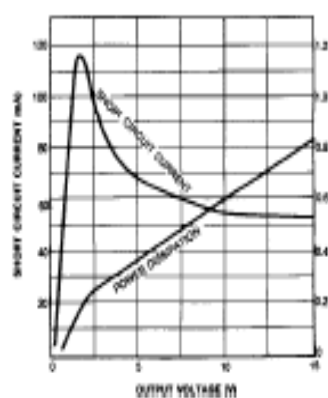


Figure 12. Output Limiting Characteristics

# PRÁCTICA 7

## Introducción a la Familia Lógica CMOS

---

### Temporizador 555

## 7.1 Introducción a la Familia Lógica CMOS

### 7.1.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Los circuitos integrados solucionan los problemas que se plantean en la integración, principalmente con el uso de transistores. Esto determina las tecnologías que actualmente existen (TTL y CMOS) y se deben a dos tipos de transistores que toleran dicha integración: los bipolares y los CMOS.

- Tecnología TTL: Lógica de Transistor a Transistor. Esta tecnología, hace uso de resistencias, diodos y transistores bipolares para obtener funciones lógicas estándar.
- Tecnología CMOS: Lógica MOS Complementaria. Esta tecnología hace uso de transistores de efecto de campo NMOS Y PMOS.

El término “complementario” de la Lógica MOS se refiere a la utilización de dos tipos de transistores en el circuito de salida. Es decir, se usan conjuntamente MOSFET de canal n (NMOS) y de canal p (PMOS) para así obtener varias ventajas sobre las familias P-MOS y N-MOS. La tecnología CMOS es ahora la dominante debido a que es más rápida y consume menos potencia que las otras familias.

Los objetivos de esta primera parte de la práctica son:

- Comprender la estructura interna de una puerta inversora digital.
- Estudiar los estados de polarización del inversor CMOS en función de la tensión de entrada y su característica de conmutación.

## 7.1.2 PUERTAS LÓGICAS DE LA FAMILIA CMOS

Existen, principalmente, tres tipos de puertas CMOS

- 2.1 Inversores CMOS
- 2.2 Compuerta NAND CMOS
- 2.3 Compuerta NOR CMOS

En esta práctica, se analizarán los Inversores CMOS.

### 7.1.2.1 INVERSORES CMOS

#### 7.1.2.1.1 Simbología de los Inversores.

Un dispositivo CMOS consiste en distintos dispositivos MOS interconectados para formar funciones lógicas. Los circuitos CMOS combinan transistores P-MOS y N-MOS, cuyos símbolos más comunes son los que se muestran en la figura 7.1.

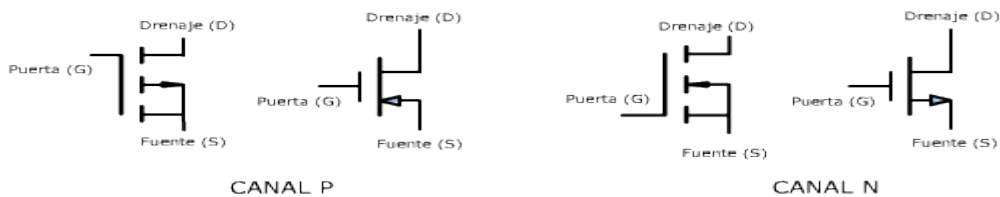


Figura 7.1: Símbolos de los transistores P-MOS y N-MOS.

El circuito del INVERSOR CMOS básico, se muestra en la figura 7.2. El INVERSOR CMOS tiene dos MOSFET en serie de modo que, el dispositivo con canales P tiene su fuente conectada a  $+V_{DD}$  ó  $V_{SS}$ , (voltaje positivo) y el dispositivo de canales N tiene su fuente conectada a masa. Las puertas de los dos dispositivos se interconectan con una entrada común. Los drenadores de los dos dispositivos se interconectan con la salida común.

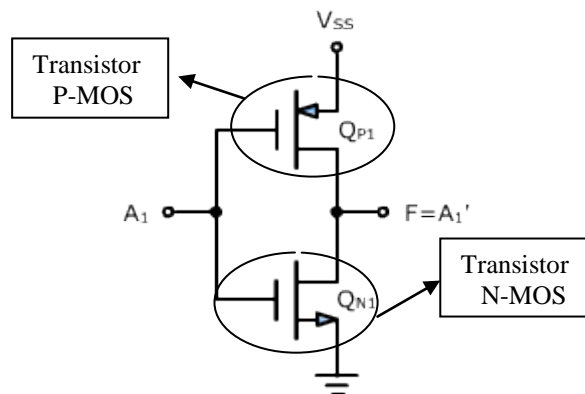


Figura 7.2. Símbolo Inversor CMOS

### 7.1.2.1.2 Niveles lógicos de los Inversores.

Los niveles lógicos para CMOS son esencialmente  $+V_{DD}$  para el “1” lógico y  $0V$  para el “0” lógico.

Para entender correctamente el circuito, se analizan las dos consideraciones siguientes:

1. Si se considera el caso dónde  $A_1 = +V_{DD}$  (la entrada  $A_1$  está en un nivel alto (“1”). En esta situación, la puerta de  $Q_{P1}$  (canales P) está en  $0V$  en relación con la fuente de  $Q_{P1}$ . De este modo,  $Q_{P1}$  estará en el estado OFF. Por tanto, la puerta de  $Q_{N1}$  (canales N) estará en  $+V_{DD}$  en relación con su fuente, es decir, el transistor  $Q_{P1}$  se pone en estado de corte y el transistor  $Q_{N1}$  se activa.
2. Si a continuación, consideramos el caso dónde  $A_1 = 0V$  (la entrada  $A_1$  está en nivel bajo (“0”). En este caso,  $Q_{P1}$  tiene su puerta a un potencial negativo en relación con su fuente, en tanto que  $Q_{N1}$  tiene  $V_{GS} = 0V$ . De este modo,  $Q_{P1}$  estará encendida y  $Q_{N1}$  apagada, produciendo una salida de tensión  $+V_{DD}$ . Por tanto,  $Q_{P1}$  se activa y el transistor  $Q_{N1}$  se pone en corte.

Como se observa, los transistores operan de forma complementaria. Cuando la tensión de entrada se encuentra en alto “1” lógico, el transistor NMOS entra en estado de conducción y el transistor PMOS entra en corte, haciendo que la salida quede en bajo “0” lógico. La situación inversa ocurre cuando la tensión se encuentra en bajo.

Estos datos quedan resumidos en la tabla 7.1 siguiente.

Entrada	Salida
“0”	“1”
“1”	“0”

Tabla 7.1. Tabla de estados

## 7.2 Temporizador 555

El objetivo de esta segunda parte de la práctica es mostrar un circuito que incluye un Flip-Flop, elemento básico de memoria de los circuitos digitales, y al mismo tiempo conocer el funcionamiento del circuito integrado (CI) TIMER o Temporizador 555.

### 7.2.1 INTRODUCCIÓN AL TIMER 555

El Temporizador 555 es un circuito integrado (CI) ampliamente utilizado, que tiene por objeto generar una secuencia de pulsos con una duración precisa. El periodo del reloj puede variar desde unos microsegundos hasta horas. Con un par de resistencias y un condensador se puede fijar la frecuencia de oscilación. También es posible fijar el ciclo de trabajo, es decir, se puede crear ondas rectangulares.

### 7.2.2 FUNCIONAMIENTO DEL 555

El diagrama simplificado del 555 se representa en la figura 7.3. está formado por dos comparadores, un divisor de tensión de tres resistencias iguales, un biestable, una etapa de salida inversora y dos transistores T1 y T2. El primero de ellos (T1), denominado de “descarga”, facilita la descarga de un condensador conectado externamente. El segundo (T2), permite poner a cero el biestable y fijar la salida del temporizador a un valor próximo a la tensión de alimentación con independencia de lo que ocurre en sus entradas.

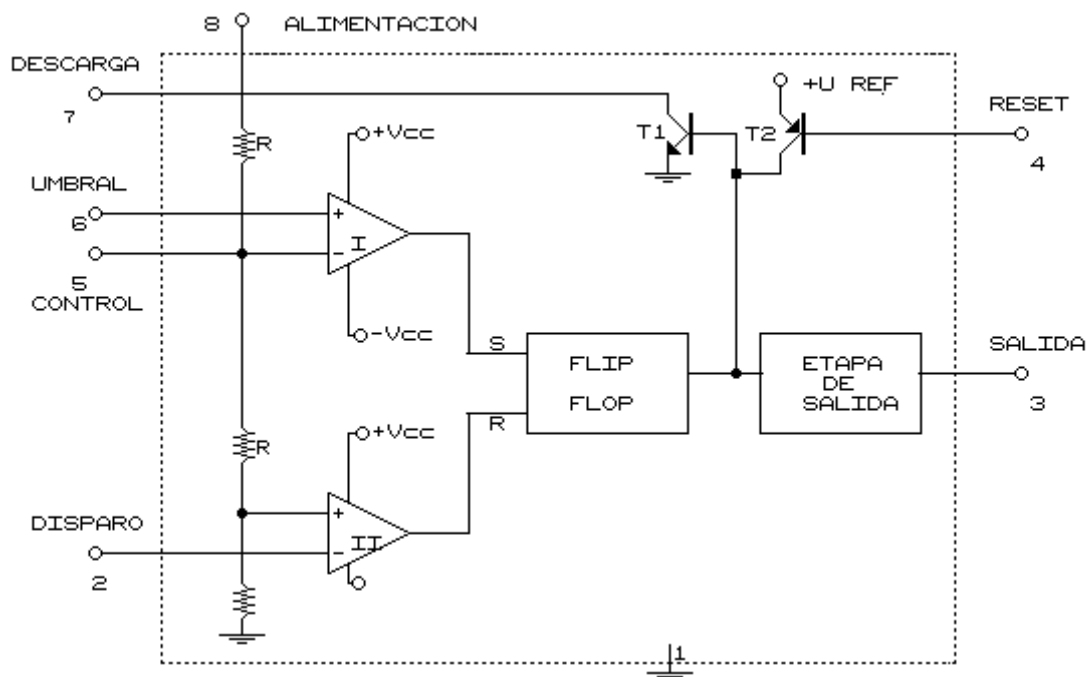




Figura 7.3

Además de los terminales “reset” y “descarga”, ya mencionados, son accesibles las dos entradas del comparador I y la entrada del comparador II; denominándose estos terminales, tal y como se observa en la figura, “umbral”, “control” y “disparo”. El divisor de tensión sitúa la entrada no inversora del comparador II y la inversora del comparador I a  $1/3$  y  $2/3$  de la tensión de alimentación del circuito, de modo que los comparadores determinen si los niveles de tensión de las entradas “umbral” y “disparo” están por encima o por debajo de estos niveles.

El biestable o FLIP-FLOP cambia de estado (su salida conmuta entre  $V_{CC}$  y tierra) según se describe en la siguiente tabla. Con el valor “1” se refiere a la tensión de alimentación y con el valor “0” al nivel de tierra. En los circuitos digitales es común hablar de unos y ceros en lugar de niveles de tensión concretos.

S	R	Salida Flip-Flop
1	0	1
0	1	0
0	0	Salida anterior
1	1	¿?

El último estado dará lugar a una salida no predecible y por tanto es evitado en toda aplicación. El circuito externo es el encargado de ir variando la salida de los comparadores que proporcionan el valor de las señales de “reset” (R) y de “set” (S) del Flip-Flop. La tensión de salida del 555 es la opuesta de la tensión de salida del Flip-Flop. Las hojas de características del LM555 se adjuntan en el **ANEXO** a la práctica.

Las aplicaciones del componente son muy variadas si bien existen dos modos básicos de funcionamiento, astable y monoestable. En este caso al 555 se le hace funcionar como astable.

### 7.2.3 FUNCIONAMIENTO COMO MONOESTABLE

Para el funcionamiento en modo monoestable, se necesitan una resistencia  $R_a$  y un condensador  $C$  externos, conectados como se indica en la Figura 7.4.

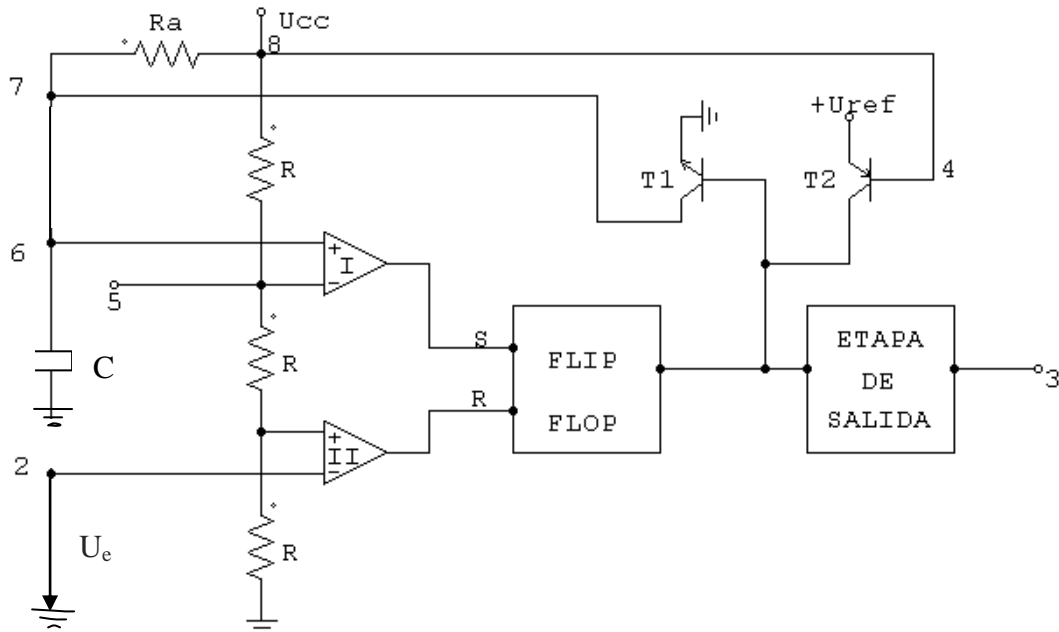


Figura 7.4

A continuación, se explica brevemente su funcionamiento.

La tensión  $U_e$  no debe ser inferior a  $1/3 U_{CC}$  de modo que el comparador II está saturado a cero. El condensador  $C$  se encuentra descargado y el comparador I está saturado también a nivel bajo. Para que el condensador permanezca descargado es necesario que  $T_1$  esté saturado, por lo que la salida del biestable está en nivel alto, la tensión de salida es aproximadamente cero.

En el instante  $t_1$  (Figura 7.5) la tensión de entrada  $U_e$  se hace menor que  $1/3 U_{CC}$  de modo que el comparador II se satura a positivo y sitúa al biestable en el nivel bajo. La tensión de salida se sitúa en el nivel próximo al de alimentación y el transistor  $T_1$  se corta de modo que el condensador  $C$  comienza a cargarse a través de la resistencia  $R_a$ . En  $t_2$  la tensión de entrada vuelve a su valor inicial con lo que el comparador II retorna a cero. El circuito se mantiene en esta situación hasta que el condensador  $C$  en  $t_3$  alcanza el valor  $2/3 U_{CC}$ . El comparador I se satura por tanto a positivo y el cambio de estado del biestable correspondiente pone en conducción al transistor  $T_1$  retornando la salida a cero. El condensador se descarga rápidamente a través de  $T_1$ , saturándose de nuevo el

comparador I a cero y situando al circuito en las condiciones de partida en espera de un nuevo impulso en la entrada que haga repetirse el ciclo.

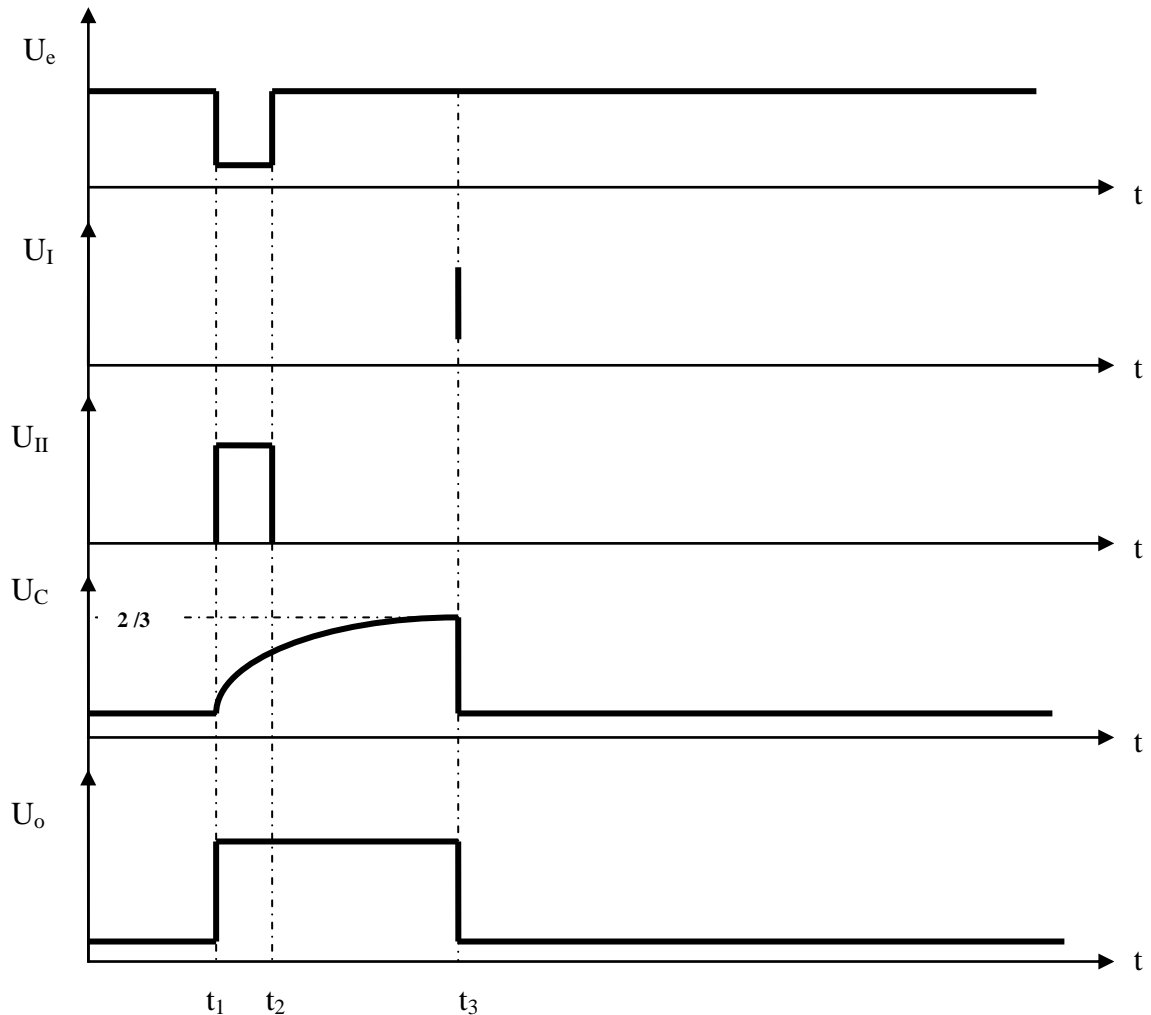


Figura 7.5

El tiempo característico del monoestable coincide con el periodo de carga del condensador ( $t_3 - t_1$ ), que cómo se ha citado con anterioridad depende únicamente de los dos componentes externos.

$$t_3 - t_1 = R_a \cdot C \cdot \ln [(U_{CC} - 0) / (U_{CC} - 2/3 U_{CC})] = R_a \cdot C \cdot \ln 3 = 1.1 \cdot R_a \cdot C \quad \text{ec.(1)}$$

Por último, cabe destacar que la duración del impulso de disparo debe ser menor que la duración del periodo del monoestable.

## 7.3 Montajes Prácticos

### 1. FAMILIA LÓGICA CMOS

#### Montaje 1

- Prepara el circuito del inversor NMOS como se indica en la figura 7.6, utilizando el transistor ZVN4424A.

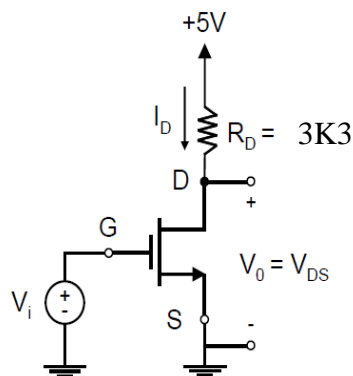


Figura 7.6: Esquema del inversor NMOS

- Realiza un barrido con la señal  $V_i$  usando los valores que se indican en la tabla. Mide la tensión  $V_o$  y la intensidad  $I_D$ .

$V_i$ (V)	Estado del Transistor	$V_o$ (V)	$I_D$ (mA)	$V_i$ (V)	Estado del Transistor	$V_o$ (V)	$I_D$ (mA)
0				2.3			
1				2.5			
1.5				3			
1.9				5			

- Representa estos datos gráficamente, de modo que  $V_o$  quede en función de  $V_i$ . Indica las distintas zonas de polarización del transistor.

- Según la gráfica, ¿hasta qué valores de  $V_i$  se puede considerar que la entrada es un “0” lógico? Análogamente, ¿a partir de qué valor de  $V_i$  se puede considerar que la entrada es un “1” lógico?
- Conecta un condensador de 1nF entre el terminal de salida y la tierra. ¿Qué diferencias observas entre los tiempos de paso al nivel bajo y al nivel alto?

**Montaje 2**

- Monta el circuito de la figura 7.7, correspondiente al inversor CMOS utilizando los transistores ZVN4424A ( $Q_n$ ) y ZVN4424A ( $Q_p$ ). Las hojas de características de los transistores se muestran en el ANEXO a la práctica.

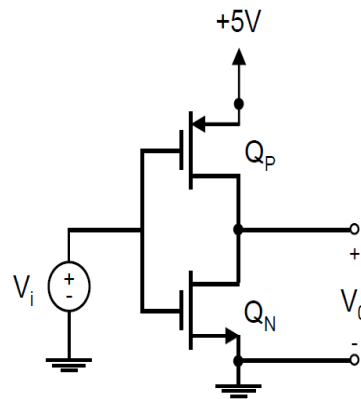


Figura 7.7: Circuito del inversor CMOS

- Realiza un barrido similar al del apartado anterior, midiendo  $V_o$  e indicando el estado de cada transistor para los distintos valores de  $V_i$ .

$V_i$ (V)	Estado $Q_p$	Estado $Q_n$	$V_o$ (V)	$V_i$ (V)	Estado $Q_p$	Estado $Q_n$	$V_o$ (V)
0				2.3			
1.2				2.6			
1.6				3			
1.8				5			

- Representa gráficamente estos resultados, de modo que la salida  $V_o$  quede expresada en función de la entrada  $V_i$ .
- ¿Por debajo de qué valores se puede considerar que la tensión de salida está invertida? ¿A partir de que valores de la tensión de entrada se puede asumir que el inversor funciona correctamente?
- Conecta un condensador de 1nF entre el terminal de salida y la tierra. ¿Qué diferencias observas entre los tiempos de paso al nivel bajo y al nivel alto comparados con los vistos en el montaje 1?

## 2. TIMER 555

Para entender correctamente el funcionamiento del circuito integrado 555 en su modo de funcionamiento monoestable, se propone el siguiente montaje (Figura 7.8).

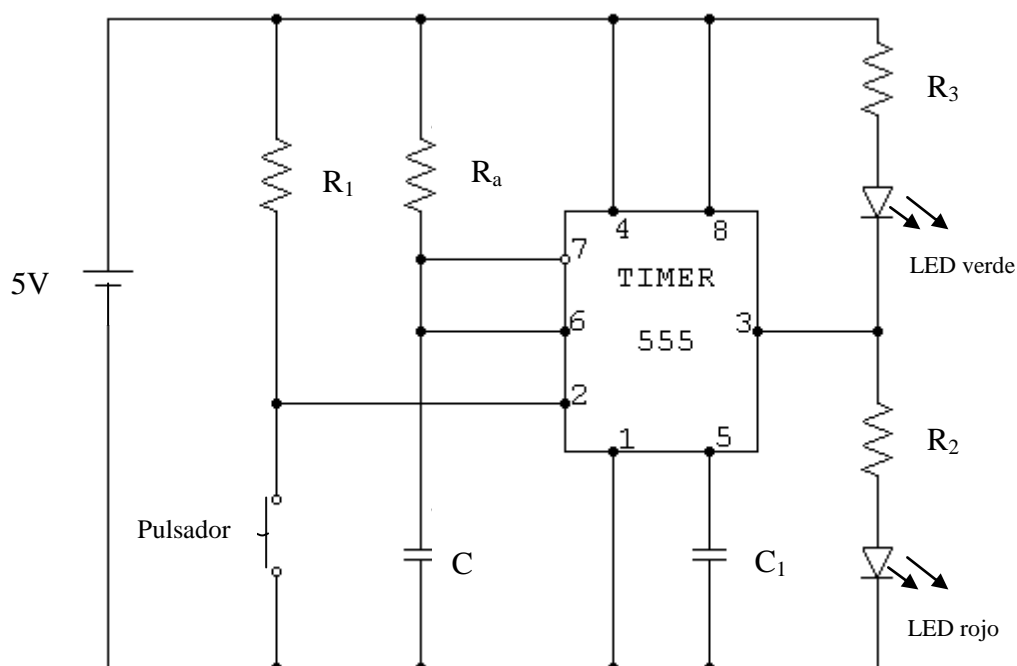


Figura 7.8

Se trata de un circuito, el cual ,entregará a su salida un pulso de ancho establecido y durante ese periodo de tiempo se encenderá un LED rojo.

La señal de disparo debe ser de nivel bajo y de muy corta duración.

La duración del estado alto de la señal esté determinada por la resistencia  $R_a$  y el condensador  $C$  a través de la ecuación (1):

$$t = 1.1 \cdot R_a \cdot C$$

### Montaje

- Monta el circuito de la Figura 7.8.
- Para una tensión de entrada de 5V, un  $C = 100\mu\text{F}$ , una  $R_1 = 1\text{k}$ , una  $R_2$  y  $R_3 = 220\Omega$  y un  $C_1 = 10\text{nF}$  calculad:
  - El valor de  $R_a$  para que el tiempo de encendido del LED rojo sea aproximadamente 4 segundos.
  - Representa la forma de onda de la salida.

# ANEXOS

# PRÁCTICA 7



## **SUMARIO DE LOS ANEXOS**

ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR ZVN4424A

ANEXO B: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL LM555

ANEXO C: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL DUAL D FLIP-FLOP 4013

ANEXO D: CIRCUITO DE ENCENDIDO Y APAGADO DE UN LED POR DOBLE  
APLAUSO.

ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR ZVN4424

**N-CHANNEL ENHANCEMENT  
 MODE VERTICAL DMOS FET**

**ZVN4424A/C**

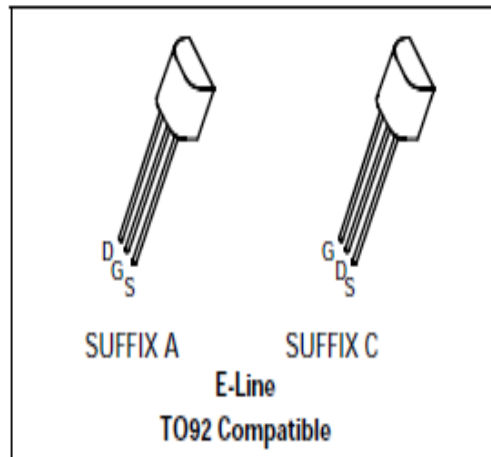
ISSUE 3 - August 1994

**FEATURES**

- \* Compact E-LINE (TO92 style) package
- \* 240 Volt  $V_{DS}$
- \*  $R_{DS(on)}=4.3\Omega$  Typical at  $V_{GS}=2.5V$
- \* Low threshold
- \* Fast switching

**APPLICATIONS**

- \* Earth recall and dialling switches
- \* Electronic hook switches
- \* Battery powered equipment
- \* Telecoms and high voltage dc-dc converters

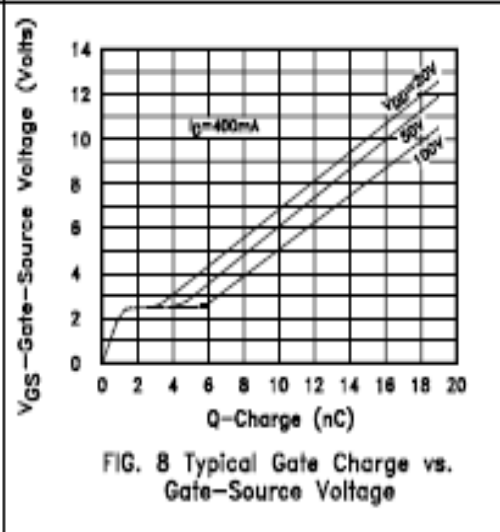
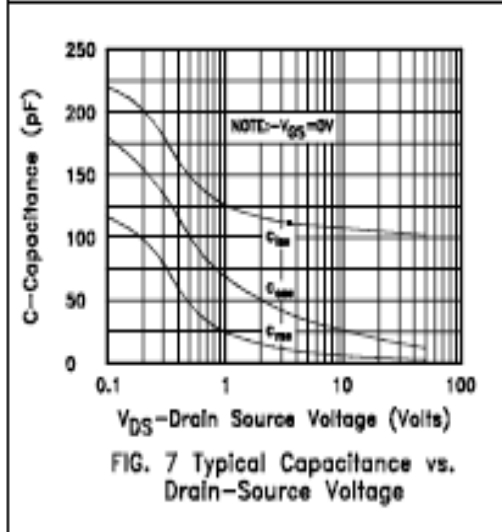
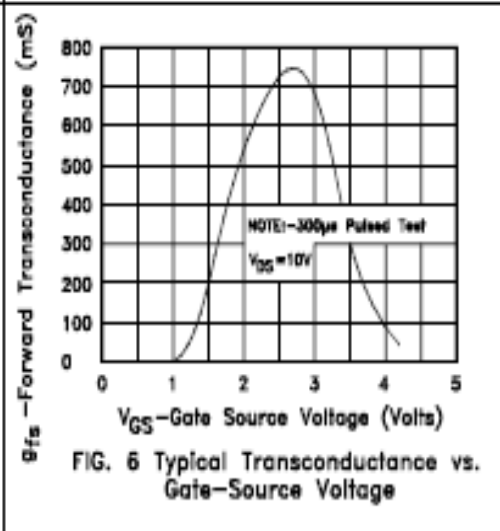
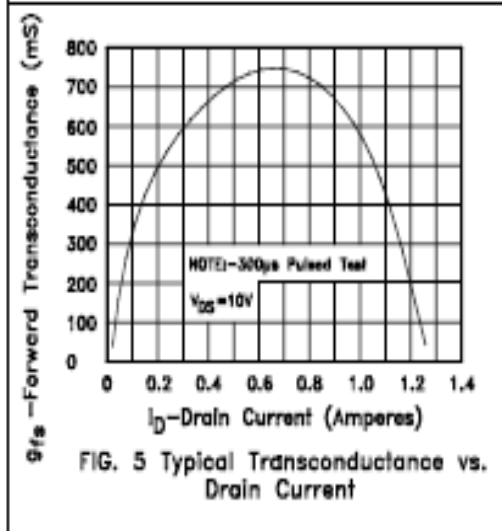
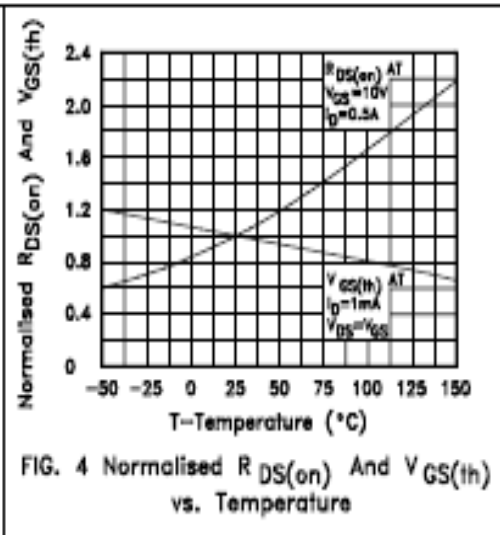
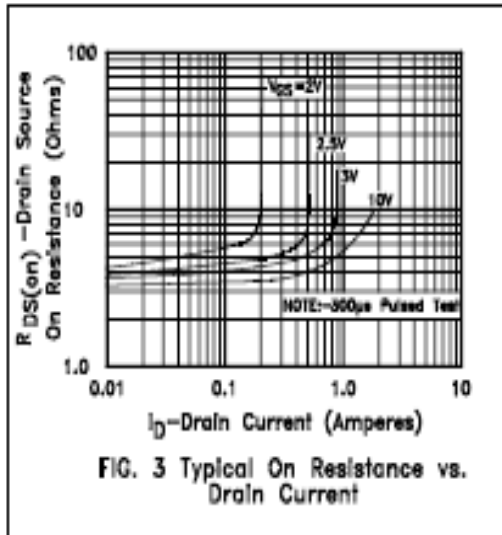


**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS.**

PARAMETER	SYMBOL	VALUE	UNIT
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	240	V
Continuous Drain Current at $T_{amb}=25^{\circ}C$	$I_D$	260	mA
Pulsed Drain Current	$I_{DM}$	1.5	A
Gate Source Voltage	$V_{GS}$	$\pm 40$	V
Power Dissipation at $T_{amb}=25^{\circ}C$	$P_{tot}$	750	mW
Operating and Storage Temperature Range	$T_J; T_{stg}$	-55 to +150	$^{\circ}C$

**ZVN4424A/C**

TYPICAL CHARACTERISTICS

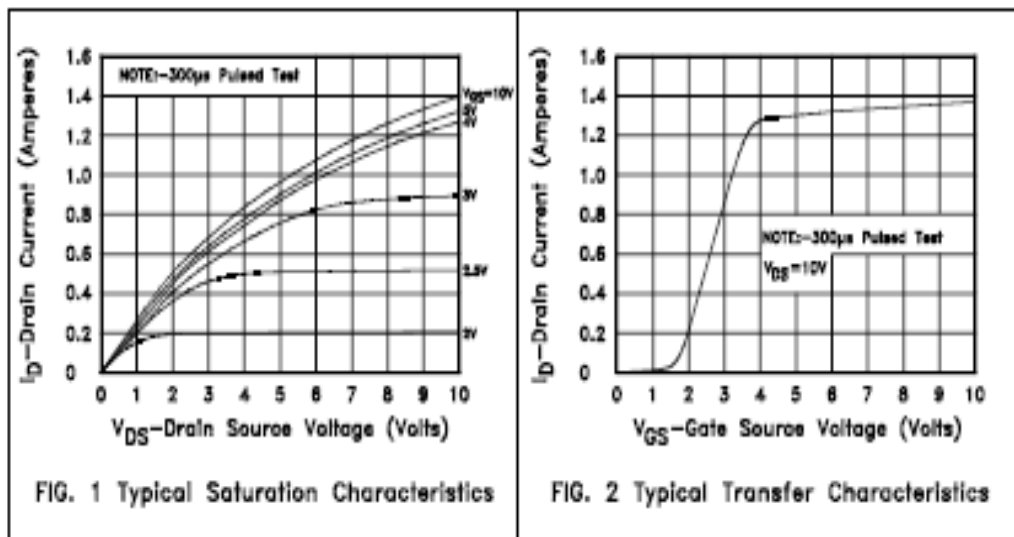


# ZVN4424A/C

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (at $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise stated).

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP	MAX.	UNIT	CONDITIONS.
Drain-Source Breakdown Voltage	$BV_{DSS}$	240			V	$I_D=1\text{mA}, V_{GS}=0\text{V}$
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	0.8	1.3	1.8	V	$I_D=1\text{mA}, V_{DS}=V_{GS}$
Gate-Body Leakage	$I_{GSS}$			100	nA	$V_{GS}=\pm 40\text{V}, V_{DS}=0\text{V}$
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$			10 100	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$	$V_{DS}=240\text{V}, V_{GS}=0$ $V_{DS}=190\text{V},$ $V_{GS}=0\text{V}, T=125^{\circ}\text{C}$
On-State Drain Current	$I_{D(on)}$	0.8	1.4		A	$V_{DS}=10\text{V}, V_{GS}=10\text{V}$
Static Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$		4 4.3	5.5 6	$\Omega$ $\Omega$	$V_{GS}=10\text{V}, I_D=500\text{mA}$ $V_{GS}=2.5\text{V}, I_D=100\text{mA}$
Forward Transconductance (1) (2)	$g_{fs}$	0.4	0.75		S	$V_{DS}=10\text{V}, I_D=0.5\text{A}$
Input Capacitance (2)	$C_{iss}$		110	200	pF	$V_{DS}=25\text{V}, V_{GS}=0\text{V}, f=1\text{MHz}$
Common Source Output Capacitance (2)	$C_{oss}$		15	25	pF	
Reverse Transfer Capacitance (2)	$C_{rss}$		3.5	15	pF	
Turn-On Delay Time (2)(3)	$t_{d(on)}$		2.5	5	ns	$V_{DD}=50\text{V}, I_D=0.25\text{A},$ $V_{GEN}=10\text{V}$
Rise Time (2)(3)	$t_r$		5	8	ns	
Turn-Off Delay Time (2)(3)	$t_{d(off)}$		40	60	ns	
Fall Time (2)(3)	$t_f$		16	25	ns	

- (1)\* Measured under pulsed conditions. Pulse width=300 $\mu\text{s}$ . Duty cycle  $\leq 2\%$  (2) Sample Test  
 (3) Switching times measured with 50 $\Omega$  source impedance and >5ns rise time on pulse generator



**ZVN4424A/C**

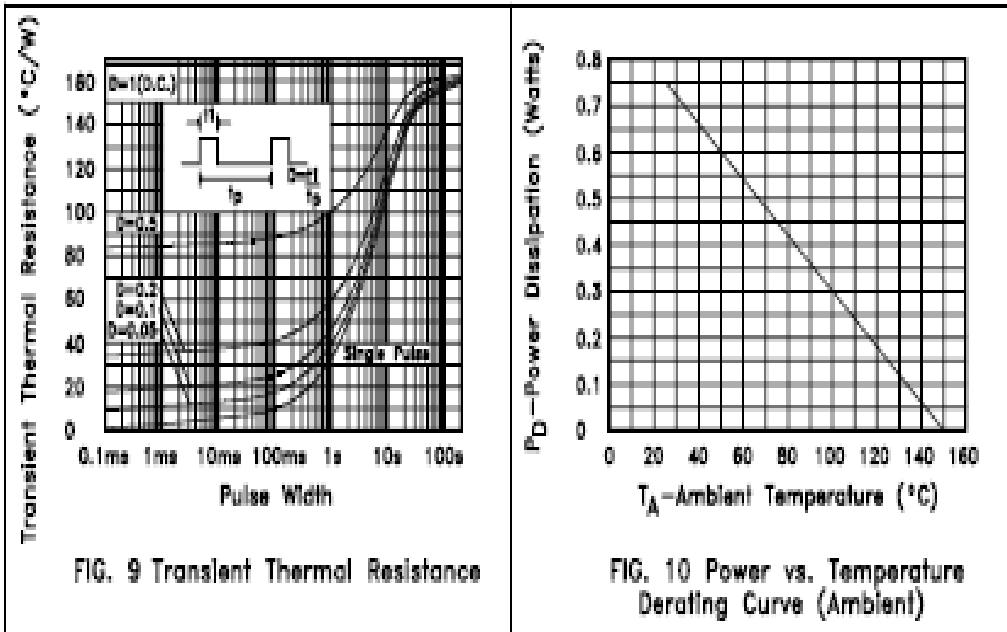


FIG. 9 Transient Thermal Resistance

FIG. 10 Power vs. Temperature Derating Curve (Ambient)

ANEXO B : HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL LM555

# LM555/NE555/SA555

## Single Timer

### Features

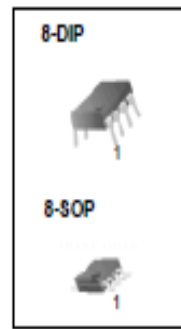
- High Current Drive Capability (200mA)
- Adjustable Duty Cycle
- Temperature Stability of 0.005%/°C
- Timing From  $\mu$ Sec to Hours
- Turn off Time Less Than  $2\mu$ Sec

### Applications

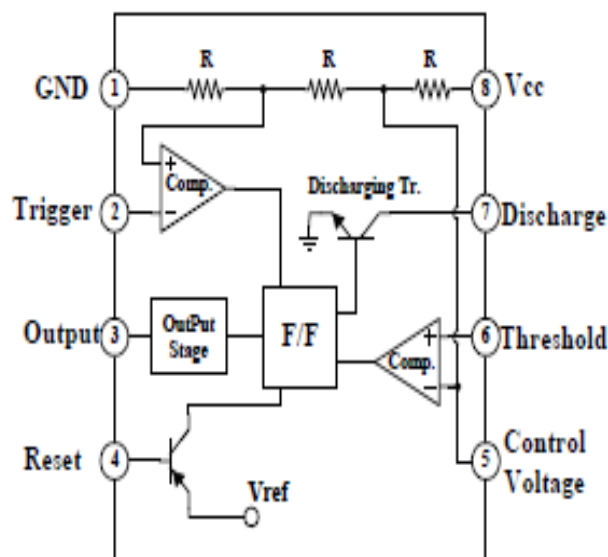
- Precision Timing
- Pulse Generation
- Time Delay Generation
- Sequential Timing

### Description

The LM555/NE555/SA555 is a highly stable controller capable of producing accurate timing pulses. With monostable operation, the time delay is controlled by one external resistor and one capacitor. With astable operation, the frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor.



### Internal Block Diagram



**Absolute Maximum Ratings ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )**

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	16	V
Lead Temperature (Soldering 10sec)	T <sub>LEAD</sub>	300	°C
Power Dissipation	P <sub>D</sub>	600	mW
Operating Temperature Range LM555/NE555 SA555	T <sub>OPR</sub>	0 ~ +70 -40 ~ +85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>STG</sub>	-65 ~ +150	°C

## Electrical Characteristics

( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = 5 \sim 15\text{V}$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Supply Voltage	$V_{CC}$	-	4.5	-	16	V
Supply Current <sup>*1</sup> (Low Stable)	$I_{CC}$	$V_{CC} = 5\text{V}$ , $R_L = \infty$	-	3	6	mA
		$V_{CC} = 15\text{V}$ , $R_L = \infty$	-	7.5	15	mA
Timing Error <sup>*2</sup> (Monostable) Initial Accuracy Drift with Temperature Drift with Supply Voltage	ACCUR $\Delta t/\Delta T$ $\Delta t/\Delta V_{CC}$	$R_A = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$	-	1.0 50 0.1	3.0 - 0.5	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Timing Error <sup>*2</sup> (Astable) Initial Accuracy Drift with Temperature Drift with Supply Voltage	ACCUR $\Delta t/\Delta T$ $\Delta t/\Delta V_{CC}$	$R_A = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$	-	2.25 150 0.3	- - -	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Control Voltage	$V_C$	$V_{CC} = 15\text{V}$	9.0	10.0	11.0	V
		$V_{CC} = 5\text{V}$	2.8	3.33	4.0	V
Threshold Voltage	$V_{TH}$	$V_{CC} = 15\text{V}$	-	10.0	-	V
		$V_{CC} = 5\text{V}$	-	3.33	-	V
Threshold Current <sup>*3</sup>	$I_{TH}$	-	-	0.1	0.25	$\mu\text{A}$
Trigger Voltage	$V_{TR}$	$V_{CC} = 5\text{V}$	1.1	1.67	2.2	V
		$V_{CC} = 15\text{V}$	4.5	5	5.6	V
Trigger Current	$I_{TR}$	$V_{TR} = 0\text{V}$	-	0.01	2.0	$\mu\text{A}$
Reset Voltage	$V_{RST}$	-	0.4	0.7	1.0	V
Reset Current	$I_{RST}$	-	-	0.1	0.4	mA
Low Output Voltage	$V_{OL}$	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$ $I_{SINK} = 50\text{mA}$	-	0.06 0.3	0.25 0.75	V V
		$V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$	-	0.05	0.35	V
		$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	12.75	12.5 13.3	- -	V V
High Output Voltage	$V_{OH}$	$V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	2.75	3.3	-	V
Rise Time of Output	$t_R$	-	-	100	-	ns
Fall Time of Output	$t_F$	-	-	100	-	ns
Discharge Leakage Current	$I_{LKG}$	-	-	20	100	nA

### Notes:

- Supply current when output is high is typically 1mA less at  $V_{CC} = 5\text{V}$
- Tested at  $V_{CC} = 5.0\text{V}$  and  $V_{CC} = 15\text{V}$
- This will determine maximum value of  $R_A + R_B$  for 15V operation, the max. total  $R = 20\text{M}\Omega$ , and for 5V operation the max. total  $R = 6.7\text{M}\Omega$



## Application Information

Table 1 below is the basic operating table of 555 timer:

Table 1. Basic Operating Table

Threshold Voltage (V <sub>th</sub> )(PIN 6)	Trigger Voltage (V <sub>tr</sub> )(PIN 2)	Reset(PIN 4)	Output(PIN 3)	Discharging Tr. (PIN 7)
Don't care	Don't care	Low	Low	ON
V <sub>th</sub> > 2V <sub>cc</sub> / 3	V <sub>th</sub> > 2V <sub>cc</sub> / 3	High	Low	ON
V <sub>cc</sub> / 3 < V <sub>th</sub> < 2 V <sub>cc</sub> / 3	V <sub>cc</sub> / 3 < V <sub>tr</sub> < 2 V <sub>cc</sub> / 3	High	-	-
V <sub>th</sub> < V <sub>cc</sub> / 3	V <sub>th</sub> < V <sub>cc</sub> / 3	High	High	OFF

When the low signal input is applied to the reset terminal, the timer output remains low regardless of the threshold voltage or the trigger voltage. Only when the high signal is applied to the reset terminal, timer's output changes according to threshold voltage and trigger voltage.

When the threshold voltage exceeds 2/3 of the supply voltage while the timer output is high, the timer's internal discharge Tr. turns on, lowering the threshold voltage to below 1/3 of the supply voltage. During this time, the timer output is maintained low. Later, if a low signal is applied to the trigger voltage so that it becomes 1/3 of the supply voltage, the timer's internal discharge Tr. turns off, increasing the threshold voltage and driving the timer output again at high.

### 1. Monostable Operation

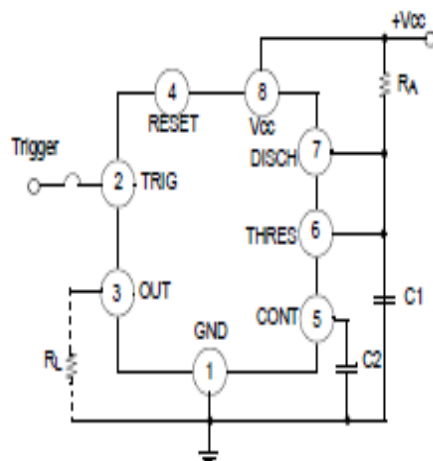


Figure 1. Monoastable Circuit

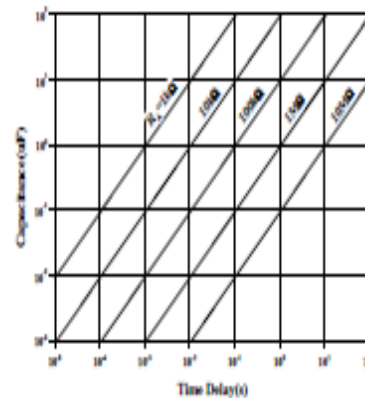
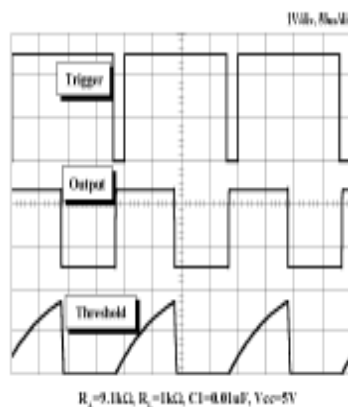


Figure 2. Resistance and Capacitance vs. Time delay(t<sub>d</sub>)



R<sub>1</sub> = 9.1kΩ, R<sub>2</sub> = 1kΩ, C<sub>1</sub> = 0.01μF, V<sub>cc</sub> = 5V

Figure 3. Waveforms of Monostable Operation

Figure 1 illustrates a monostable circuit. In this mode, the timer generates a fixed pulse whenever the trigger voltage falls below  $V_{cc}/3$ . When the trigger pulse voltage applied to the #2 pin falls below  $V_{cc}/3$  while the timer output is low, the timer's internal flip-flop turns the discharging Tr. off and causes the timer output to become high by charging the external capacitor C1 and setting the flip-flop output at the same time.

The voltage across the external capacitor C1,  $V_{C1}$  increases exponentially with the time constant  $\tau=R_A \cdot C$  and reaches  $2V_{cc}/3$  at  $t_d=1.1R_A \cdot C$ . Hence, capacitor C1 is charged through resistor  $R_A$ . The greater the time constant  $R_A C$ , the longer it takes for the  $V_{C1}$  to reach  $2V_{cc}/3$ . In other words, the time constant  $R_A C$  controls the output pulse width.

When the applied voltage to the capacitor C1 reaches  $2V_{cc}/3$ , the comparator on the trigger terminal resets the flip-flop, turning the discharging Tr. on. At this time, C1 begins to discharge and the timer output converts to low.

In this way, the timer operating in monostable repeats the above process. Figure 2 shows the time constant relationship based on  $R_A$  and C. Figure 3 shows the general waveforms during monostable operation.

It must be noted that, for normal operation, the trigger pulse voltage needs to maintain a minimum of  $V_{cc}/3$  before the timer output turns low. That is, although the output remains unaffected even if a different trigger pulse is applied while the output is high, it may be affected and the waveform not operate properly if the trigger pulse voltage at the end of the output pulse remains at below  $V_{cc}/3$ . Figure 4 shows such timer output abnormality.

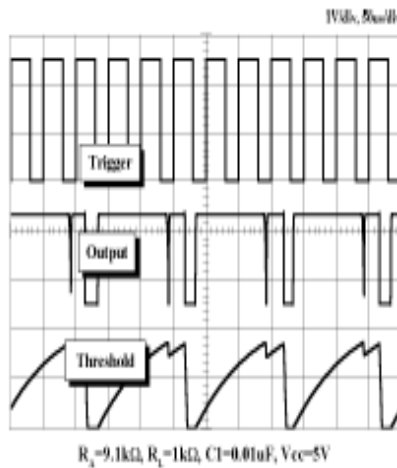


Figure 4. Waveforms of Monostable Operation (abnormal)

## 2. Astable Operation

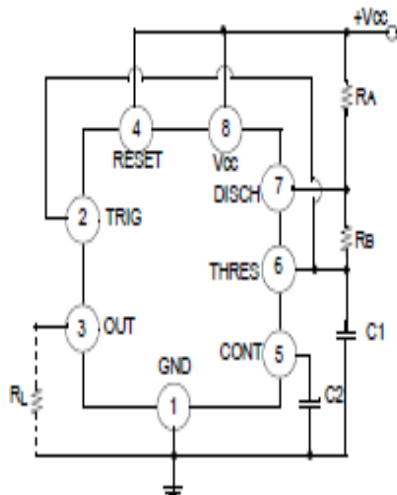


Figure 5. Astable Circuit

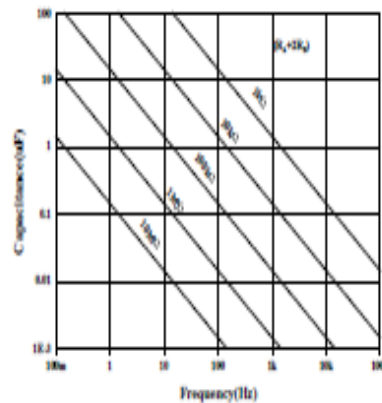


Figure 6. Capacitance and Resistance vs. Frequency

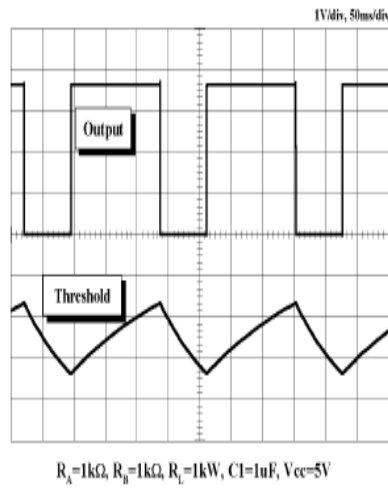


Figure 7. Waveforms of Astable Operation

ANEXO C: HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL DUAL D FLIP-FLOP 4013

# CD4013BC

## Dual D-Type Flip-Flop

### General Description

The CD4013B dual D-type flip-flop is a monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuit constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors. Each flip-flop has independent data, set, reset, and clock inputs and "Q" and "Q̄" outputs. These devices can be used for shift register applications, and by connecting "Q̄" output to the data input, for counter and toggle applications. The logic level present at the "D" input is transferred to the Q output during the positive-going transition of the clock pulse. Setting or resetting is independent of the clock and is accomplished by a high level on the set or reset line respectively.

### Features

- Wide supply voltage range: 3.0V to 15V
- High noise immunity: 0.45 V<sub>DD</sub> (typ.)
- Low power TTL: fan out of 2 driving 74L compatibility: or 1 driving 74LS

### Applications

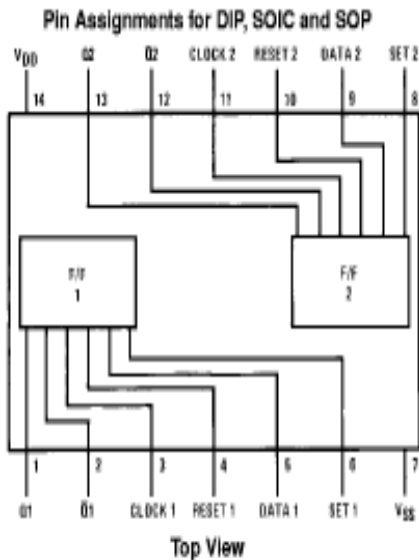
- Automotive
- Data terminals
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm system
- Industrial electronics
- Remote metering
- Computers

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
CD4013BCM	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150" Narrow
CD4013BCSJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
CD4013BCN	N14A	14-Lead Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

### Connection Diagram

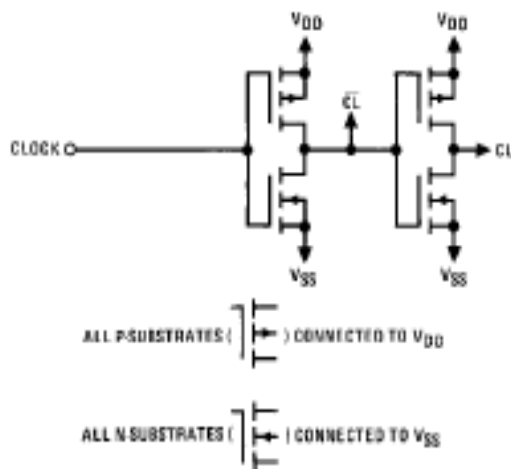
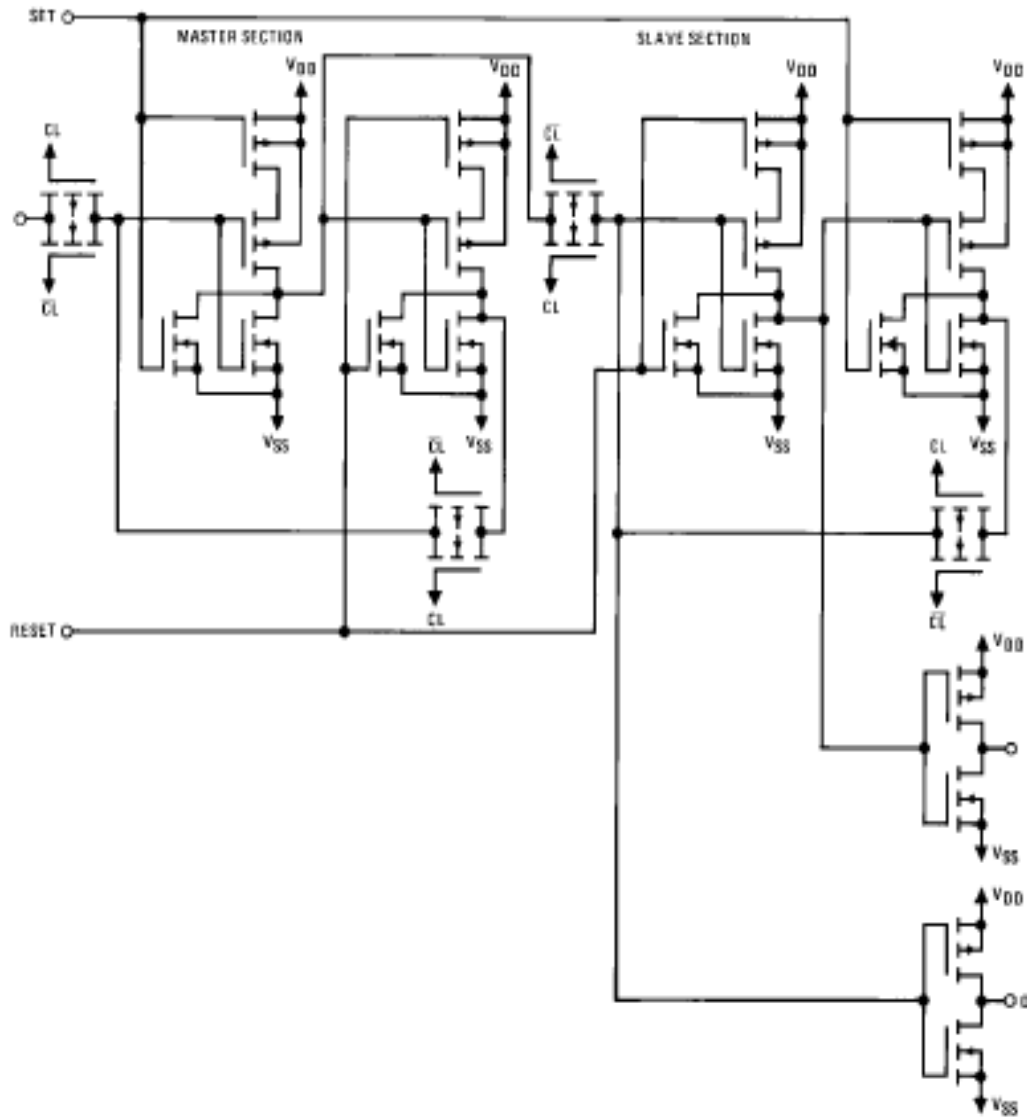


### Truth Table

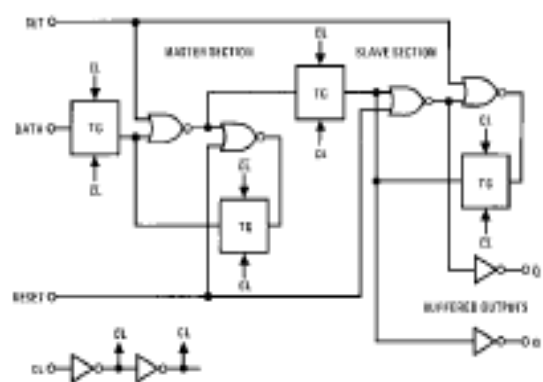
CL (Note 1)	D	R	S	Q	Q̄
↗	0	0	0	0	1
↘	1	0	0	1	0
↔	x	0	0	Q	Q̄
x	x	1	0	0	1
x	x	0	1	1	0
x	x	1	1	1	1

No Change  
 x = Don't Care Case  
 Note 1: Level Change

Schematic Diagrams



Logic Diagram



### Absolute Maximum Ratings (Note 2)

(Note 3)

DC Supply Voltage ( $V_{DD}$ )	-0.5 $V_{DC}$ to +18 $V_{DC}$
Input Voltage ( $V_{IN}$ )	-0.5 $V_{DC}$ to $V_{DD}$ +0.5 $V_{DC}$
Storage Temperature Range ( $T_G$ )	-65°C to +150°C
Power Dissipation ( $P_D$ )	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature ( $T_L$ )	
(Soldering, 10 seconds)	260°C

### Recommended Operating Conditions (Note 3)

DC Supply Voltage ( $V_{DD}$ )	+3 $V_{DC}$ to +15 $V_{DC}$
Input Voltage ( $V_{IN}$ )	0 $V_{DC}$ to $V_{DD}$ $V_{DC}$
Operating Temperature Range ( $T_A$ )	-40°C to +85°C

**Note 2:** "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed, they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The tables of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.

**Note 3:**  $V_{SS} = 0V$  unless otherwise specified.

### DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
$I_{DD}$	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V, V_{IN} = V_{DD}$ or $V_{SS}$		4.0			4.0		30	$\mu A$
		$V_{DD} = 10V, V_{IN} = V_{DD}$ or $V_{SS}$		8.0			8.0		60	$\mu A$
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = V_{DD}$ or $V_{SS}$		16.0			16.0		120	$\mu A$
$V_{OL}$	LOW Level Output Voltage	$ I_O  < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05			0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05			0.05		0.05	V
$V_{OH}$	HIGH Level Output Voltage	$ I_O  < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95			4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95			9.95		V
$V_{IL}$	LOW Level Input Voltage	$ I_O  < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$		1.5			1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or $9.0V$		3.0			3.0		3.0	V
$V_{IH}$	HIGH Level Input Voltage	$ I_O  < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$	3.5		3.5			3.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or $9.0V$	7.0		7.0			7.0		V
$I_{OL}$	LOW Level Output Current (Note 4)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.52		0.44	0.88		0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.3		1.1	2.25		0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	3.6		3.0	8.8		2.4		mA
$I_{OH}$	HIGH Level Output Current (Note 4)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.52		-0.44	-0.88		-0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-1.3		-1.1	-2.25		-0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-3.6		-3.0	-8.8		-2.4		mA
$I_{IN}$	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.3		$10^{-5}$		-0.3		$\mu A$
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.3		$10^{-5}$		0.3		$\mu A$

**Note 4:**  $I_{OH}$  and  $I_{OL}$  are measured one output at a time.

## AC Electrical Characteristics (Note 5)

$T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $C_L = 50\text{ pF}$ ,  $R_L = 200\text{ k}$ , unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>CLOCK OPERATION</b>						
$t_{PHL}$ , $t_{PLH}$	Propagation Delay Time	$V_{DD} = 5\text{V}$		200	350	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		80	160	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		65	120	ns
$t_{THL}$ , $t_{TLH}$	Transition Time	$V_{DD} = 5\text{V}$		100	200	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		50	100	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		40	80	ns
$t_{WL}$ , $t_{WH}$	Minimum Clock Pulse Width	$V_{DD} = 5\text{V}$		100	200	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		40	80	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		32	65	ns
$t_{RCL}$ , $t_{FCL}$	Maximum Clock Rise and Fall Time	$V_{DD} = 5\text{V}$			15	$\mu\text{s}$
		$V_{DD} = 10\text{V}$			10	$\mu\text{s}$
		$V_{DD} = 15\text{V}$			5	$\mu\text{s}$
$t_{SU}$	Minimum Set-Up Time	$V_{DD} = 5\text{V}$		20	40	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		15	30	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		12	25	ns
$f_{CL}$	Maximum Clock Frequency	$V_{DD} = 5\text{V}$	2.5	5		MHz
		$V_{DD} = 10\text{V}$	6.2	12.5		MHz
		$V_{DD} = 15\text{V}$	7.6	15.5		MHz
<b>SET AND RESET OPERATION</b>						
$t_{PHL(R)}$ $t_{PLH(S)}$	Propagation Delay Time	$V_{DD} = 5\text{V}$		150	300	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		65	130	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		45	90	ns
$t_{WH(R)}$ $t_{WH(S)}$	Minimum Set and Reset Pulse Width	$V_{DD} = 5\text{V}$		90	180	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		40	80	ns
		$V_{DD} = 15\text{V}$		25	50	ns
$C_{IN}$	Average Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF

**Note 5:** AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

## ANEXO D: CIRCUITO DE ENCENDIDO Y APAGADO DE LED POR DOBLE APLAUSO

### Montaje

El circuito de funcionamiento como monoestable del 555, se muestra en las hojas de características del mismo (**ANEXO**).

Para conocer el funcionamiento del 555, se propone montar el circuito de la figura 2.1. Se trata de un interruptor por doble aplauso, mediante el cual, a partir de dos aplausos consecutivos se encenderá un LED y con otros dos aplausos se apagará.

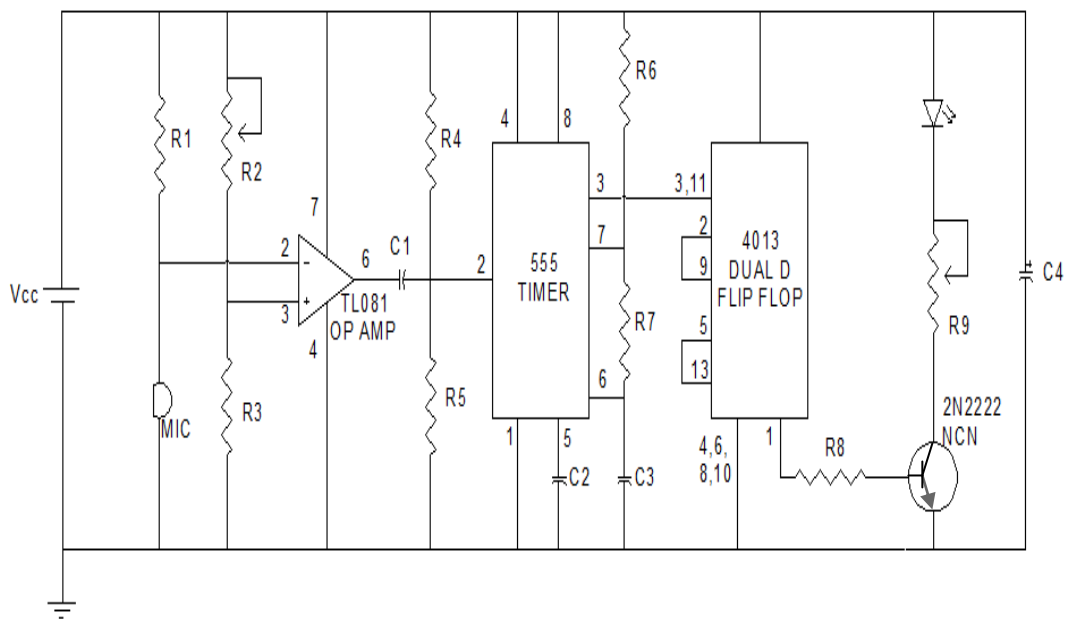


Figura 2.1: Circuito de interruptor por doble aplauso



**Lista de componentes:**

$V_{CC} = 9V$

$R_1, R_3, R_8 = 10k$

$R_6 = 1M$

$R_2 = \text{Pot. } 100k$

$R_9 = \text{Pot.}$

$R_4 = 150k$

$C_1, C_2, C_3 = 100nF$

$R_5, R_7 = 100k$

$C_4 = 47\mu F$

MIC = Micrófono Electret

AO = TL081

CI - 555

CI – Dual Flip-Flop 4013

Transistor = 2N2222NCN

LED rojo

**Funcionamiento:**

Para entender el funcionamiento del circuito, se presenta un análisis de las zonas más importantes del mismo siguiendo el siguiente esquema (figura 2.2).

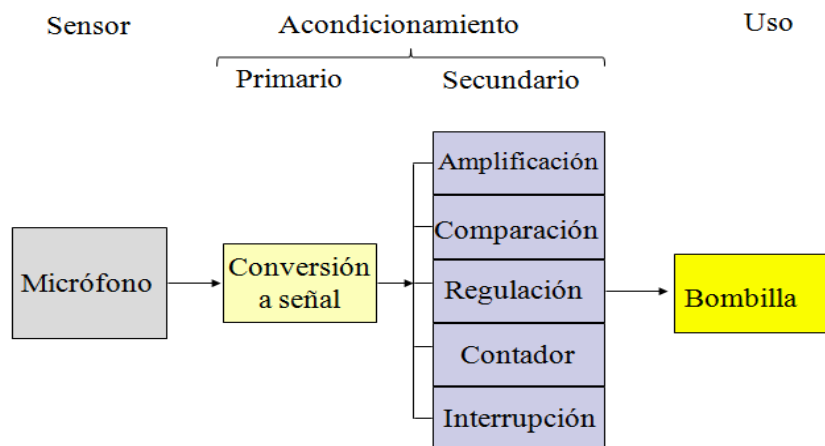


Figura 2.2

### ZONA 1- Amplificador Operacional TL081

En este caso el Amplificador Operacional trabaja como comparador no inversor.(figura 2.3)

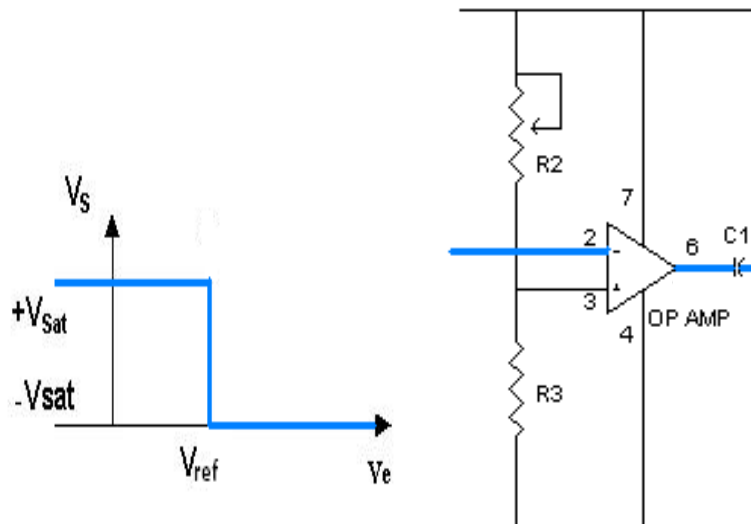


Figura 2.3

El amplificador operacional se utiliza en lazo abierto como comparador de señales.

Ajustando el potenciómetro  $R_2$  se puede conseguir una tensión en la entrada no inversora del amplificador operacional, algo superior a 2.5V, de manera que cuando el micrófono no detecte ningún sonido, la salida del operacional esté a saturación positiva (9V). Y en el momento en el que el micrófono detecte un aplauso, la tensión de la entrada inversora será mayor que la de la no inversora, por lo que la salida del amplificador operacional bascula a 0V.

ZONA 2- LM 555

El Circuito Integrado LM555 trabaja en modo monoestable.(figura 2.4)

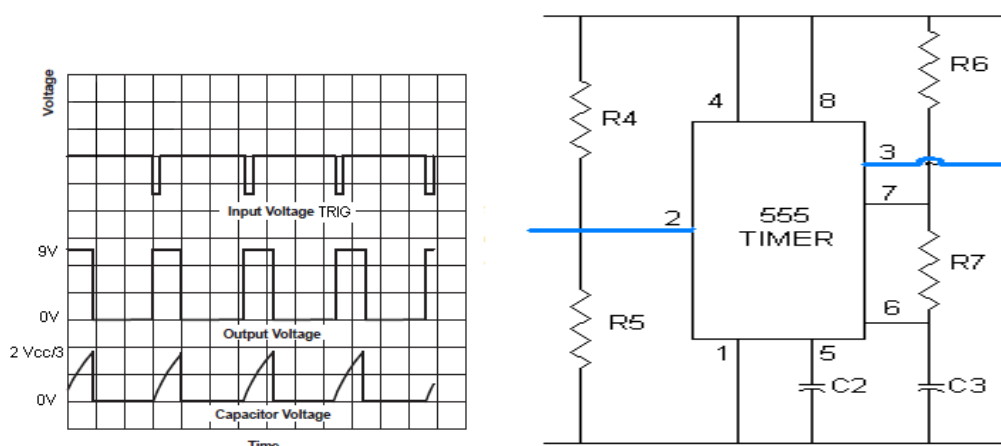


Figura 2.4

A través del condensador  $C_1$ , la señal obtenida en la salida del amplificador operacional se introduce en la entrada 2 (Trigger) del circuito 555 que funciona en modo monoestable.

La entrada 5 (Control) del 555 está puesta a tierra a través del condensador  $C_2$  y las referencias de los dos comparadores del 555 son  $2V_{cc}/3$  y  $V_{cc}/3$ . En el estado inicial en el que no se detecta ningún sonido, la salida 3 está en bajo por lo que al llegar tensión a la base del transistor, el condensador  $C_3$  se descarga a través de  $R_7$ .

En el momento en el que se detecta un aplauso, la entrada 2 cae por debajo de  $V_{cc}/3$  con lo que pone el FLIP-FLOP del 555 se pone a “set”, llevando su salida negada a valor bajo y poniendo en corte el transistor de descarga. La salida 3 del 555 estará a nivel alto. Mientras, el condensador  $C_3$  se carga a través de  $R_6$  y  $R_7$ , hasta alcanzar  $2V_{cc}/3$ . En ese momento, el FLIP-FLOP se pone a “reset”, llevando la salida 3 a valor bajo y el condensador se descarga a través del transistor. Para que esto suceda la señal de “Trigger” ha tenido que retornar a nivel alto, por lo que será necesario que los pulsos de entrada sean muy cortos. Esto se consigue gracias al condensador  $C_1$ .

Por lo tanto, en la salida 3 del 555 obtenemos una señal de pulsos. Cada vez que el micrófono detecte un aplauso se obtendrá un pulso de 9V y de una duración igual al tiempo que le cuesta cargarse al condensador  $C_3$  desde 0V a  $2V_{cc}/3$ .

ZONA 3- DUAL D FLIP-FLOP 4013

La tabla de funcionamiento del FLIP-FLOP 4013 es la siguiente: (figura 2.5)

	ESTADO ACTUAL		EXCITACIÓN ACTUAL		ESTADO SIGUIENTE	
	Q1(t)	Q2(t)	D1(t)	D2(t)	Q1(t+1)	Q2(t+1)
q1	0	0	0	1	0	1
q2	0	1	1	1	1	1
q3	1	0	0	0	0	0
q4	1	1	1	0	1	0

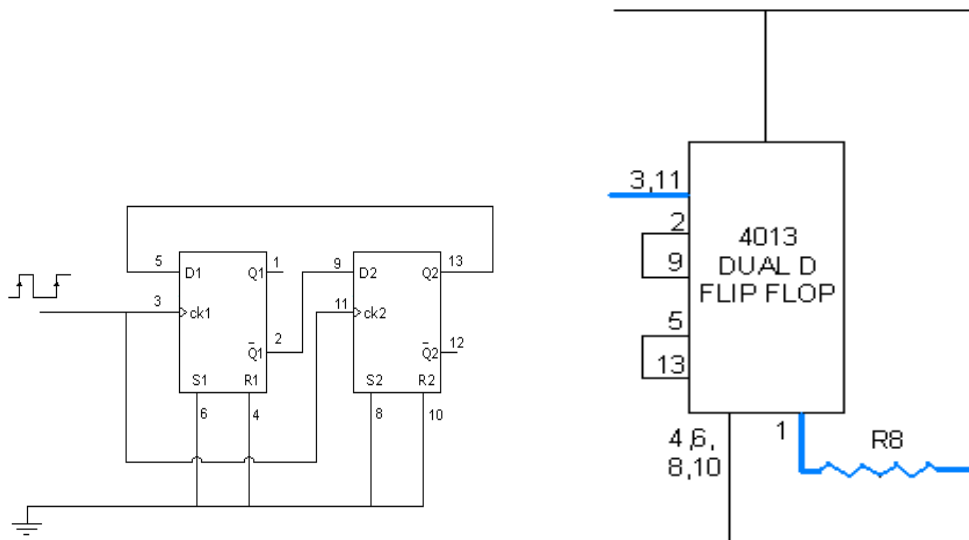


Figura 2.5

La señal obtenida en la salida del 555 sirve como señal de reloj de un circuito secuencial. El circuito integrado 4013 consta de dos biestables de tipo D.

Las entradas asíncronas “set” y “reset” de ambos biestables están siempre a nivel bajo, puesto que las entradas 4, 6, 8 y 10 están conectadas a tierra.

Cada vez que recibe una señal de reloj, los biestables cambian de estado siguiendo la secuencia q<sub>1</sub>, q<sub>2</sub>, q<sub>3</sub>, q<sub>4</sub> y de nuevo a q<sub>1</sub>.

ZONA 4- LED

Se muestra en la figura 2.6 siguiente:

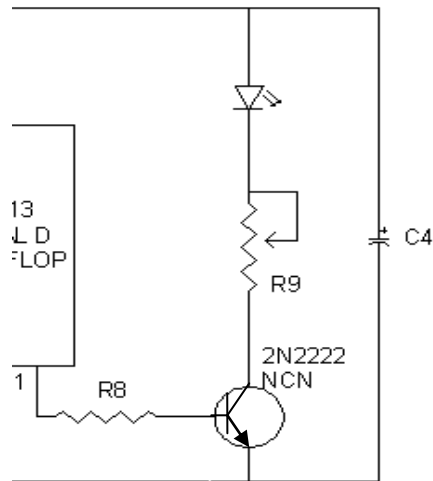


Figura 2.6

En la salida 1 del circuito 4013, que corresponde con  $Q_1$ , se tendrá la secuencia 00110011....Es decir, cambiará de nivel de tensión cada dos pulsos de reloj, lo que es lo mismo, cada dos aplausos. Se utilizará esta señal para activar o poner en corte un transistor que permitirá el paso de corriente por un LED y un potenciómetro en serie.

Así conseguiremos que se encienda y se apague cada dos aplausos. La intensidad de la luz emitida por el LED se puede controlar variando la resistencia del potenciómetro.

### Cuestiones teóricas:

- Monta el circuito de la figura 2.1 y comprueba su funcionamiento.
- Discute las formas de onda de la señal en:
  - La entrada del Amplificador Operacional.
  - La entrada del CI 555.
  - La entrada y salida del Flip-Flop 4013.

# PRÁCTICA 8

**Fuente de alimentación**

**lineal:**

**Transformador + Puente**

**diodos + 78xx**

## 8.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Cualquier circuito electrónico necesita energía para funcionar. En general, esta energía se puede obtener de una batería o a través de la red eléctrica. La tensión que suministra la red eléctrica es alterna (AC) y habitualmente excede en mucho el voltaje que se necesita para alimentar un equipo concreto, por lo que se tiene que insertar un circuito electrónico que partiendo del voltaje de la red (230V, 50Hz) proporcione los valores de voltaje (AC o DC) que necesita un equipo concreto. Este circuito se denomina **fuente de alimentación**. Las fuentes de alimentación forman parte de la familia de los convertidores de potencia, cuyo objeto es la gestión eficiente de la energía con objeto de adecuar tensiones y corrientes a los valores adecuados para una carga o fuente. En esta práctica se va a trabajar la conversión AC/DC.

Básicamente existen dos tipos de fuentes de alimentación AC/DC, las lineales, cuyo circuito de potencia se basa en un transistor trabajando en la zona activa y las fuentes conmutadas que utilizan circuitos basados en transistores trabajando en conmutación. Las ventajas de la fuente de alimentación lineal es su sencillez y que proporcionan una salida de gran calidad, las desventajas son su mayor tamaño y su menor rendimiento (disipan mucha más energía en forma de calor que las fuentes conmutadas). Por este último motivo, sólo en aplicaciones que requieran muy baja potencia se recurre a fuentes lineales. Las fuentes de alimentación continua del Laboratorio pertenecen a la categoría de fuentes lineales. El objetivo de esta práctica, será mostrar el principio de funcionamiento de las fuentes lineales y realizar el montaje de una fuente de alimentación de 5V con el Regulador de tensión 7805.

La fuente de alimentación que se propone consta de un transformador, con objeto trabajar con un nivel de tensión mucho menor que el de la red, un rectificador de diodos y condensadores, con objeto de obtener una señal de continua, y un regulador de tensión que garantizará un nivel de tensión estable, en este caso de 5V.

## 8.2 CIRCUITO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

El esquema de la figura 8.1 corresponde a una fuente de tensión DC lineal regulada. La etapa de potencia se divide en dos bloques: Un puente de diodos y un convertidor lineal.

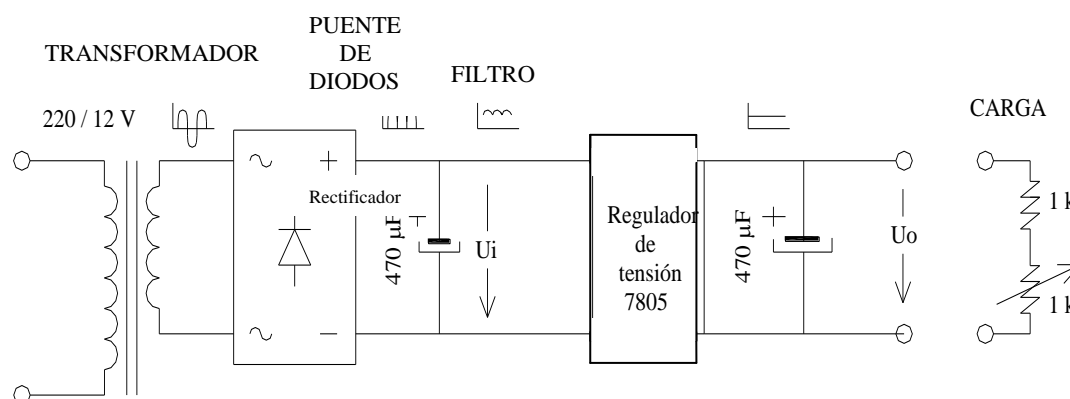


Figura 8.1: Fuente de tensión lineal regulada

## 8.3 ANÁLISIS TEÓRICO PREVIO

En este apartado se describe brevemente el funcionamiento de cada uno de los componentes que forman la fuente de alimentación.

### 8.3.1 Transformador de entrada:

El transformador es una máquina eléctrica que modifica los niveles de tensión y corriente de una onda de alterna, manteniendo el valor de la potencia. En el circuito propuesto, el transformador de entrada se utiliza para reducir la tensión de red a otra tensión más cercana a los 5V de salida que se quieren obtener.

El transformador consta de dos devanados sobre un mismo núcleo de hierro denominados primario y secundario. Son completamente independientes y la energía eléctrica se transmite del primario al secundario en forma de energía magnética a través del núcleo.



El esquema de un transformador simplificado es el siguiente figura 8.2:

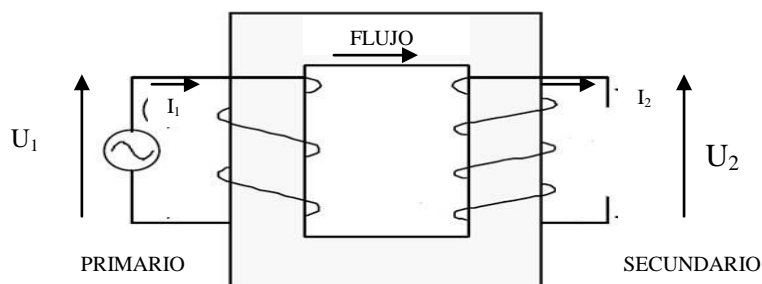
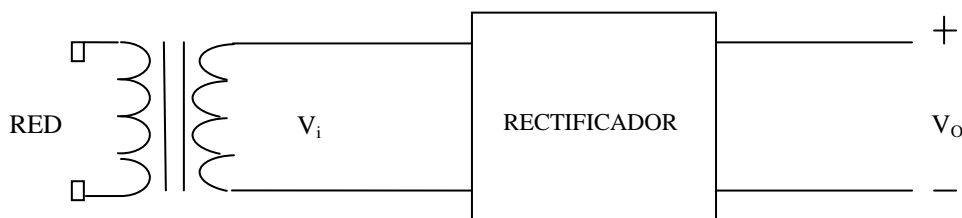


Figura 8.2

### 8.3.2 Rectificador de diodos

El rectificador se encarga de convertir la tensión alterna que sale del transformador en tensión continua. Para ello se utilizan diodos. Como se pudo estudiar en la Práctica 1, un diodo conduce cuando la tensión de su ánodo es mayor que la de su cátodo.

El rectificador se conecta después del transformador, por lo tanto le entra tensión alterna y a su salida proporcionará una onda rectificada. La forma de dicha onda dependerá de la carga, o filtro, conectado a su salida:



La tensión  $V_i$  es alterna y senoidal, esto quiere decir que a veces es positiva y otras negativa (figura 8.3).

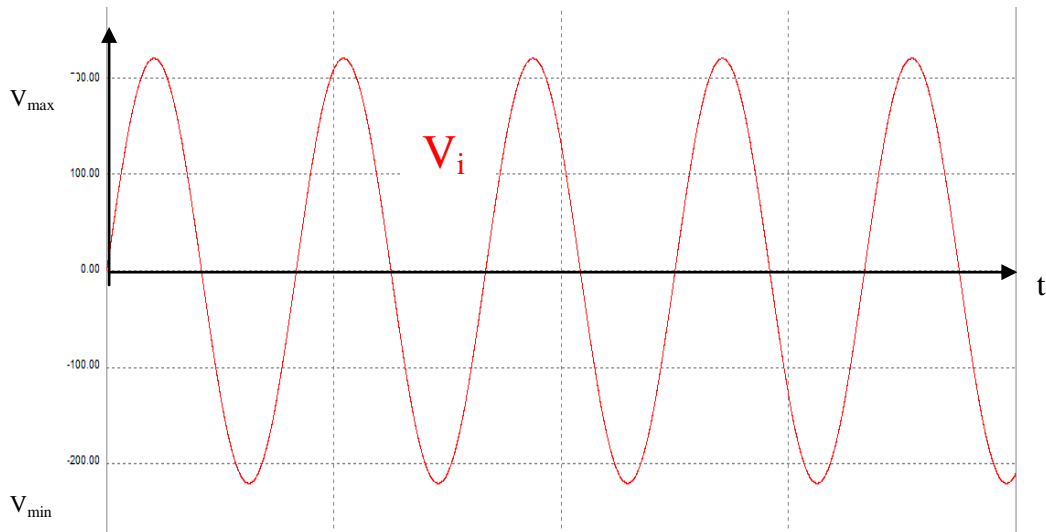


Figura 8.3

La tensión máxima a la que llega  $V_i$  se le llama tensión de pico y en la gráfica figura como  $V_{\max}$ . Normalmente las señales de alterna senoidales se caracterizan por su valor eficaz. Este hecho es importante a la hora de elegir el transformador adecuado para una aplicación concreta. Por ejemplo, en esta práctica se utiliza un transformador con tensión de salida de 12V. ¿Qué quiere decir 12V? Se trata de 12V eficaces, y por tanto la tensión de pico  $V_{\max}$  vendrá dada por la ecuación:

$$V_{\max} = V_i * 1,4142$$

$$V_{\max} = 12 * 1,4142 = 16,9704 \text{ V}$$

### 8.3.2.1 Ejemplos de rectificadores:

#### 8.3.2.1.1 Rectificador de un diodo

El rectificador más sencillo, es el que utiliza solamente un diodo, su esquema es el siguiente: (figura 8.4)



Figura 8.4

Cuando  $V_i$  sea positiva la tensión ánodo será mayor que la del cátodo, por lo que el diodo conducirá: en  $V_o$  se verá lo mismo que en  $V_i$ , mientras que cuando  $V_i$  sea negativa, la tensión del ánodo será menor que la del cátodo y el diodo no podrá conducir, la tensión  $V_o$  será cero.

Según lo mencionado la tensión  $V_o$  tendrá esta forma: (figura 8.5)

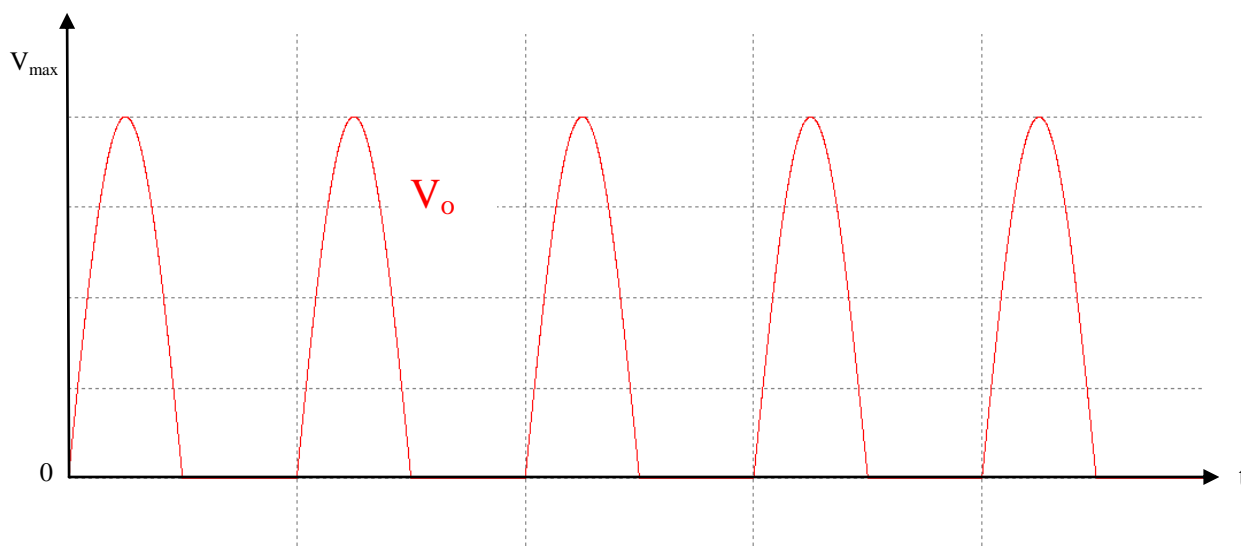


Figura 8.5

La tensión que se obtiene con este rectificador no se parece mucho a la de una batería, pero se ha conseguido rectificar la tensión de entrada ya que  $V_o$  es siempre positiva. Aunque posteriormente se pueda filtrar esta señal y conseguir mejor calidad, este esquema no se suele usar porque introduce una componente de continua en la corriente de la red y además exige un filtro de gran tamaño.

### 8.3.2.1.2 Rectificador en puente

El rectificador más usado es el llamado rectificador en puente, su esquema es el siguiente y es el que se utiliza para realizar la práctica.(figura 8.6)

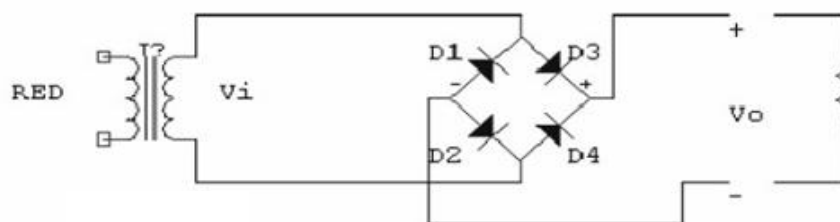


Figura 8.6

Cuando  $V_i$  es positiva los diodos D2 y D3 conducen, siendo la salida  $V_o$  igual que la entrada  $V_i$ , cuando  $V_i$  es negativa los diodos D1 y D4 conducen, de tal forma que se invierte la tensión de entrada  $V_i$  haciendo que la salida vuelva a ser positiva. El resultado es el siguiente: (figura 8.7)

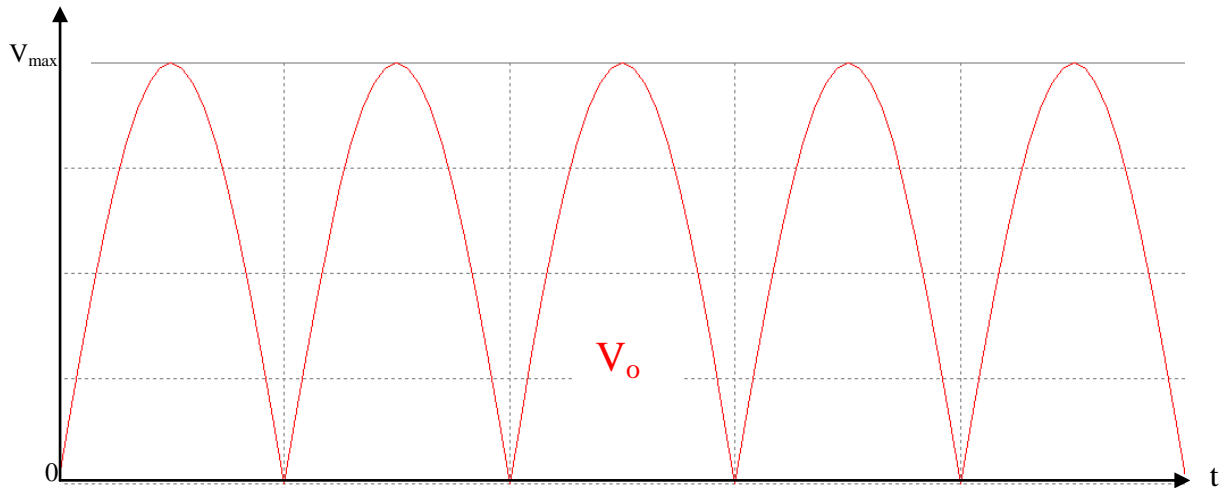


Figura 8.7

Se observa en la figura que todavía no se ha conseguido una tensión de salida demasiado estable, por ello, será necesario filtrarla.

### 8.3.3 Filtro

La tensión en la carga que se obtiene de un rectificador es en forma de pulsos. En un ciclo de salida completo, la tensión en la carga aumenta de cero a un valor de pico, para caer después de nuevo a cero. Esto no es el tipo de tensión continua que precisan la mayor parte de circuitos electrónicos. Lo que se necesita es una tensión constante, similar a la que produce una batería. Para obtener este tipo de tensión rectificadora en la carga es necesario emplear un filtro

El filtro más simple es el de condensador a la entrada, en la mayoría de los casos perfectamente válido. Sin embargo, en algunos casos puede no ser suficiente y se echa mano de inductancias. En todo caso, utilizar únicamente un condensador requiere que la potencia del circuito sea relativamente baja. En caso contrario habrá que incorporar un circuito de arranque para evitar un peligroso pico de corriente en el momento de la conexión.

### 8.3.3.1 Filtro con condensador a la entrada

Este es el filtro más sencillo y se utiliza cuando la potencia de trabajo es pequeña. Basta con añadir un condensador en paralelo con la carga ( $R_L$ ), de esta forma: (figura 8.8)

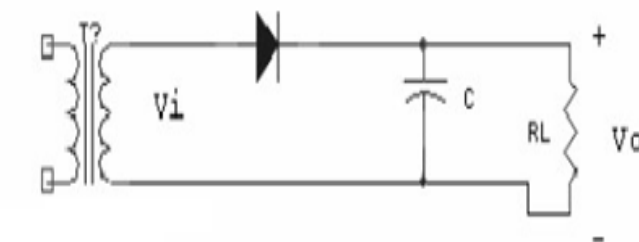


Figura 8.8

Todo lo que se diga en este apartado es aplicable también en el caso de usar el filtro en un rectificador en puente (ésta práctica). Cuando el diodo conduce, el condensador se carga a la tensión de pico  $V_{\max}$ . Una vez rebasado el pico positivo el diodo se corta. ¿Por qué? Porque debido a que el condensador tiene una tensión  $V_{\max}$  entre sus extremos, como la tensión en el secundario del transformador es un poco menor que  $V_{\max}$ , el cátodo del diodo está a más tensión que el ánodo. Con el diodo en corte el condensador se encarga de alimentar a la carga, lo que provoca que se vaya descargando. Durante este tiempo que el diodo no conduce, el condensador tiene que evitar que la tensión en la carga no baje mucho, lo que se consigue con un valor de capacidad suficientemente grande.

Cuando la tensión del secundario del transformador se acerca de nuevo su pico, el diodo conduce brevemente recargando el condensador a la tensión de pico. En otras palabras, la tensión del condensador es aproximadamente igual a la tensión de pico del secundario del transformador (despreciando la caída en el diodo). La tensión  $V_o$  presenta la forma mostrada en la figura 8.9.

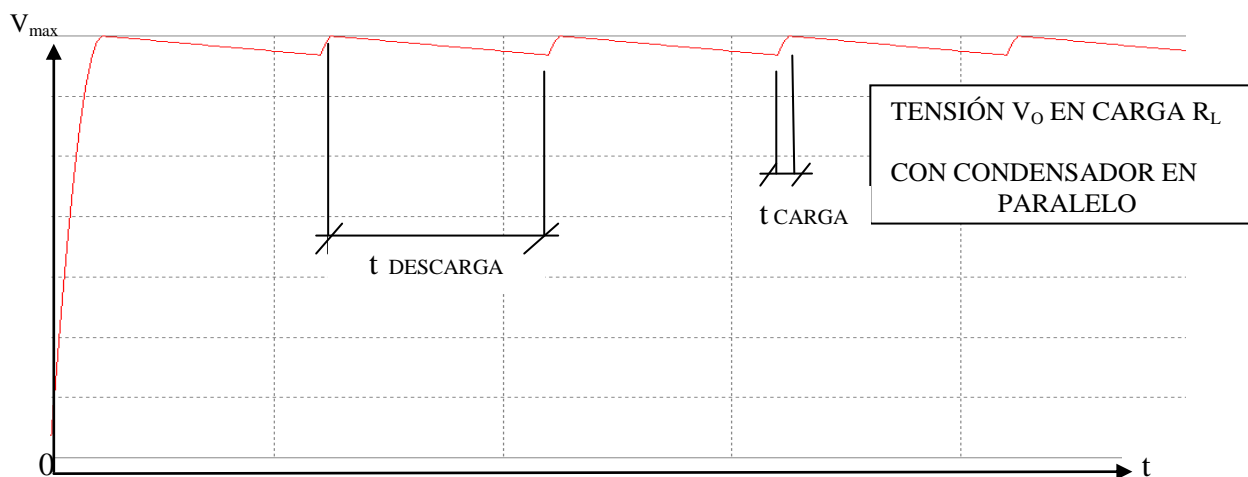


Figura 8.9

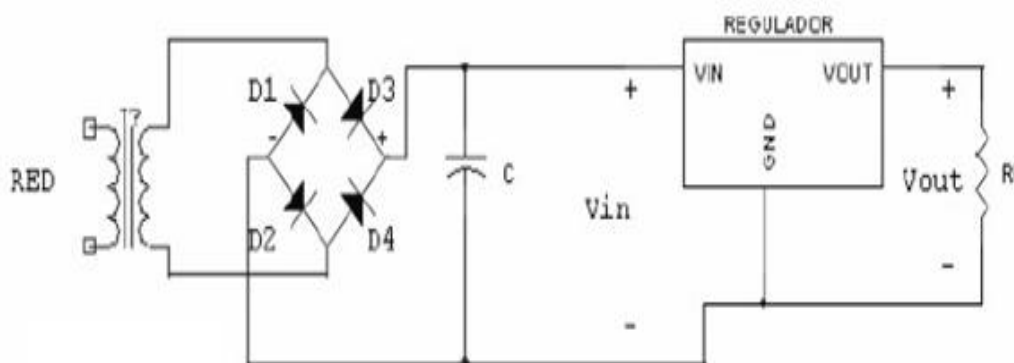
La tensión en la carga es ahora casi una tensión ideal. Sólo queda un pequeño rizado originado por la carga y descarga del condensador.

Para reducir este rizado se puede recurrir a un regulador o estabilizador de tensión lineal. Adicionalmente, como la tensión de red presenta cierta variación en su valor de pico, el circuito regulador deberá proporcionar una salida continua de valor constante independientemente de que el valor de  $V_0$  mostrado en la figura 8.9 varía su amplitud. Los reguladores lineales sólo pueden conseguir este objetivo sólo se puede conseguir si, aún en el peor caso, la tensión del condensador es siempre superior al valor de tensión de salida deseado.

### 8.3.4 El regulador

El regulador que se utiliza en esta práctica es el 7805, cuyas hojas de características se muestran en el ANEXO.

Este sería el esquema final de la fuente de alimentación AC/DC regulada.



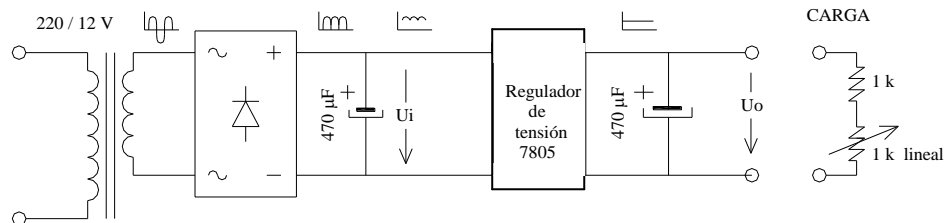
Las ideas básicas de funcionamiento de un regulador de este tipo son:

1. La tensión entre los terminales  $V_{out}$  y GND es de un valor fijo, no variable.
2. La corriente que entra o sale por el terminal GND es prácticamente nula y no se tiene en cuenta para analizar el circuito de forma aproximada. Funciona simplemente como referencia para el regulador.
3. La tensión de entrada  $V_{in}$  deberá ser siempre unos 2 o 3V superior a la de  $V_{out}$  para asegurarnos el correcto funcionamiento.
4. Entre los terminales VIN y VOUT se encuentra un transistor con el colector conectado a VIN y el emisor conectado a VOUT. El transistor funciona en la región activa, de forma que adecúa la tensión Colector-Emisor a la diferencia de tensión que en cada momento existe entre la entrada, variable, y la salida, estable. Es decir se comporta como una resistencia autoajustable que garantiza siempre que la tensión de salida sea la deseada.

Finalmente, y a modo de ejemplo se comentan dos tipos de reguladores comerciales frecuentemente utilizados, si bien existen muchos más:

- Reguladores de la serie 78XX. Los dígitos XX indican la tensión de salida que proporciona el regulador (en esta práctica se ha utilizado el 7805).
- Regulador ajustable LM317. Añadiendo un par de resistencias externas, este circuito permite ajustar la tensión de salida a un valor concreto deseado.

## 8.4 MONTAJE PRÁCTICO



Monta una fuente de alimentación, con una salida de +5V. Para ello utiliza el CI 7805 además de los componentes necesarios.

Lista de componentes necesarios:

- Transformador de 220V a 12V.
- Un puente de diodos monofásico.
- $C_1$ : 470uf, electrolítico.
- $C_2$ : 470uf, electrolítico.
- Regulador de tensión 7805.
- $R_1$  y  $R_2$ : 1k, 1W

Cuestiones teóricas:

- Monta el circuito de la fuente de tensión de la figura anterior.
- Representa las formas de onda a la salida de cada componente (Transformador, puente de diodos, filtro, regulador...). Verifica que se asemejan a las teóricas.
- ¿Cuánta potencia consume la carga?
- Observa y mide en el osciloscopio la tensión de rizado en bornes del condensador y en bornes de la carga. ¿Qué se concluye? ¿cómo podría reducirse?
- Pregunta teórica: ¿Cómo observarías en el osciloscopio, la forma de onda de la corriente que circula por el secundario del transformador?



# ANEXOS

# PRÁCTICA 8

**SUMARIO DE LOS ANEXOS**

**ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL REGULADOR DE TENSIÓN**

7805

ANEXO A: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS DEL REGULADOR DE TENSIÓN 7805

# KA78XX/KA78XXA

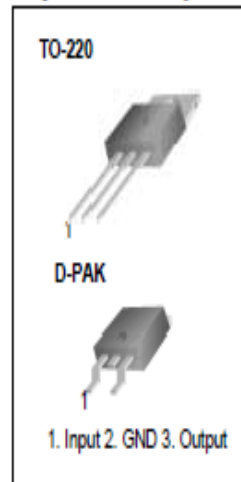
## 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

### Features

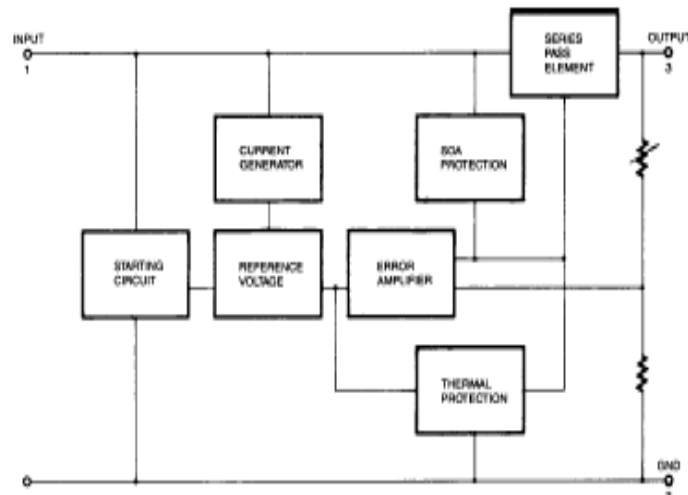
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

### Description

The KA78XX/KA78XXA series of three-terminal positive regulator are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



### Internal Block Diagram



## Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for $V_O = 5V$ to $18V$ ) (for $V_O = 24V$ )	$V_I$	35	V
	$V_I$	40	V
Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)	$R_{\theta JC}$	5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)	$R_{\theta JA}$	65	$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range (KA78XX/A/R)	$T_{OPR}$	0 ~ +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	$T_{STG}$	-65 ~ +150	$^{\circ}C$

## Electrical Characteristics (KA7805/KA7805R)

(Refer to test circuit,  $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$ ,  $I_O = 500mA$ ,  $V_I = 10V$ ,  $C_I = 0.33\mu F$ ,  $C_O = 0.1\mu F$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	KA7805			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	$V_O$	$T_J = +25^{\circ}C$	4.8	5.0	5.2	V	
		$5.0mA \leq I_O \leq 1.0A$ , $P_O \leq 15W$ $V_I = 7V$ to $20V$	4.75	5.0	5.25		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_O = 7V$ to $25V$	-	4.0	100	mV
			$V_I = 8V$ to $12V$	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}C$	$I_O = 5.0mA$ to $1.5A$	-	9	100	mV
			$I_O = 250mA$ to $750mA$	-	4	50	
Quiescent Current	$I_Q$	$T_J = +25^{\circ}C$	-	5.0	8.0	mA	
Quiescent Current Change	$\Delta I_Q$	$I_O = 5mA$ to $1.0A$	-	0.03	0.5	mA	
		$V_I = 7V$ to $25V$	-	0.3	1.3		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}C$	
Output Noise Voltage	$V_N$	$f = 10Hz$ to $100KHz$ , $T_A = +25^{\circ}C$	-	42	-	$\mu V/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $V_O = 8V$ to $18V$	62	73	-	dB	
Dropout Voltage	$V_{Drop}$	$I_O = 1A$ , $T_J = +25^{\circ}C$	-	2	-	V	
Output Resistance	$r_O$	$f = 1KHz$	-	15	-	$m\Omega$	
Short Circuit Current	$I_{SC}$	$V_I = 35V$ , $T_A = +25^{\circ}C$	-	230	-	mA	
Peak Current	$I_{PK}$	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A	

### Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

## Electrical Characteristics (KA7805A)

(Refer to the test circuits.  $0^{\circ}\text{C} < T_J < +125^{\circ}\text{C}$ ,  $I_O = 1\text{A}$ ,  $V_I = 10\text{V}$ ,  $C_I = 0.33\mu\text{F}$ ,  $C_O = 0.1\mu\text{F}$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
Output Voltage	$V_O$	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	4.9	5	5.1	V	
		$I_O = 5\text{mA to } 1\text{A}$ , $P_O \leq 15\text{W}$ $V_I = 7.5\text{V to } 20\text{V}$	4.8	5	5.2		
Line Regulation (Note1)	Regline	$V_I = 7.5\text{V to } 25\text{V}$ $I_O = 500\text{mA}$	-	5	50	mV	
		$V_I = 8\text{V to } 12\text{V}$	-	3	50		
		$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 7.3\text{V to } 20\text{V}$	-	5		50
			$V_I = 8\text{V to } 12\text{V}$	-	1.5		25
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$ $I_O = 5\text{mA to } 1.5\text{A}$	-	9	100	mV	
		$I_O = 5\text{mA to } 1\text{A}$	-	9	100		
		$I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$	-	4	50		
Quiescent Current	$I_Q$	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	5.0	6.0	mA	
Quiescent Current Change	$\Delta I_Q$	$I_O = 5\text{mA to } 1\text{A}$	-	-	0.5	mA	
		$V_I = 8\text{V to } 25\text{V}$ , $I_O = 500\text{mA}$	-	-	0.8		
		$V_I = 7.5\text{V to } 20\text{V}$ , $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	-	0.8		
Output Voltage Drift	$\Delta V/\Delta T$	$I_O = 5\text{mA}$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$	
Output Noise Voltage	$V_N$	$f = 10\text{Hz to } 100\text{KHz}$ $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	10	-	$\mu\text{V}/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$ , $I_O = 500\text{mA}$ $V_I = 8\text{V to } 18\text{V}$	-	68	-	dB	
Dropout Voltage	$V_{\text{Drop}}$	$I_O = 1\text{A}$ , $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2	-	V	
Output Resistance	$r_O$	$f = 1\text{KHz}$	-	17	-	m $\Omega$	
Short Circuit Current	$I_{\text{SC}}$	$V_I = 35\text{V}$ , $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	250	-	mA	
Peak Current	$I_{\text{PK}}$	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2.2	-	A	

### Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Change in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

## Typical Performance Characteristics

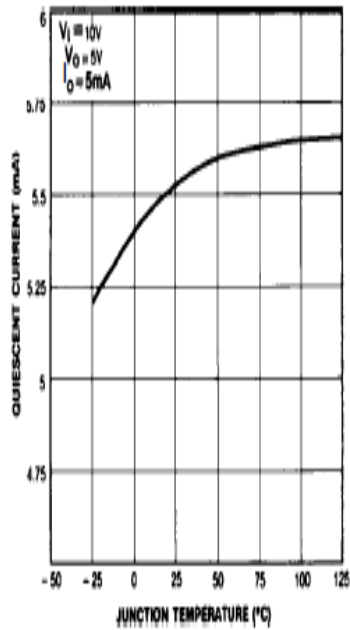


Figure 1. Quiescent Current

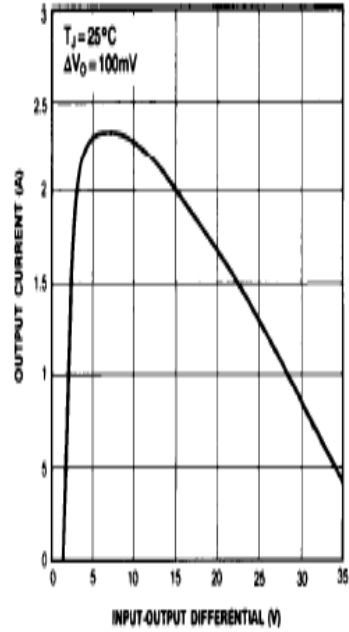


Figure 2. Peak Output Current

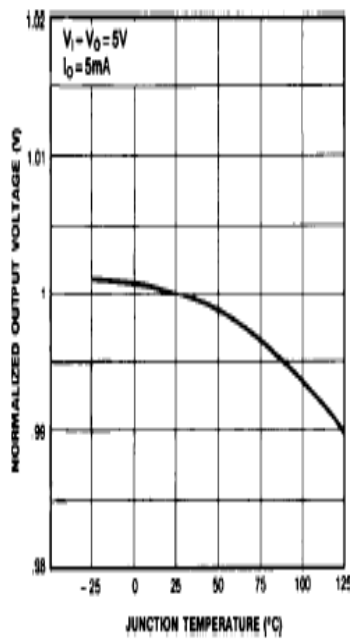


Figure 3. Output Voltage

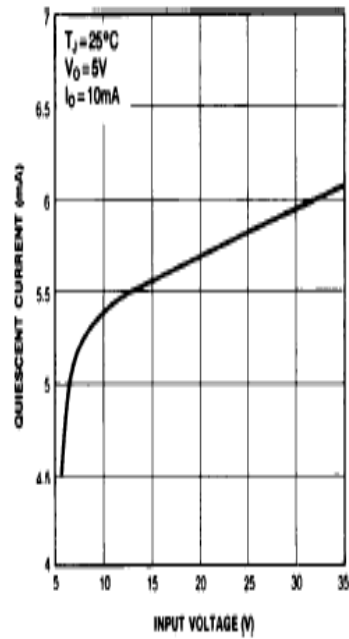


Figure 4. Quiescent Current

## Typical Applications

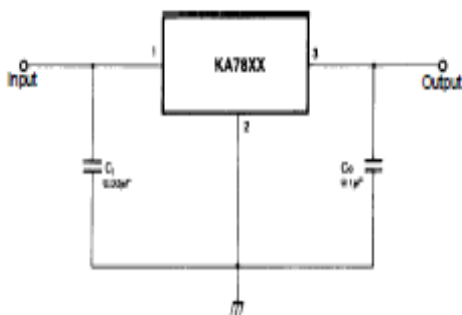


Figure 5. DC Parameters

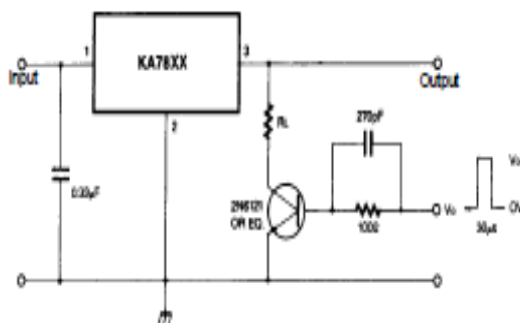


Figure 6. Load Regulation

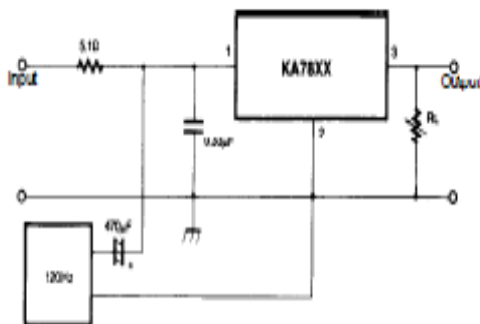


Figure 7. Ripple Rejection

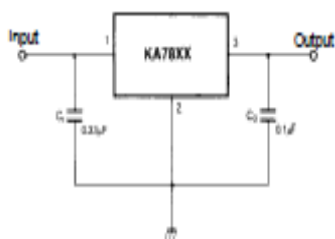


Figure 8. Fixed Output Regulator

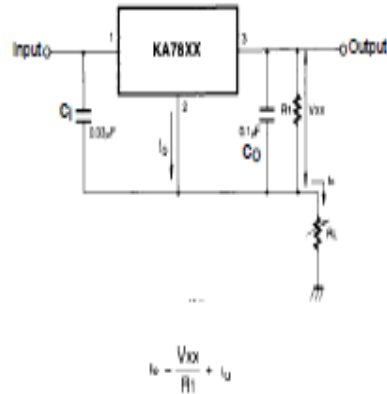
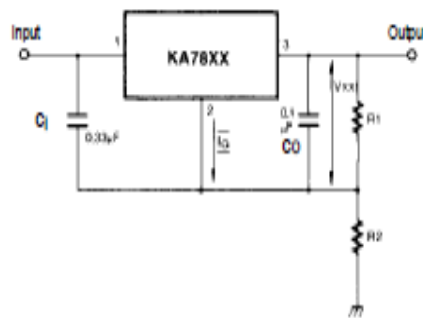


Figure 9. Constant Current Regulator

Notes:

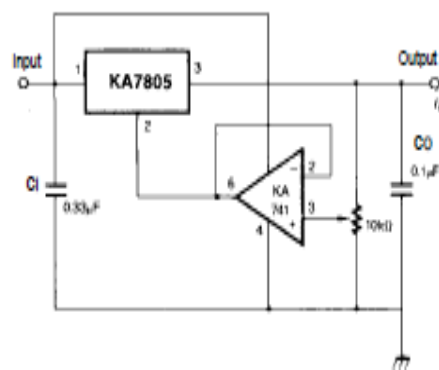
- (1) To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX." A common ground is required between the input and the Output voltage. The input voltage must remain typically 2.0V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.
- (2) C<sub>1</sub> is required if regulator is located an appreciable distance from power Supply filter.
- (3) C<sub>0</sub> improves stability and transient response.



$$I_{R1} \geq 5I_o$$

$$V_o = V_{XX}(1+R_2/R_1)+I_oR_2$$

Figure 10. Circuit for Increasing Output Voltage



$$I_{R1} \geq 5 I_o$$

$$V_o = V_{XX}(1+R_2/R_1)+I_oR_2$$

Figure 11. Adjustable Output Regulator (7 to 30V)



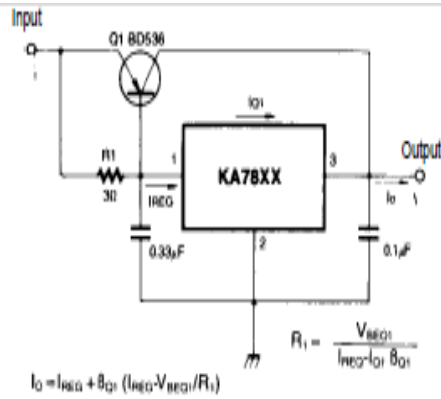


Figure 12. High Current Voltage Regulator

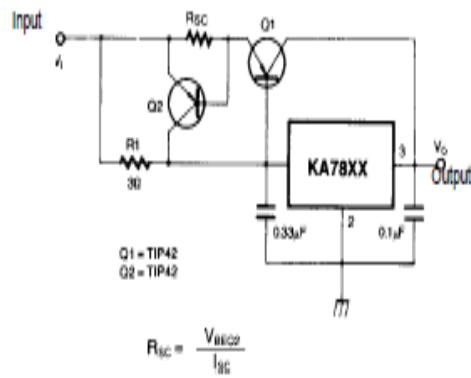


Figure 13. High Output Current with Short Circuit Protection

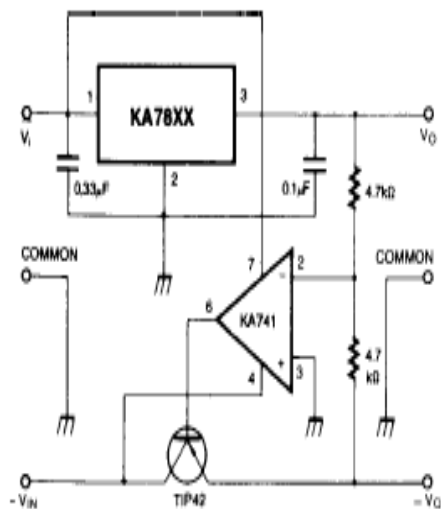


Figure 14. Tracking Voltage Regulator

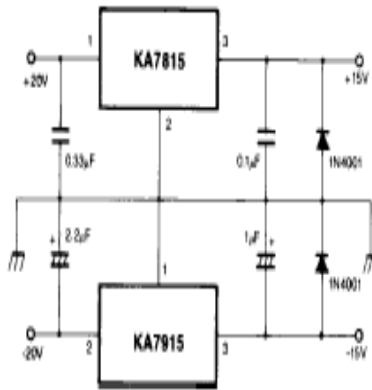


Figure 15. Split Power Supply ( $\pm 15V-1A$ )

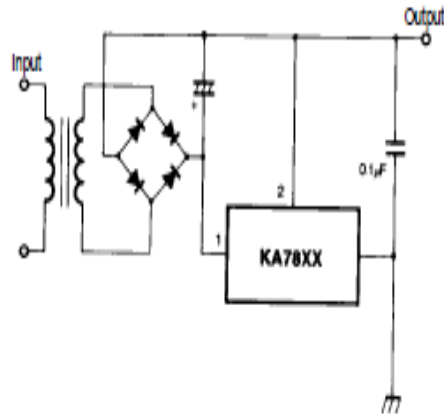


Figure 16. Negative Output Voltage Circuit

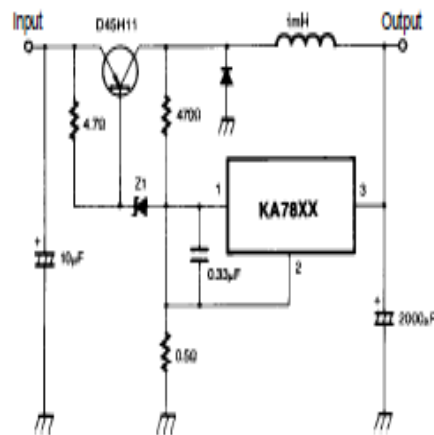


Figure 17. Switching Regulator

# Bibliografía

- [1] Boylestad – Nashelsky, “Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos”, Prentice Hall, 8ª Edición.
- [2] Malik, N. R, “Circuitos electrónicos, Análisis Simulación y Diseño”, Prentice Hall, 1ª Edición, May 1996.
- [3] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll, “Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales”, Prentice Hall, 5ª Edición.
- [4] Daniel W. Hart, “Electrónica de Potencia”, Pearson, 1997 Madrid.
- [5] UPNA. Apuntes de Electrónica Aplicada. Ingeniería Industrial.
- [6] Powersim Inc. , “PSIM User’s Guide”, Versión 6.0, June 2003.
- [7] Página web: [www. ladelec.com](http://www.ladelec.com)
- [8] Página web: [www. unicrom.com](http://www.unicrom.com)
- [9] Página web: [www. electronicafacil.net](http://www.electronicafacil.net)
- [10] Página web: [www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)





**Soluciones  
numéricas y gráficas  
de las prácticas  
de Electrónica  
Analógica, Digital y  
de Potencia**

Éste documento muestra las soluciones numéricas y gráficas de cada una de las prácticas que el alumno debe realizar de ésta asignatura.

Así mismo, como se podrá comprobar al comienzo de cada práctica, se redacta brevemente cada uno de los objetivos que el alumno debe alcanzar al final de cada una. Éstos son objetivos específicos y únicos.

No por ello hay que dejar de mencionar, que para alcanzar dichos objetivos, el alumno deberá saber manejar el osciloscopio, el polímetro, así como saber interpretar las hojas de especificaciones de cada componente.



# PRÁCTICA 1

## Introducción a los diodos

El objetivo principal de la Práctica 1 es que el alumno asimile correctamente:

- La característica de tensión y corriente en polarización directa e inversa de un diodo.
- El diseño del circuito básico de polarización en función del tipo de diodo y su aplicación.

Del mismo modo se pretende conseguir que el alumno sea capaz de conocer las principales características de los diferentes diodos que se estudian, así como sus analogías y diferencias.

Los conceptos básicos que deben saber de cada uno de los diodos son los siguientes:

#### 1- LED

- Para que emita luz ha de circular corriente de ánodo a cátodo, es decir, el diodo debe estar polarizado en directa.
- Un diodo LED polarizado en inversa no emite luz (circuito abierto)
- Un diodo siempre es necesario añadirle una resistencia en serie para no dañarlo.

#### 2- RECTIFICADOR

- Su principal característica es que su tensión umbral de polarización directa está en torno a 0.6V.
- Un diodo rectificador no trabaja en inversa.
- Los modelos de aproximación del diodo rectificador:  
a. Modelo I b. Modelo II c. Modelo III

#### 3- ZENER

- Su característica más importante es que es capaz de soportar niveles altos de corriente en TENSIÓN INVERSA.
- En polarización directa actúa como el rectificador. Su tensión umbral es 0.6V.
- Su principal aplicación es como regulador de voltaje.

#### 4- FOTODIODO

- Absorbe energía de una fuente de radiación y la transforma en corriente eléctrica.
- Puede trabajar como sensor o como generador.

Para todo ello, se han planteado los siguientes ejercicios prácticos.

## EJERCICIOS PRÁCTICOS

### DIODO LED

#### Montaje 1:

- Realiza el montaje del circuito representado en la figura 1.4

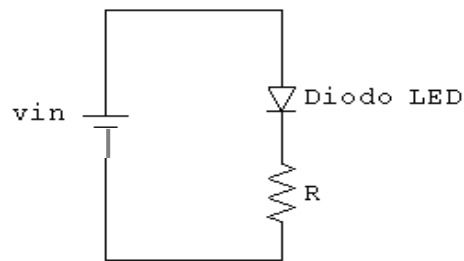


Figura 1.4

#### **Caso A:**

LED: Led rojo;  $V_{in} = 3V$ .

1.  $R = 220\Omega$ .
2.  $R = 330\Omega$ .
3.  $R = 1k\Omega$ .

#### **Caso B:**

LED: Led verde;  $V_{in} = 6V$ .

1.  $R = 220\Omega$ .
2.  $R = 330\Omega$ .
3.  $R = 1k\Omega$ .

- **Cuestiones teóricas:**

1. Calcula, la tensión que cae en el diodo y la corriente que circula por él, para los casos anteriores.

**Para resolver ésta primera cuestión nos ayudamos del polímetro. Con él medimos, la caída de tensión y la corriente que circula por el LED y la caída de tensión en cada una de las resistencias.**

**CASO A: LED ROJO;  $V_{in} = 3V$**

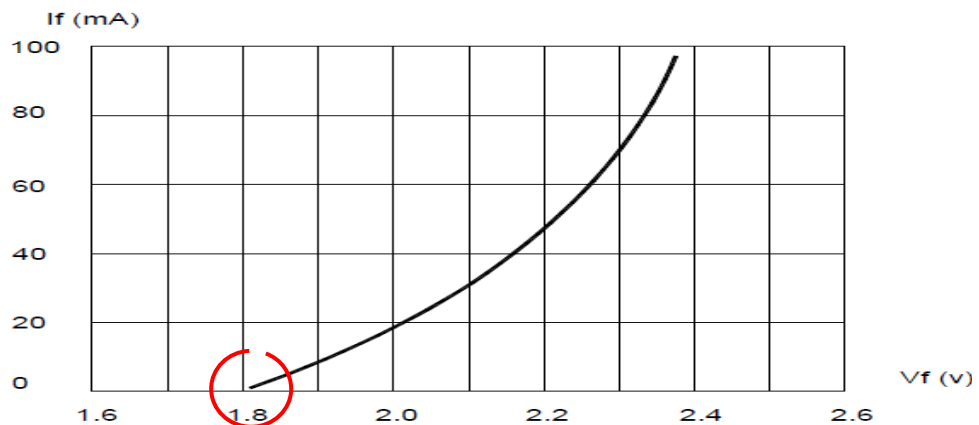
<b><u><math>R = 220\Omega</math></u></b>	<b><u><math>R = 330\Omega</math></u></b>	<b><u><math>R = 1k</math></u></b>
<b><math>V_d = 1.86V</math></b>	<b><math>V_d = 1.84V</math></b>	<b><math>V_d = 1.78V</math></b>
<b><math>V_R = 1.14V</math></b>	<b><math>V_R = 1.16V</math></b>	<b><math>V_R = 1.22V</math></b>
<b><math>I_d = 5.18mA</math></b>	<b><math>I_d = 3.51mA</math></b>	<b><math>I_d = 1.22mA</math></b>

**CASO B: LED VERDE;  $V_{in} = 6V$**

<b><u><math>R = 220\Omega</math></u></b>	<b><u><math>R = 330\Omega</math></u></b>	<b><u><math>R = 1k</math></u></b>
<b><math>V_d = 2.13V</math></b>	<b><math>V_d = 2.06V</math></b>	<b><math>V_d = 1.945V</math></b>
<b><math>V_R = 3.89V</math></b>	<b><math>V_R = 3.96V</math></b>	<b><math>V_R = 4.08V</math></b>
<b><math>I_d = 17.68mA</math></b>	<b><math>I_d = 11.75mA</math></b>	<b><math>I_d = 4.08mA</math></b>

2. ¿Concuerdan los resultados anteriores con los que se pueden ver en las gráficas tensión-corriente de las hojas de características?

**Como puede observarse en la gráfica, la escala corriente-tensión del LED rojo no representa con exactitud los datos deseados. Pero se puede interpretar con claridad que para las tensiones que obtenemos nosotros, las corrientes son casi inexistentes.**



**Fig.2 Forward Current vs. Forward Voltage**

Lo mismo ocurre para el caso del LED verde. Aunque las corrientes que se manejan en este caso son mayores que con el LED rojo, la escala corriente-tensión tampoco es la adecuada para poder interpretar resultados.

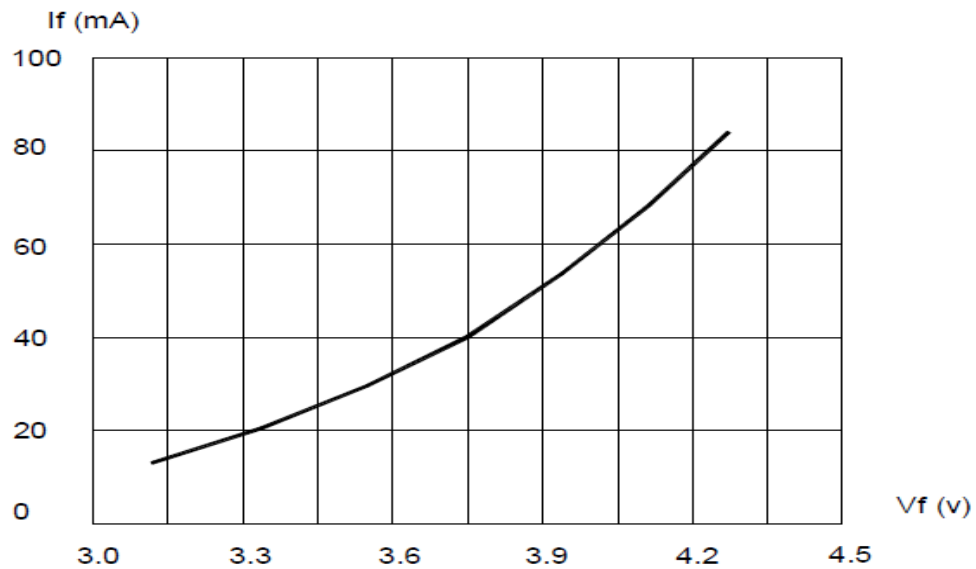
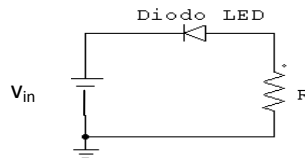


Fig.2 Forward Current vs. Forward Voltage

3. ¿Qué ocurre si invertimos la posición del diodo? Justifícalo.



Tal y como se ha visto en teoría y cómo se ha podido leer en el guión de la práctica, podemos decir que lo que ocurre es que no “pasa” nada, el LED no se ilumina.

Se justifica diciendo que el diodo LED solamente conduce corriente en directa, en inversa, no.

**Montaje 2:**

- Con ayuda del generador de ondas, realiza el montaje de la figura 1.5

$$V_{in} \text{ pico senoidal} = 7V$$

$$f = 1Hz$$

$$R = 330\Omega$$

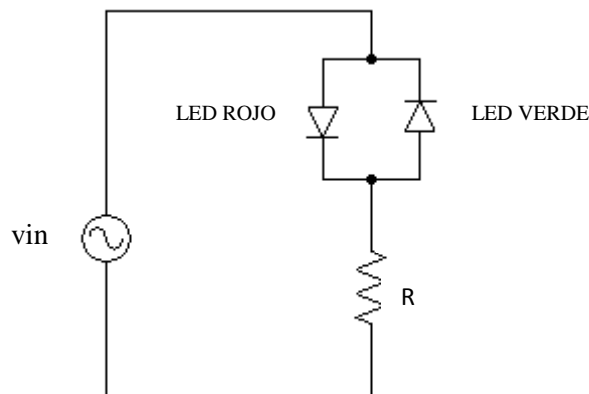


Figura 1.5

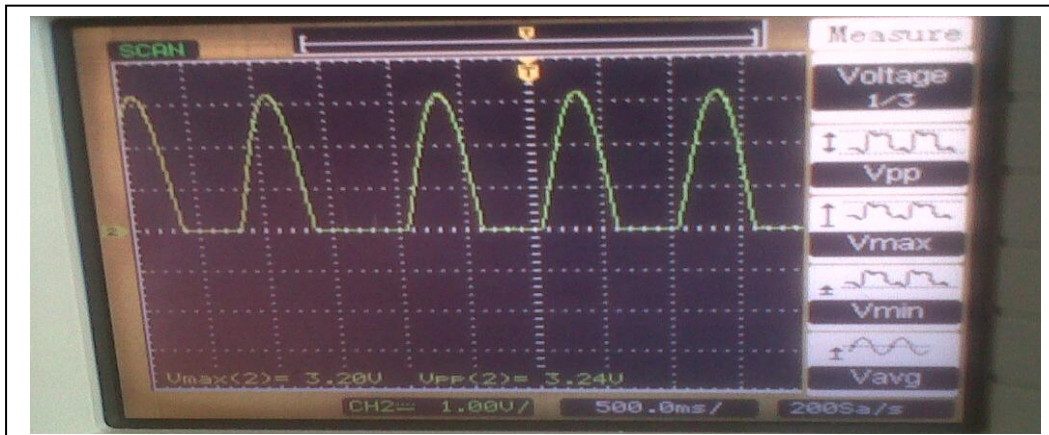
**Cuestiones teóricas:**

1. ¿Qué es lo que ocurre?, ¿a qué es debido?

**Lo que ocurre es que solamente se ilumina uno de los LED.**

**Se debe a que (aunque la señal de entrada sea senoidal y como tal, tenga un semiciclo positivo (tensión positiva) y un semiciclo negativo (tensión negativa)) el LED cómo se ha estudiado, sólo conduce en directa, es decir, tensión positiva por lo que es lógico que sólo se ilumine el LED que la recibe.**

2. Dibuja con ayuda del osciloscopio la forma de onda de tensión en la resistencia.



3. ¿Qué ocurre si se sube la frecuencia hasta 100Hz?

**Lo que ocurre es que al ser una frecuencia tan alta, el ojo ve al LED constantemente encendido. Como si de una luz fija se tratara.**

## EJERCICIOS PRÁCTICOS

### DIODO RECTIFICADOR

#### Montaje 1:

El objetivo práctico de este montaje es familiarizarse con los modelos I, II y III del diodo.

1. ¿Cómo podemos ver que un diodo se encuentra en buen estado por medio del polímetro?

NOTA: - Aisla el diodo del circuito.

- Haz uso de la función del polímetro que aparece indicada por .

2. Realiza el montaje del circuito representado en la figura 1.11.

$$V_{in} = 10V.$$

Caso 1:  $R = 1k\Omega$ .

Caso 2:  $R = 10k\Omega$ .

Caso 3:  $R = 100k\Omega$ .

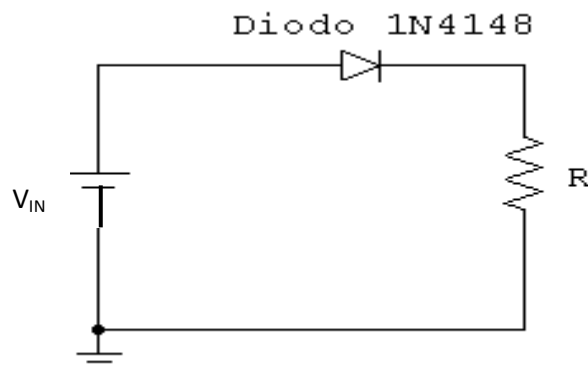


Figura 1.11

3. Obtén mediante el polímetro la tensión sobre el diodo  $V_D$  y la tensión que cae sobre la resistencia  $V_R$  para los casos especificados.

**Con el polímetro, calculamos que:**

**R = 1k**

**R = 10k**

**R = 100k**

**$V_d = 0.724V$**

**$V_d = 0.608V$**

**$V_d = 0.500V$**

**$V_R = 9.35V$**

**$V_R = 9.45V$**

**$V_R = 9.50V$**

**Como es lógico, se deduce que a medida que se aumenta la R mayor es la caída de potencial en ella y menor en el diodo.**

4. Con los datos del apartado 3 correspondientes a los 3 casos (1k $\Omega$ , 10k $\Omega$ , 100k $\Omega$ ):

- Calcula la corriente  $I_D$  que circula por el diodo.
- Comprueba la precisión de los datos que proporciona el diagrama

**Es un apartado fácil de realizar, se puede hacer con la ayuda del polímetro o mediante la ecuación:  $V_R = R \cdot I_R$ , dónde  $I_R = I_D$ .**

**En éste caso el alumno lo hará con el instrumento de medida (polímetro).**

**R = 1k (azul)**

**R = 10k (verde)**

**R = 100k (morado)**

**$V_d = 0.724V$**

**$V_d = 0.608V$**

**$V_d = 0.500V$**

**$V_R = 9.35V$**

**$V_R = 9.45V$**

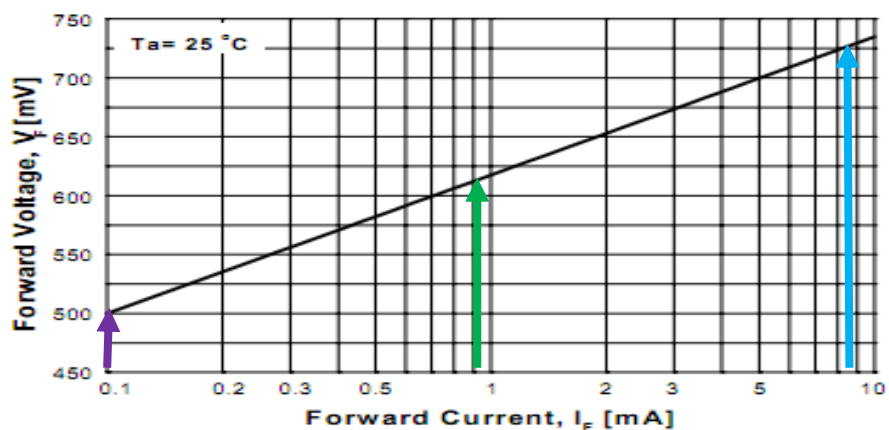
**$V_R = 9.50V$**

**$I_d = 9.30mA$**

**$I_d = 0.95mA$**

**$I_d = 0.11mA$**

**Como puede observarse existe una gran precisión entre los datos obtenidos y los que muestra la gráfica.**



**Figure 4. Forward Voltage vs Forward Current  
 VF - 0.1 to 10 mA**



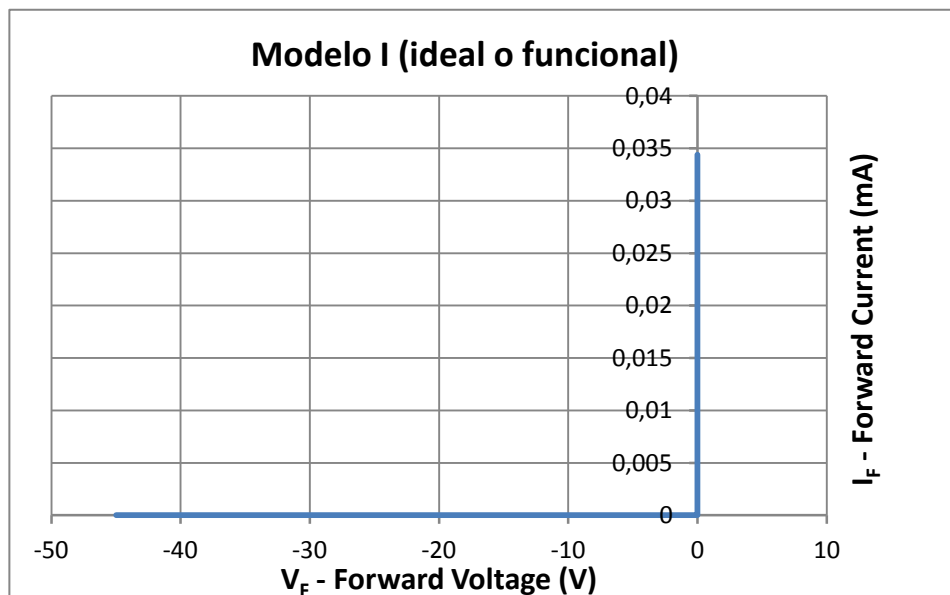
5. Ahora se va a analizar la utilización y precisión de los modelos I y II a la hora de predecir el comportamiento del circuito montado en esta prueba.

Para ello:

- Calcula el valor de corriente y tensión en la resistencia con el modelo I.

**El modelo I es el más sencillo, nos muestra que el diodo conduce en polarización directa, con tensión umbral cero, y sin mostrar incremento en la corriente. En directa el diodo se comporta como un cortocircuito y en inversa como un circuito abierto.**

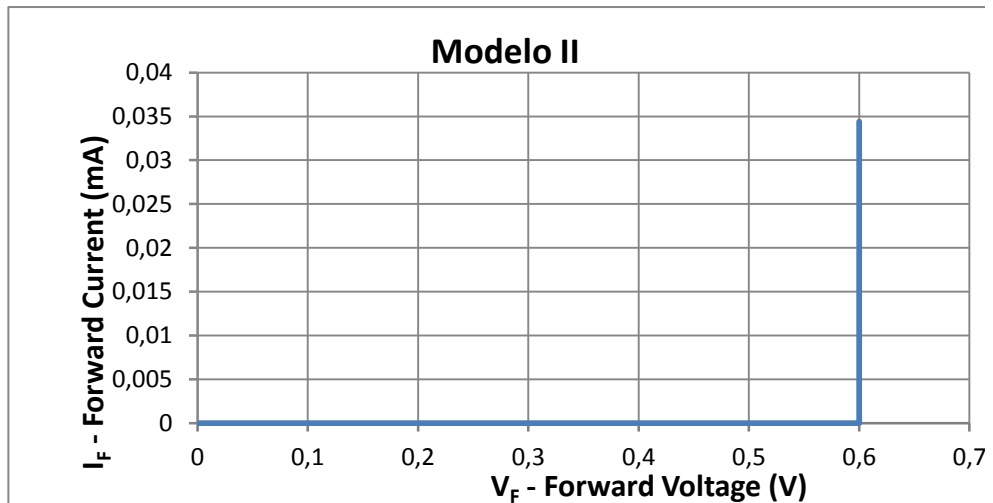
**Se representa en la siguiente figura:**



**Por lo que toda la tensión cae en la resistencia.**

- Calcula el valor de corriente y tensión en la resistencia con el modelo II.

**El modelo II incorpora la tensión umbral del diodo. A partir de 0.6V, el diodo comienza a conducir corriente. Permite obtener una primera estimación sobre la pérdida de potencia del diodo. La gráfica de este modelo es la siguiente:**



**La tensión que cae en la resistencia en este caso será la de entrada menos la tensión umbral (0.6V) de el diodo.**

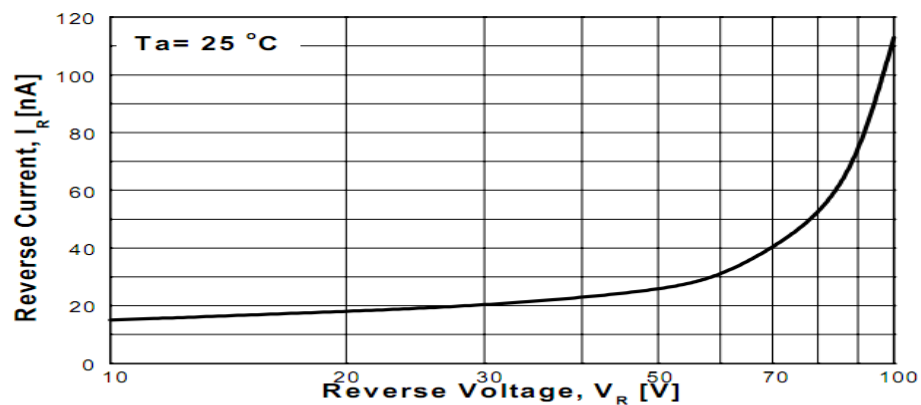
- ¿Cuál es el porcentaje de error en la estimación de esas dos variables al utilizar un modelo u otro?

6. Con ayuda de las hojas de características, razona: ¿qué corriente circularía por el diodo si la fuente de tensión fuera de -9V? Si en las mismas condiciones pudieramos subir la fuente hasta -150V, ¿circularía corriente?

**En las hojas de características se puede observar que:**

**Para la tensión de -10V, la corriente inversa que circula sería de unos 19nA.**

**Para la tensión inversa de -100V, la corriente inversa toma valores significativos y es cuando el diodo comienza a soportar pérdidas de potencia.**



GENERAL RULE: The Reverse Current of a diode will approximately double for every ten (10) Degree C increase in Temperature  
**Figure 2. Reverse Current vs Reverse Voltage**  
**IR - 10 to 100 V**

### Montaje 2:

El objetivo práctico en estos ejercicios es que la resistencia del circuito de carga, reciba sólo tensión positiva.

- Realiza el montaje de la figura 1.12, utilizando como resistencia de carga un valor de  $R = 1k\Omega$  en serie con el diodo.  $V_{in} = 10V$  senoidal,  $f=100Hz$

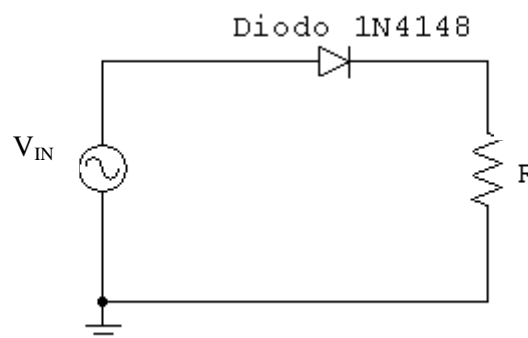
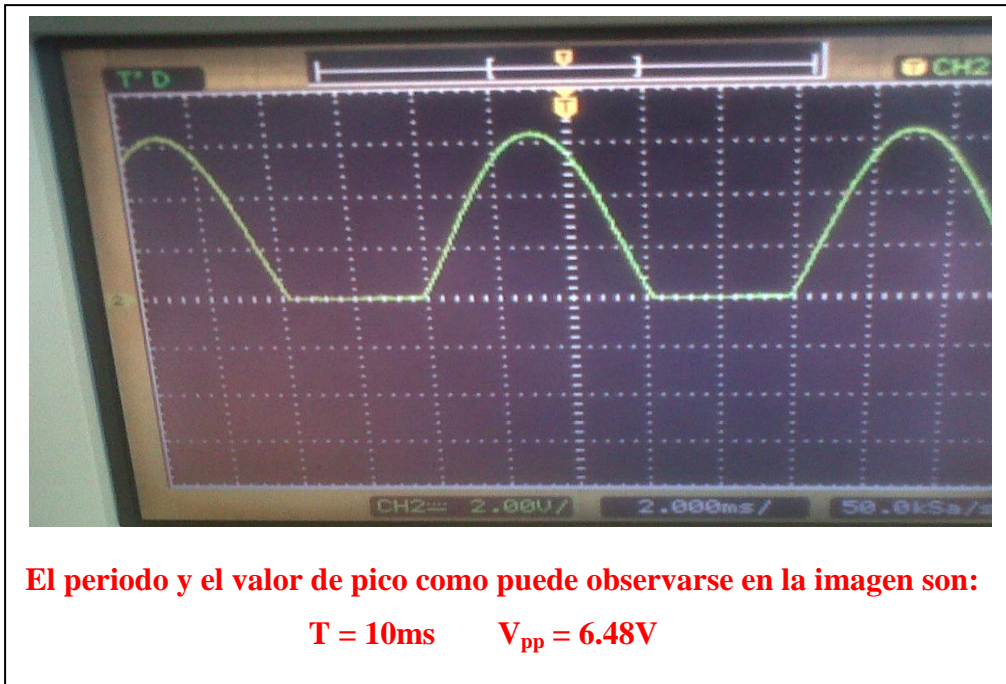


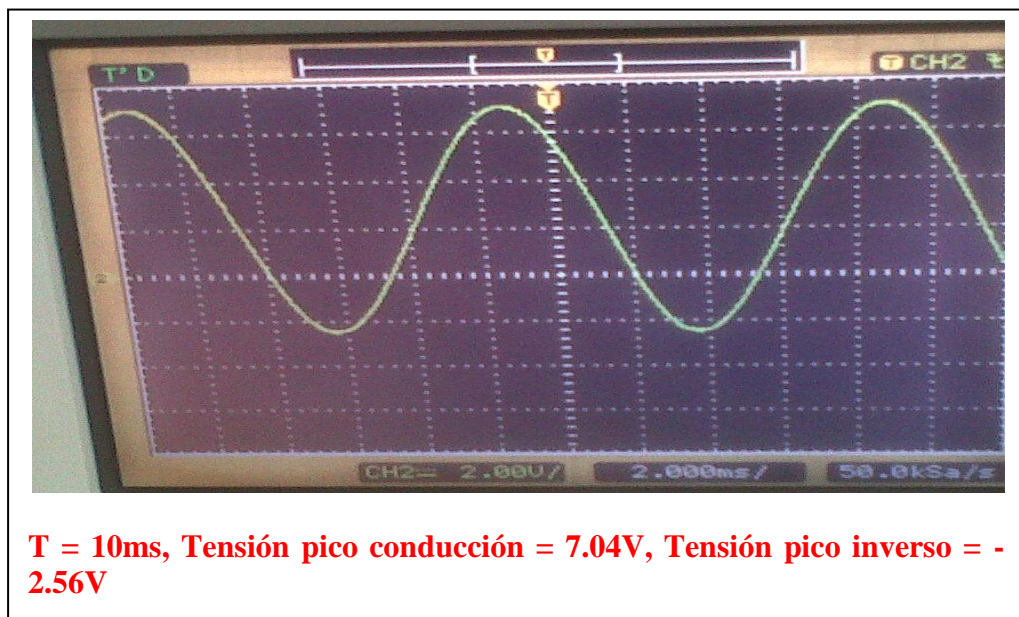
Figura 1.12

2. Observa con ayuda del osciloscopio, la forma de onda de la tensión en la resistencia la carga, así como su periodo y valores de pico.



3. Registra la forma de onda de la tensión en el diodo, anotando su periodo, tensión de pico inverso y tensión de pico en conducción.

Para realizar el registro de la forma de onda correspondiente al semiciclo que conduce, alinea el amplificador vertical del osciloscopio en una escala en la que se pueda apreciar con comodidad, tanto el valor de la tensión umbral  $V_\gamma$  como la caída de tensión adicional debida a su resistencia.



4. ¿Qué diferencia existirá en la tensión de salida, tensión en la resistencia  $R_L$ , si se utiliza un diodo LED en lugar de un diodo rectificador?

**La diferencia entre un diodo LED y un diodo rectificador, es que éste último conduce corriente tanto en directa como en inversa, mientras que el LED no.**

**Por lo que en la carga, cómo se ha observado en gráficas anteriores, para el caso del LED sólo caerá tensión en los semiciclos positivos de tensión de la onda.**

## EJERCICIOS PRÁCTICOS

### DIODO ZENER

1. Monta el circuito de la figura 1.16.

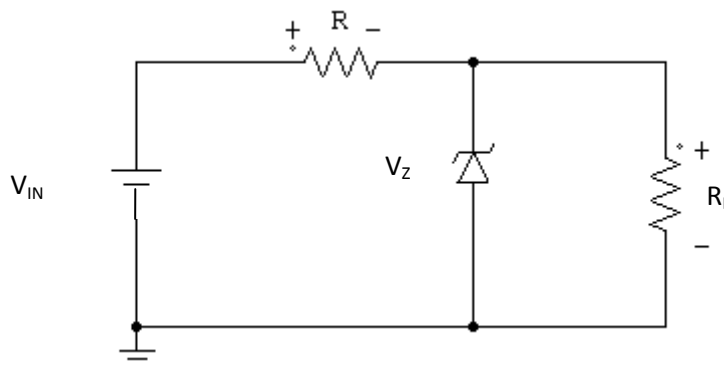


Figura 1.16

$$V_{in} = 16V$$

Diodo Zener BZX85C con  $V_Z = 10V$

$$R = 1k\Omega$$

**Caso A:**

$$R_L = 1.2k\Omega$$

**Caso B:**

$$R_L = 2k\Omega$$

2. Calcula la tensión  $V_L$  que cae sobre la carga, la tensión  $V_R$  que cae sobre la resistencia, la corriente  $I_Z$  que circula por el diodo Zener y la potencia  $P_Z$  que disipa el diodo para cada uno de los casos.

**Para el cálculo de estas medidas nos ayudamos cómo hasta ahora del polímetro.**

**CASO A:  $R_L = 1.2k$**

$$V_L = 8.77V$$

$$V_R = 7.29V$$

$$I_Z = 0$$

$$V_Z = 8.77V$$

$$P_Z = V_Z \cdot I_Z = 0$$

**CASO B:  $R_L = 2k7$**

$$V_L = 10V$$

$$V_R = 6V$$

$$I_Z = 2.33mA$$

$$V_Z = 10V$$

$$P_Z = V_Z \cdot I_Z = 10 \cdot 2.33 = 23.3mW$$

3. Determina por medio de un análisis teórico, utilizando el modelo del diodo zener, los siguientes valores:
- el valor de la corriente y tensión que se esperarían en la carga  $R_L$ .
  - la potencia disipada en el diodo Zener.

## EJERCICIOS PRÁCTICOS

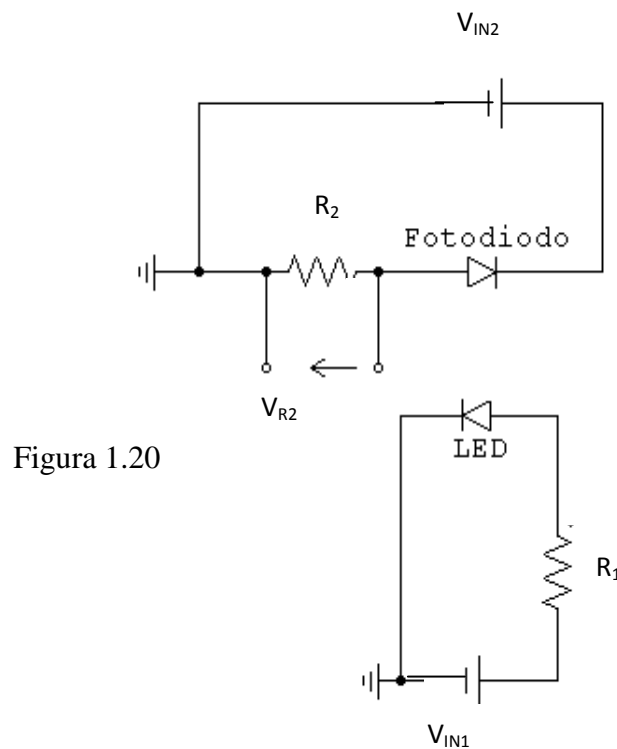
### FOTODIODO

#### Montaje 1:

En este primer montaje el diodo actuará como sensor y estará polarizado en inversa.

Para llevar a cabo el montaje, se necesita un diodo LED, que iluminará constantemente al fotodiodo a estudio. Para ello:

1. Monta el circuito (Figura 1.20) siguiente.



$$V_{in1} = 0V \longrightarrow 10V$$

$$R_1 = 330\Omega$$

$$V_{in2} = 15V$$

$$\left\{ \begin{array}{l} - R_2 = 1k\Omega \\ - R_2 = 10k\Omega \\ - R_2 = 100k\Omega \end{array} \right.$$

2. Calcula la corriente que circula por el fotodiodo y la caída de tensión en la resistencia  $R_2$  (para todos los valores  $1k\Omega$ ,  $10k\Omega$ ,  $100k\Omega$ ) y para los siguientes casos:

- Caso A: LED no se encuentra alimentado.
- Caso B: LED alimentado a 5V.
- Caso C: LED alimentado a 10V.

### Montaje 2:

En este segundo montaje el diodo actuará como generador.

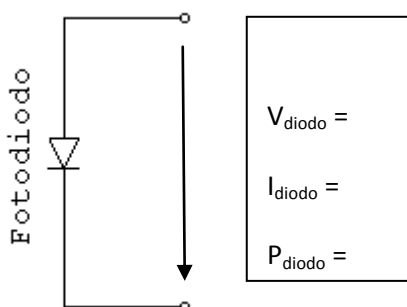
Igualmente, se realiza una comparación entre el funcionamiento de un fotodiodo y de un diodo rectificador como el visto con anterioridad, para los siguientes casos:

- Caso A: Montaje del fotodiodo en vacío.  
Montaje del diodo rectificador en vacío.
- Caso B: Montaje del fotodiodo con resistencia ( $R = 220k\Omega$ )  
Montaje del diodo rectificador con resistencia ( $R = 220k\Omega$ )
- Caso C: Montaje de dos fotodiodos en serie con ( $R = 330k\Omega$ )
- Caso D: Montaje de dos fotodiodos en paralelo con ( $R = 330k\Omega$ )

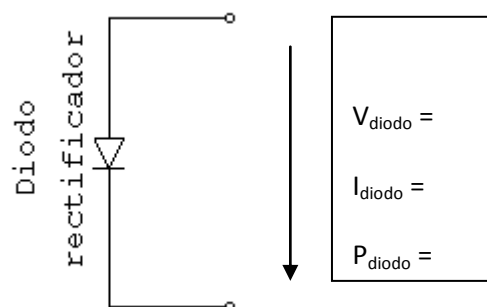
Para todos los casos se pide, calcular la corriente que circula por los diodos, la tensión y la potencia que se suministra en cada caso.

### • CASO A

#### Fotodiodo en vacío



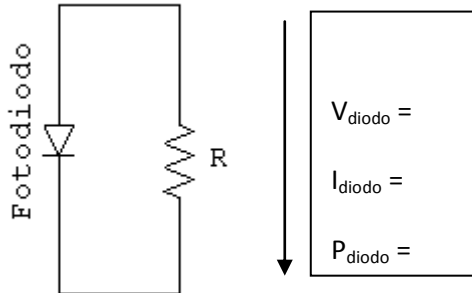
#### Diodo rectificador en vacío



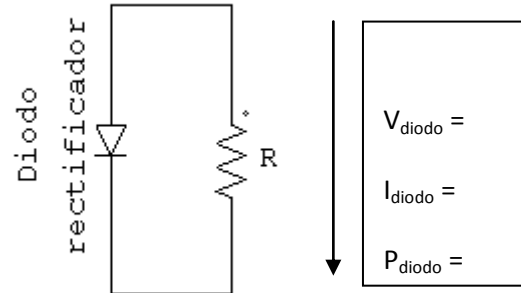


• CASO B

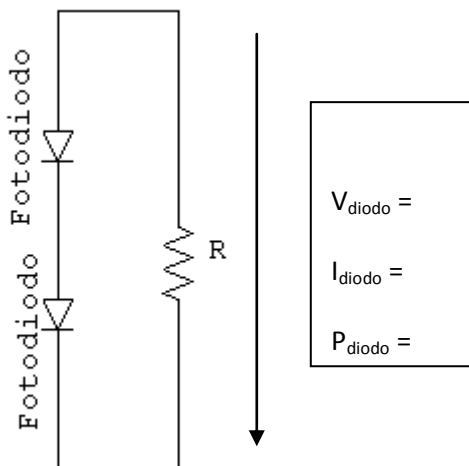
Fotodiodo con carga



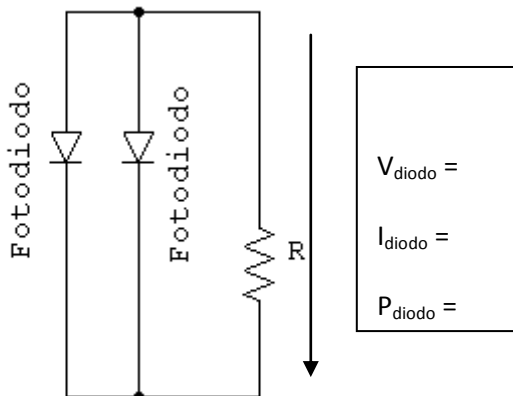
Diodo rectificador con carga



• CASO C



• CASO D



# PRÁCTICA 2

## Amplificación de tensión mediante Transistor de Unión Bipolar NPN

Los objetivos de esta Práctica 2 son que el alumno afiance y ponga en práctica lo siguiente:

- La polarización de un transistor.
- La amplificación de tensión en un transistor.
- Funcionamiento del transistor como interruptor.

De ahí, que deba saberse que:

- La polarización se logra a través de los circuitos de polarización que fijan la corriente y tensión en el PUNTO DE TRABAJO.
- Que los circuitos de polarización que se ven son:
  1. Polarización de base.
  2. Polarización por divisor de tensión con  $R_e$ .

Para conseguir dichos objetivos, se plantean los siguientes ejercicios.

## EJERCICIOS PRÁCTICOS.

- POLARIZACIÓN.

Utiliza para los montajes el Transistor Bipolar NPN: BC548.

### Montaje 1

- $V_{CC} = 10\text{ V}$ ,  $-V_{CC} = -10\text{ V}$  e  $I_C = 2.13\text{ mA}$ .

1. Monta el circuito de la Figura 2.20 y calcula el punto de trabajo.

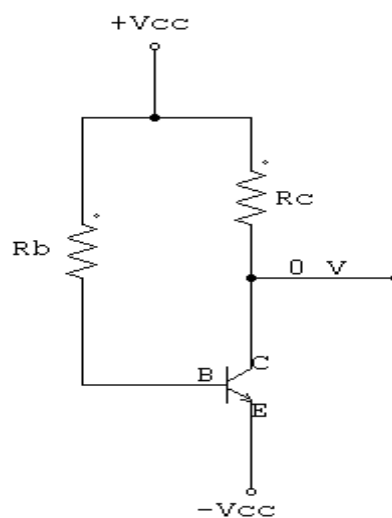


Figura 2.20

Para ello calcula:

- Resistencia  $R_C$  necesaria para conseguir que circule la corriente propuesta.

**Sabiendo que la corriente de colector  $I_C = 2.13\text{ mA}$  y que la caída de tensión en la resistencia  $R_C$  es de  $+V_{CC} = 10\text{ V}$ , deducimos que:**  
 $R_C = (V_{CC} / I_C) \rightarrow R_C = 10\text{ V} / 2.13\text{ mA} \rightarrow \underline{R_C = 4\text{ k}\Omega}$

- Corriente  $I_B$  (corriente de base del transistor) que circula.

**Sabemos que la expresión que relaciona  $I_C$  con  $I_B$  es de la siguiente forma:  $I_C = \beta \cdot I_B$**   
**El parámetro  $\beta$  se estima de las hojas de características del transistor:  $\beta_{\text{typ}} = 325$**   
**Por lo que finalmente queda:  $I_B = (I_C / \beta) = (2.13\text{ mA} / 325)$**   
 $\underline{I_B = 6.55\text{ }\mu\text{A}}$

- Resistencia  $R_B$ .

**Tomando la malla de entrada, se tiene que:**

$$V_{CC} - (-V_{CC}) = V_{BE} + R_B \cdot I_B \rightarrow I_B = (2V_{CC} - V_{BE}) / R_B$$

$$R_B = (2V_{CC} - V_{BE}) / I_B \rightarrow \underline{R_B = 2.96M\Omega \approx 3M\Omega}$$

2. Mide con la ayuda del polímetro:

- La tensión que cae sobre la resistencia  $R_C$  y sobre la resistencia  $R_B$ .

**Por teoría, se sabe que el análisis para cada circuito de polarización es único, es decir, el valor de  $R_B$  difiere debido a los diferentes valores de  $\beta$  que presentan entre ellos.**

**Por lo que la tensión que cae en cada una de las resistencias y para transistor que utilicemos será mínimamente distinto.**

$$\underline{V_{Rc} \approx 10V}$$

$$\underline{V_{Rb} \approx 19.35V}$$

- La tensión  $V_{BE}$  del transistor (tensión base-colector).

**La tensión base-emisor  $V_{BE}$  medida con el polímetro es un parámetro fijo del transistor, es decir, no variable y su valor es de 0.6V.**

**Para éste caso, la medida con el polímetro es la siguiente:**

$$\underline{V_{BE} \approx 0.641V}$$

- Las corrientes  $I_C$  e  $I_B$  que circulan y compáralas con las teóricas calculadas anteriormente.

**Teóricamente:**

**El valor de la corriente  $I_C$  la hemos impuesto, mientras que la corriente  $I_B$  se ha extraído de la expresión  $I_C = \beta \cdot I_B$ . Sus valores son:  $I_C = 2.13mA$  e  $I_B = 6.55\mu A$ .**

**Prácticamente:**

**Con el polímetro se ha medido y sus valores son:**

$$\underline{I_C = 2.25mA} \quad \underline{I_B = 6.50\mu A}$$

3. A continuación, vuelve a medir los parámetros anteriores sustituyendo el transistor, primeramente por uno y posteriormente por otro diferentes.
- ¿Cómo son estas nuevas medidas de tensión y de corriente? Discute a qué puede ser debido.

**Cómo se ha mencionado anteriormente, para cada transistor tenemos diferentes valores de tensión y de corriente, pero siempre dentro de un intervalo de error mínimo.**

**Es debido a que cada transistor, aunque sean de la misma familia, presentan  $\beta$  distintas.**

## Montaje 2

- $V_{CC} = 10\text{ V}$ ,  $-V_{CC} = -10\text{ V}$  e  $I_C = 2.13\text{ mA}$ .
1. Monta el circuito de la Figura 2.21.

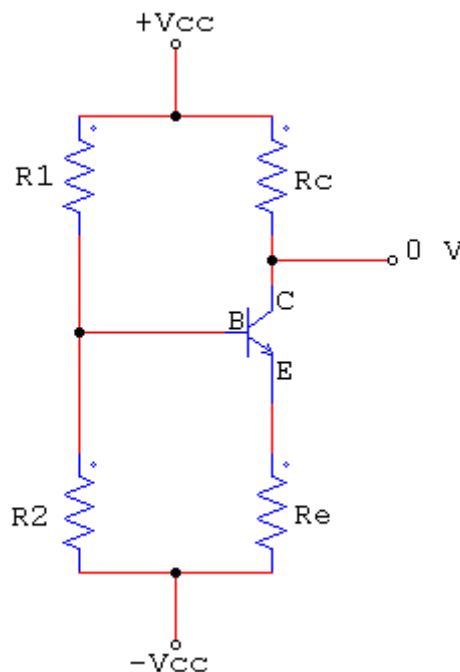


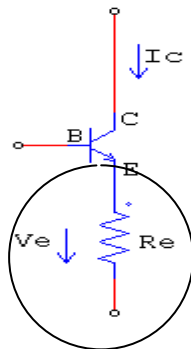
Figura 2.21

Para ello calcula:

- El valor de la resistencia  $R_E$  para que exista una caída de tensión de aproximadamente 4.8V sabiendo que la corriente que circula es  $I_E = I_C$ .

**Para calcular el valor de la resistencia  $R_E$ , hay que hacer anteriormente un análisis del circuito.**

**Éste análisis, cómo se puede ver en el guión de prácticas, implica un estudio general de las “ramas” de entrada y salida del circuito.**



- Si la caída de tensión debe ser  $V_E = 4.8V$  y a su vez sabemos que  $I_E = I_C = 2.13mA$  tenemos que:

$$R_E = V_E / I_E = 4.8V / 2.13mA$$

$$\underline{R_E = 2k2}$$

2. Con el juego de resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_E$  siguiente :

$$R_2 = 5k6, R_1 = 15k, R_E = 2k2.$$

Mide con la ayuda del polímetro y mediante un cálculo teórico:

- Las tensiones que caen en las resistencias  $R_C$ ,  $R_E$ ,  $R_1$  y  $R_2$ .

**Con el polímetro se miden y se obtienen los siguientes valores de tensión:**

$$V_{R_C} = 10.01V \quad V_{R_E} = 4.762V \quad V_{R_1} = 14.61V \quad V_{R_2} = 5.40V$$

**Son valores totalmente lógicos, pues sabemos de antemano que  $V_{R_E}$  debe ser 4.8V y en este caso nos sale un valor semejante.**

- La corriente de colector  $I_C$ , la corriente de emisor  $I_E$ , la corriente que circula por la resistencia  $R_1$  y la corriente que circula por la resistencia  $R_2$ .

**Con el polímetro se miden y se obtienen los siguientes valores de corriente:**

$$I_C = 2.13\text{mA} \quad I_E = 2.17\text{mA} \quad I_{R1} = 0.96\text{mA} \quad I_{R2} = 0.96\text{mA}$$

**Son valores lógicos, sabemos de antemano que  $I_C = I_E$  y los valores medidos lo verifican.**

- ¿Varía mucho con lo calculado teóricamente? ¿A qué se debe?

**Cómo ha podido comprobarse los valores no cambian mucho entre ellos.**

**Se debe a que éste tipo de polarización es más exacta que la anterior. Ya que se ha podido comprobar a la hora de hacer las medidas que éstas difieren muy poco con el cambio de transistor.**

3. A continuación, vuelve a medir los parámetros anteriores sustituyendo el transistor, por los mismos que en el montaje 1.
  - ¿Cómo son estas nuevas medidas de tensión y de corriente?
  - ¿Porqué hay tanta diferencia con las medidas del montaje 1 si son los mismos transistores los utilizados?

**La diferencia se debe a que éste tipo de polarización es más exacta que la anterior. Ya que se ha podido comprobar a la hora de hacer las medidas que éstas difieren muy poco con el cambio de transistor.**

4. Calcula la ganancia del circuito. ¿Cuál sería la salida  $V_o$  si se introdujera una entrada  $V_i$  de 5mV?

**La ganancia del circuito viene dada por la siguiente ecuación:**

$$Ganancia = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -R_g = -R \frac{I_C}{V_T}$$

**Sustituyendo los valores tenemos:  $G = -R_C \cdot I_C / V_T \rightarrow \underline{G = 400}$**

**Por otro lado,  $G = v_o / v_i \rightarrow v_o = G \cdot v_i = 400 \cdot 5\text{mV} \rightarrow \underline{v_o = 2V}$**



- **TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR**

**Montaje**

- $V_{CC} = 10\text{ V}$ ,  $-V_{CC} = -10\text{ V}$ ,  $R_i = 27\Omega$ ,  $R_2 = 5\text{k}\Omega$ ,  $R_1 = 15\text{k}\Omega$ ,  $R_E = 2\text{k}\Omega$ ,  $R_C = 4\text{k}\Omega$ ,  
 $C_i = 220\text{nF}$ ,  $C_E = 470\mu\text{F}$ ,  $C_A = 100\mu\text{F}$ ,  $C_B = 100\mu\text{F}$ .

$V_{in} = 200\text{mV}$  (señal según enunciado)

1. Partiendo del montaje 2, completa el circuito hasta obtener el de la Figura 2.22.

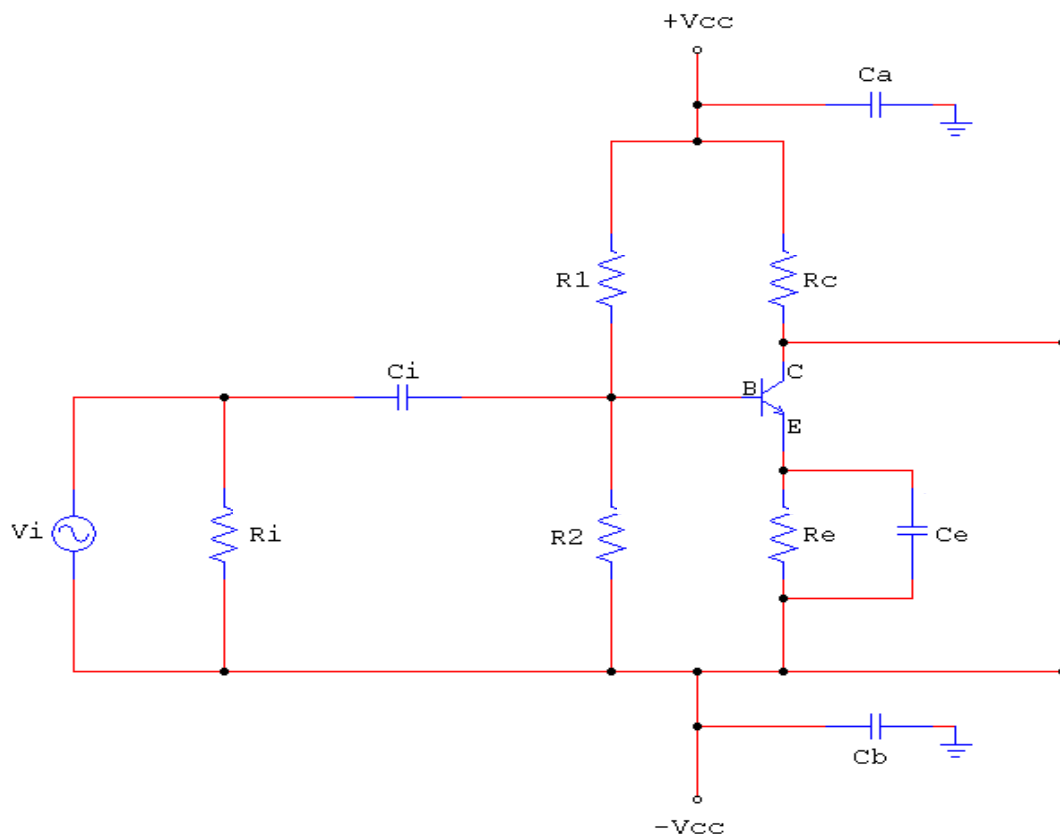


Figura 2.22

2. Calcula la frecuencia de entrada ( $f_i$ ) y la amplitud y compárala con las esperadas de acuerdo con el análisis teórico.

**La frecuencia del circuito se obtiene de la siguiente expresión:**

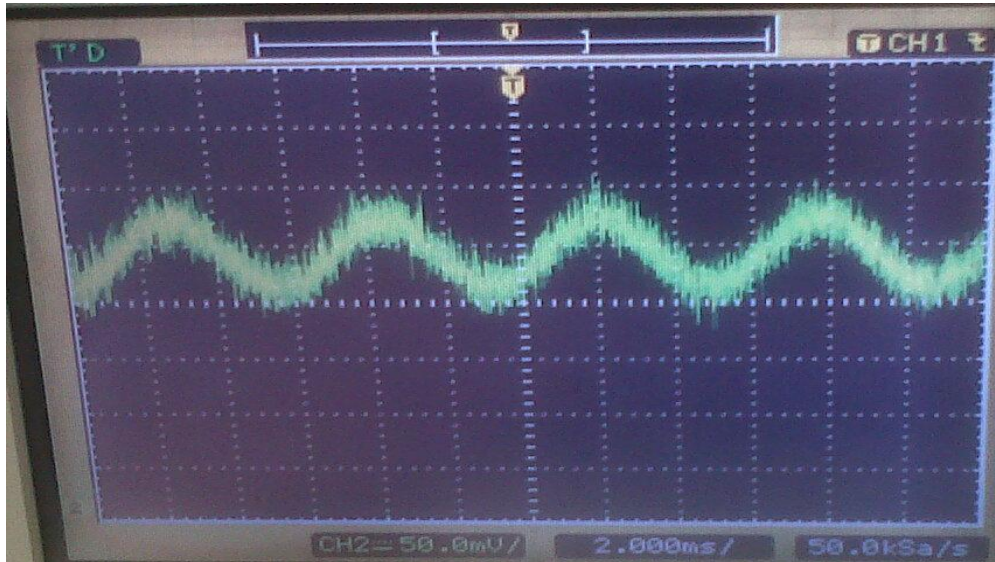
$$f_i = 1 / (2\pi \cdot C \cdot R_{eq})$$

**Con los datos de los que disponemos, es fácil calcular la frecuencia:**

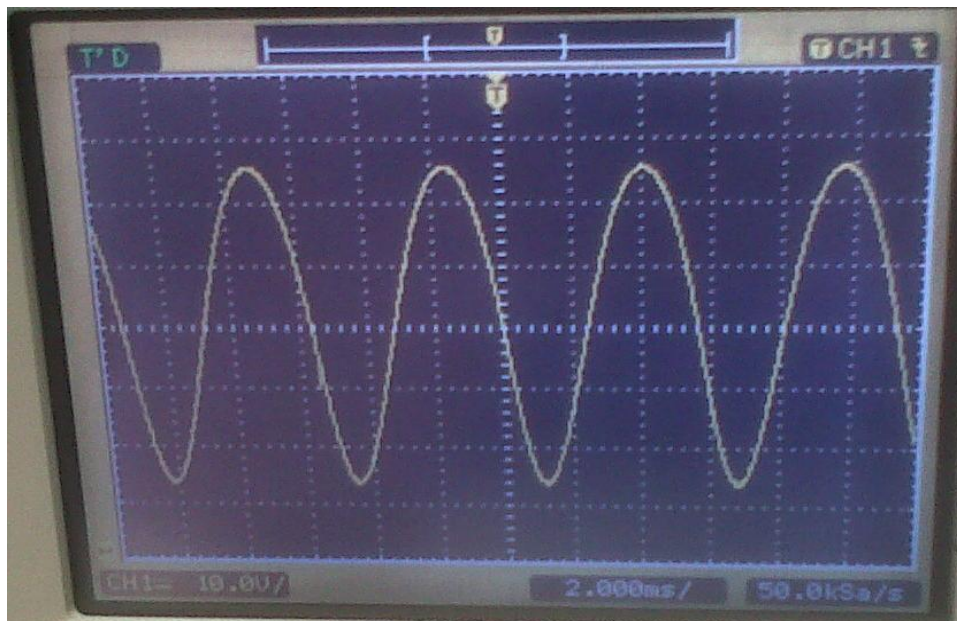
$$f_i = 1 / (2\pi \cdot 220 \cdot 10^{-9} \cdot (R_a // R_b)) \rightarrow f_i = 177\text{Hz}$$

3. Representa las formas de onda de entrada y de salida cuando la entrada es: senoidal, triangular, rampa y cuadrada. Calcula la ganancia del circuito.

Ésta imagen representa la señal de entrada de una onda senoidal, de amplitud 200mV y a la frecuencia  $f = 177\text{Hz}$ .



Ésta imagen representa la señal de salida



Observando las imágenes, se ve que existe una ganancia de aproximadamente 400 (teórica). Ya que  $v_i \approx 80\text{mV}$  y  $v_o \approx 28\text{V}$ , por lo que,  $G = 350 \approx 400$ .

4. Para una frecuencia perteneciente al intervalo  $[f_i - \dots]$ , comprueba el efecto sobre la ganancia de la presencia de la capacidad  $C_E$ .

**El efecto que produce quitar  $C_E$  sobre la ganancia es grande, ya que la ganancia disminuye en más de un 50%.**

5. ¿Qué influencia tiene el valor de la tensión de entrada en la distorsión de la salida?

**A medida que aumenta la tensión de entrada, la onda de salida se distorsiona, dejando de ser senoidal y pasando a cuadrada.**

- **TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR**

**Montaje**

$V_{CC} = 10 \text{ V}$ ,  $V_i = \text{Señal cuadrada de } 10 \text{ V}$ ,  $R_b = 1\text{k}\Omega$ ,  $R_c = 3\text{k}\Omega$

$f = 1\text{Hz}$

1. Monta el circuito de la Figura 2.23.

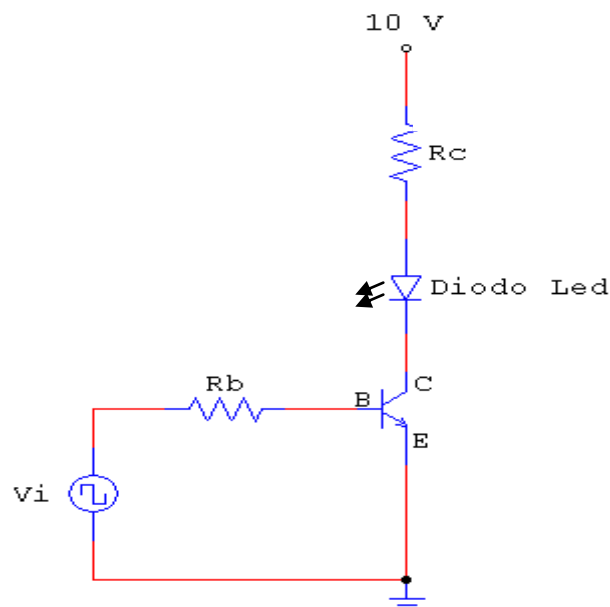
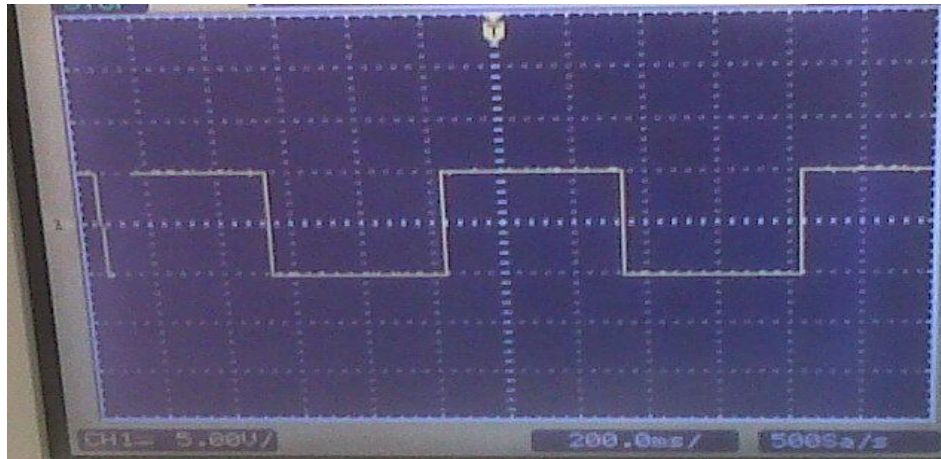


Figura 2.23

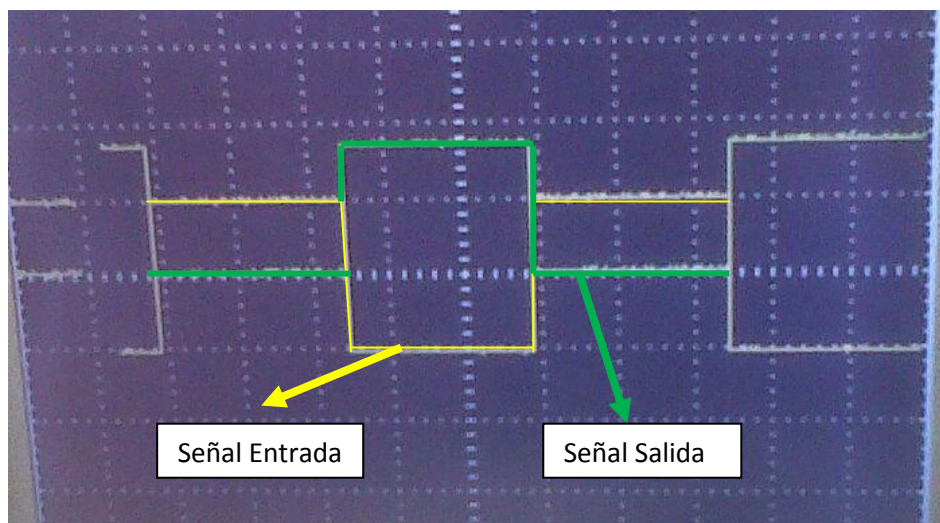
2. Representa las formas de onda de la entrada y la salida.

En las siguientes figuras se muestran las señales de la onda a la entrada y a la salida (pata del LED) del circuito.

Señal de entrada



Señal de entrada y de salida



3. Interpreta teóricamente el resultado.

Lo que se puede interpretar es que existen dos situaciones:

1ª. El caso cuando  $V_i = V_{CC}$ , implica que  $V_o \approx 0$ . Existe una corriente de base y es elevada, lo que lleva al transistor a la zona de saturación.

2ª. El caso cuando  $V_i = 0$ , implica que  $V_o = V_{CC}$ . La tensión entre la unión base-emisor es muy pequeña, lo que hace que apenas exista corriente en la base del transistor.

En este caso la caída de tensión sobre  $R_C$  es nula, por lo que la

**PRÁCTICA 3**

**Amplificación de tensión  
mediante Transistor de  
efecto de campo metal-  
óxido-semiconductor  
(MOSFET)**

Los objetivos de esta Práctica 3, son los mismos que en la anterior. Se plantean ejercicios prácticos similares.

## EJERCICIOS PRÁCTICOS

- **Polarización**

### Montaje 1

En este primer montaje se polarizará el transistor MOSFET de la manera vista anteriormente. Para ello:

- Monta el circuito de Polarización de la figura 3.7  
 $+V_{CC} = 10V$ ,  $-V_{CC} = -10V$ ,  $R_D = 4k7$ ,  $R_1 = 220k$ ,  $R_2 = 100k$ .

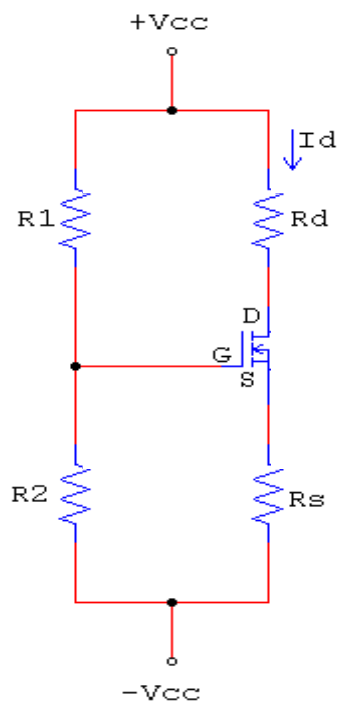


Figura 3.7: Circuito de polarización.



Calcula el valor de  $R_S$ . Sabiendo que  $I_D = 2.13\text{mA}$ .

¿  $R_S = 1\text{k}$ ,  $R_S = 2\text{k}$ ,  $R_S = 5\text{k}$ ?

En éste primer apartado lo que debe hacerse es un análisis del circuito como el descrito en el guión de prácticas.

Para polarizar el transistor éste debe encontrarse en la zona activa, zona en la que se deben cumplir:

$$I_D = K (V_{GS} - V_T)^2 \text{ y } V_{DS} > V_{GS} - V_T$$

Por un lado se sabe que la corriente de drenador es  $I_D = 2.13\text{mA}$ . Y con ayuda de las hojas de características sacamos el valor de  $K$  y el de  $V_T$ .

Pero es en éste punto dónde debemos hacer una aclaración.

- Así como para el parámetro  $K$ , el valor que se escoge es el típico, ( $K_{\text{typ}}$ ).
- Para el parámetro  $V_T$  si se observa la hoja de características, se ve que el intervalo de valores entre el valor mínimo y el máximo es muy amplio, por lo que lo lógico sería escoger el valor típico ( $V_T = 1.3\text{V}$ ) al igual que con  $K$ .

Pero se comprobó analíticamente al medir la tensión  $V_{GS}$  entre varios transistores, que existía una gran diversidad en el valor medido. Por lo que se llegó a la conclusión de que había un parámetro que no tenía la precisión necesaria. Y es que éste al estar comprendido entre un intervalo tan grande de valores hacía que las medidas fueran más inexactas. Se probó por tomar  $V_T = 1.5\text{V}$  y se observa que con éste nuevo valor el error en la medida era mínimo para varios transistores.

Es por ello, por lo que se utiliza en la práctica  $V_T = 1.5\text{V}$ .

Por lo que sustituyendo en la primera ecuación, se obtiene que el valor teórico es:  $V_{GS} = (I_D / K)^{1/2} + V_T \rightarrow \underline{V_{GS} = 1.554\text{V}}$

Posteriormente se calcula la tensión que cae en la resistencia  $R_S$ , previamente se calcula  $V_G$ .

$$V_G = [R_2 / (R_1 + R_2)] \cdot 2V_{CC} \rightarrow \underline{V_G = 6.25\text{V}}$$

$$V_{R_S} = V_G - V_{GS} = 6.25 - 1.554 \rightarrow \underline{V_{R_S} = 4.696\text{V}}$$

Por lo que se puede saber el valor de  $R_S$ , además sabemos que  $I_D = I_{R_S}$ .

$$R_S = (V_{R_S} / I_{R_S}) = (4.696 / 2.13 \cdot 10^{-3}) \rightarrow \underline{R_S = 2\text{k}\Omega}$$

Finalmente puede comprobarse la segunda ecuación que debe cumplir la zona activa:  $V_{DS} > V_{GS} - V_T$

$$V_{DS} = [V_{CC} - (-V_{CC})] - I_D \cdot (R_D + R_S) \rightarrow \underline{V_{DS} = 5.303\text{V}}$$

$$V_{GS} - V_T = 0.554$$

- Comprueba si los parámetros calculados teóricamente coinciden con lo que mide el polímetro (corriente  $I_S$ ,  $V_{DS}$ ,  $V_G$ ,  $V_{GS}$ )

**Éste apartado se hace con el polímetro. Los valores que se obtienen son:**

$$I_S = 2.13\text{mA} \quad V_{DS} = 5.377\text{V} \quad V_G = 6.207\text{V} \quad V_{GS} = 1.560\text{V}$$

**Como puede comprobarse son muy parecidos a los teóricos.**

- Comprueba con otros transistores si el punto de trabajo Q coincide con el calculado para el primer transistor.  $Q = [I_D, V_{GS}, V_{DS}]$ .

**Para otros transistores los valores que se obtienen son:**

$$\text{T1} \quad I_S = 2.13\text{mA} \quad V_{DS} = 5.377\text{V} \quad V_G = 6.207\text{V} \quad V_{GS} = 1.560\text{V}$$

$$\text{T2} \quad I_S = 2.08\text{mA} \quad V_{DS} = 5.776\text{V} \quad V_G = 6.206\text{V} \quad V_{GS} = 1.687\text{V}$$

$$\text{T3} \quad I_S = 2.12\text{mA} \quad V_{DS} = 5.467\text{V} \quad V_G = 6.205\text{V} \quad V_{GS} = 1.592\text{V}$$



- **Amplificación**

- **Montaje 2**

En este segundo montaje, se trata de observar el fenómeno de la amplificación de tensión mediante el transistor MOSFET.

Entonces:

- Monta el circuito de Amplificación de la figura 3.8

$V_{CC} = 10\text{ V}$ ,  $-V_{CC} = -10\text{V}$ ,  $R_2 = 100\text{k}$ ,  $R_1 = 220\text{k}$ ,  $R_D = 4\text{k}7$ ,  $R_S = 2\text{k}2$ ,

$C_I = 23\text{nF}$ ,  $C_S = 470\text{uF}$ ,  $C_A = 100\text{uF}$ ,  $C_B = 100\text{uF}$ .

$V_i$  = señal senoidal [0.3V - 1V]

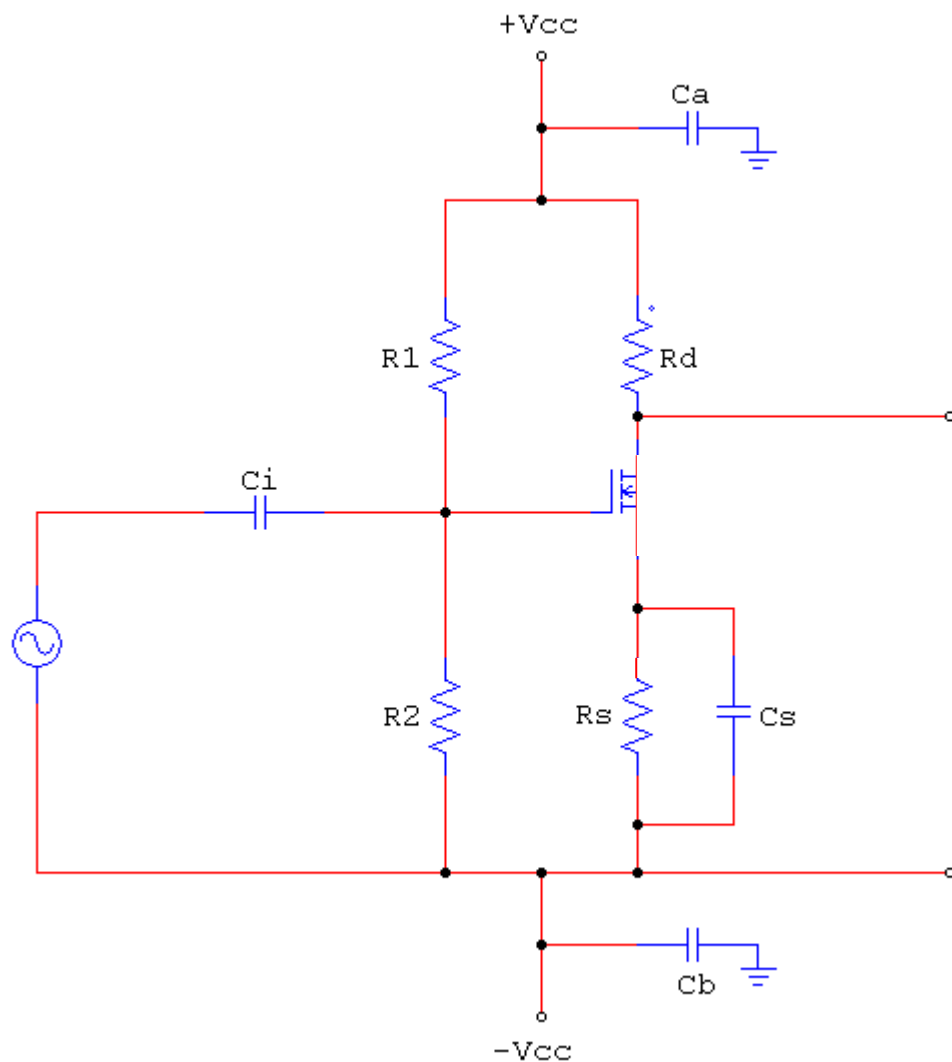


Figura 3.8: Circuito de Amplificación de tensión con MOSFET.

- Calcula la frecuencia de entrada ( $f_i$ ).

**Para calcular la frecuencia hacemos uso de la expresión:**

$$f_i = 1 / (2\pi \cdot C \cdot R_{eq})$$

**Con los datos de los que disponemos, es fácil calcular la frecuencia:**

$$f_i = 1 / (2\pi \cdot 22 \cdot 10^{-9} \cdot (R_a // R_b)) \rightarrow f_i = \underline{100Hz}$$

- Representa las formas de onda de entrada y de salida. Calcula la ganancia del circuito y compárala con la teórica.

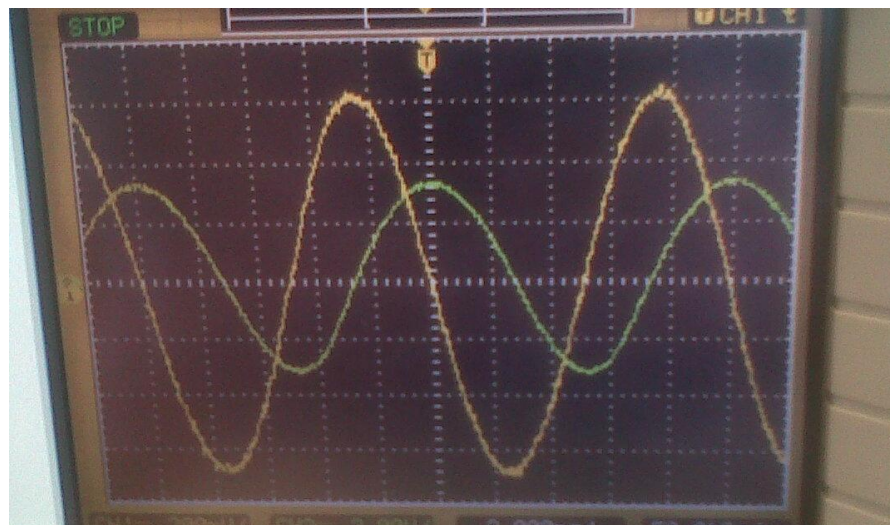
**La ganancia en éste tipo de circuitos viene dada por la expresión:**

$$\text{Ganancia (AV)} = -g_m \cdot R_d = -(i_d \cdot R_d) / V_{GS}$$

**Por lo que para éste caso, la ganancia teórica es:**

$$G = - (2.13 \cdot 10^{-3} \cdot 4.7 \cdot 10^3) / 1.554 \rightarrow G = \underline{-6.44}$$

**La siguiente figura muestra la señal de la onda a la entrada y a la salida del circuito:**



**La señal de entrada es  $v_i = 1.3V$  (onda amarilla), escala de 200mV.**

**La señal de salida es  $v_o = 7V$  (onda verde), escala de 2V.**

**Por tanto la ganancia es  $G = -7 / 1.3 = -5.38$**

- Para una frecuencia perteneciente al intervalo  $[f_i - \dots]$ , comprueba el efecto sobre la ganancia de la presencia de la capacidad  $C_E$ .

**La ganancia del circuito para  $f_i = 100\text{Hz}$  es  $G = -5.38$  cuando está conectada la capacidad  $C_E$ . Y para la misma frecuencia pero sin la capacidad, la ganancia es  $G = -0.12$  [ $v_i = 1.3\text{V}$ ,  $v_o = 156\text{mV}$ ] Disminuye muchísimo.**

**Si subimos la frecuencia  $f_i = 200\text{Hz}$ , la ganancia con la capacidad es de  $G = -9.6$  [ $v_i = 0.5\text{V}$ ,  $v_o = 4.8\text{V}$ ]. Mientras que si quitamos la capacidad, la ganancia cae hasta  $G = -0.256$  [ $v_i = 0.5\text{V}$ ,  $v_o = 128\text{mV}$ ].**

- ¿Qué ocurre si desconectamos los condensadores  $C_a$  y  $C_b$ ?

**La onda se observa con mucho ruido. Corrientes internas afectan a la estabilización de circuito, por lo que se añaden estos condensadores de gran capacidad para almacenarlas y que tengan un camino directo a tierra.**

# PRÁCTICA 4

## Circuitos de amplificación de tensión con Amplificadores Operacionales

Los objetivos de la Práctica 4 que el alumno debe alcanzar y asimilar son:

- Saber analizar las ventajas y las limitaciones que nos ofrece un Amplificador Operacional (AO).
- Demostrar como un mismo circuito amplificador de ganancia alta, puede utilizarse para lograr circuitos de cualquier ganancia.
- Conocer las propiedades y características principales de un AO.
- Saber diferenciar entre el ancho de banda de un circuito y el ancho de banda de un AO.
- Montar un circuito inversor y no inversor.

Para ello, se han planteado los siguientes ejercicios prácticos.

## EJERCICIOS PRÁCTICOS

AO TL081 y  $V_{CC} = \pm 15V$

### Montaje 1

$R_1 = 2k\Omega$ ,  $R_2 = 220k\Omega$

- Monta el circuito de la figura 4.12

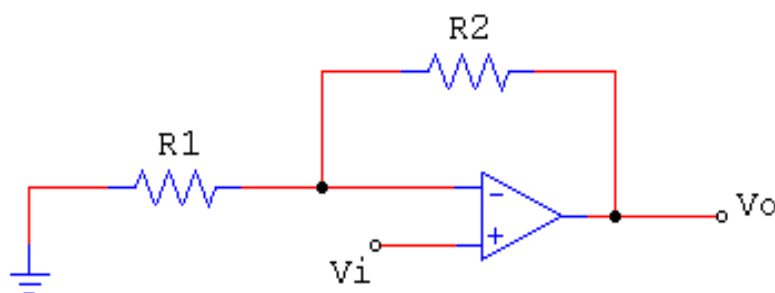


Figura 4.12

- Mide la ganancia y el desfase que produce el circuito entre la entrada y la salida, cuando se introduce una entrada triangular de 100mV y 0.5kHz.

**La ganancia en un circuito no inversor viene dada por la expresión:**

**$G = -v_o / v_i$  ó por la expresión  $G = - (R_2 / R_1)$ .**

**Sustituyendo los datos, nos da una ganancia de  $G = 100$ .**

**La salida y la entrada están en fase.**

- ¿Se verifica que la tensión en la patilla inversora ( $v^-$ ) y no inversora ( $v^+$ ) es igual?

**Se sabe que  $v_+ = v_-$  y cómo  $v_+ = v_i$ , entonces:  $v_+ = v_- = v_i = 100mV$ .**

**Sí, se verifica.**

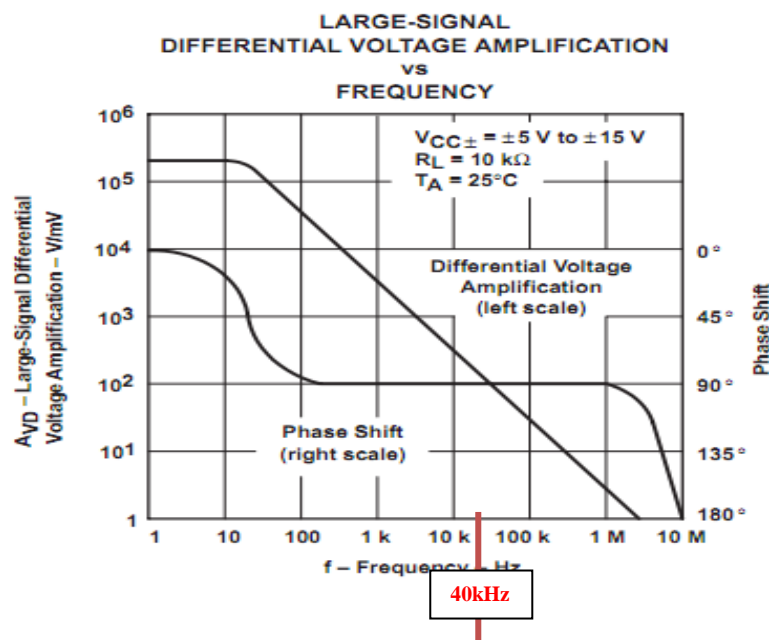
- Determina el ancho de banda del circuito y compáralo con el esperado según las hojas de características del AO. Recuerda que para hacer el análisis del ancho de banda la señal de entrada debe ser una senoidal pura.

**El ancho de banda es el conjunto de frecuencias que “dejan pasar la entrada” hasta que la ganancia cae un 70%. En este caso se tiene una ganancia de 100, por lo que la frecuencia de corte será aquella que nos proporcione una ganancia de 70.**

$$G = 100$$

$$G' = 70 \rightarrow G' = v_o / v_i \rightarrow v_o = G' v_i = 70 * 100 * 10^{-3}$$

**Este valor de tensión de salida, se produce cuando  $f_c \approx 40\text{kHz}$**



**Viendo las hojas de características, se observa que el resultado es el esperado.**

- Fijando la frecuencia a 1kHz, aumenta la amplitud de la entrada hasta que la salida distorsione. ¿A qué se debe?

**Se observa, cómo la tensión de salida no sobrepasa los  $\pm 15\text{V}$ .**

**Se debe a que  $\pm 15\text{V}$  es la tensión de alimentación del Amplificador Operacional y a su vez es el límite de trabajo del mismo.**

**No se puede aportar más tensión que la de alimentación.**

**Montaje 2**

Se desea obtener, con el circuito anterior una ganancia de aproximadamente 2.2 con el juego de resistencias siguiente:

$$R_1 = 2k2, R_2 = 4k7$$

- Verifica analíticamente que con el valor de  $R_2$  es posible conseguir dicha ganancia.

**La ganancia de un circuito inversor queda definida por:**

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{4k7}{2k2} = 2.2$$

- Determina el ancho de banda del circuito y compáralo con el esperado según las hojas de características del AO.

**El ancho de banda y la frecuencia de corte son términos similares.**

**Por lo que el ancho de banda del circuito vendrá dado por:**

$$G = 2.2 * 0.7 = 1.54.$$

**Se observa a que frecuencia se produce ese cambio de ganancia.**



# PRÁCTICA 5

## Acondicionamiento de señales: Filtrado

El objetivo principal de esta Práctica 5 es el SENSADO de una señal.

Del mismo modo el alumno también deberá:

- Saber calcular la frecuencia de corte de un circuito.
- Saber el concepto de filtrado de una señal y conocer los distintos tipos de filtro que existen para ello:
  - a. Filtro paso bajo
  - b. Filtro paso alto
  - c. Filtro pasa banda
- Saber interpretar sus diagramas de Bode.

Los ejercicios prácticos que se proponen para afianzar y alcanzar los objetivos son los siguientes.

## EJERCICIOS PRÁCTICOS

### Montaje 1

Comprueba el efecto de la carga sobre la capacidad de filtrado del circuito de la figura 5.17. Compara su comportamiento como filtro paso bajo, observando los dos parámetros más importantes:  $v_i = 1V$  (senoidal)

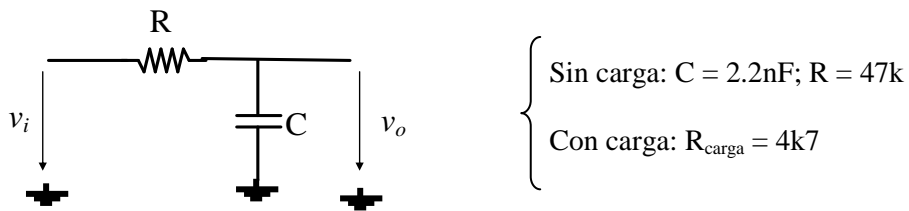


Figura 5.17

- Su ganancia en continua.

#### **Su ganancia en continua (bajas frecuencias):**

##### **Sin carga:**

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1V}{1V} = 1$$

##### **Con carga:**

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{0.096V}{1V} = 0.096$$

- Frecuencia de corte (verificada con la medida de la ganancia y el desfase)

**Sin carga:**

**Frecuencia de corte: Ganancia cae al 70% , por lo que la nueva ganancia es 0.7  $\rightarrow f_c = 1.5\text{kHz}$ .**

**Desfase: Por observación directa en el osciloscopio tenemos que :**

$$\left\{ \begin{array}{l} 2 \text{ cuadrados} \rightarrow 17^\circ \\ X \rightarrow 360^\circ \end{array} \right. \quad X = 42,35^\circ$$

**Con carga:**

$$G = 0.096$$

$$0.7 * G = 0.063 = G' \rightarrow G' = v_o / v_i \rightarrow v_o = 0.063.$$

**Miramos a que frecuencia de corte, se produce esa tensión de salida en el osciloscopio.**

**Frecuencia de corte:  $f_c = 17-18 \text{ kHz}$**

## Montaje 2

Verificación práctica del funcionamiento del filtro: Se necesitan dos generadores de onda. Uno de ellos realiza el papel de la señal de entrada y el otro el de la señal de ruido. Por tanto este apartado se hará conjuntamente con el grupo que comparte la mesa de laboratorio. La señal de entrada se ajustará a una triangular de 200Hz y 2V de pico, mientras que la señal de ruido se ajustará a una senoidal de 20kHz y 0.8V de pico. Para sumar ambas señales se conectan dos resistencias de  $1\text{k}\Omega$  en serie con las salidas de los generadores y se unen por el otro extremo. De ese modo en el punto medio de las dos resistencias se tendrá la suma, dividida por 2, de ambas señales. Posteriormente, la señal que resulta de la suma de ambas señales, pasa por un amplificador de ganancia 2.2 con el fin de tener una señal más amplia y nítida. Finalmente, la señal de salida de la etapa amplificadora, pasará por un filtro pasa bajo.

Para ello, monta el siguiente circuito (figura 5.18).

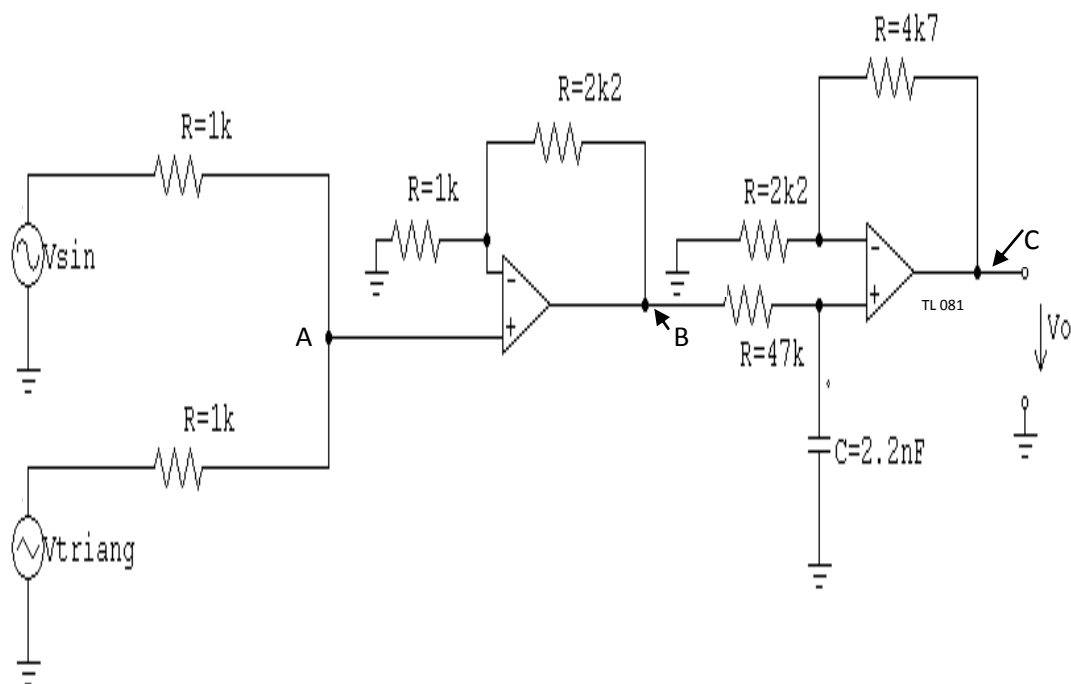
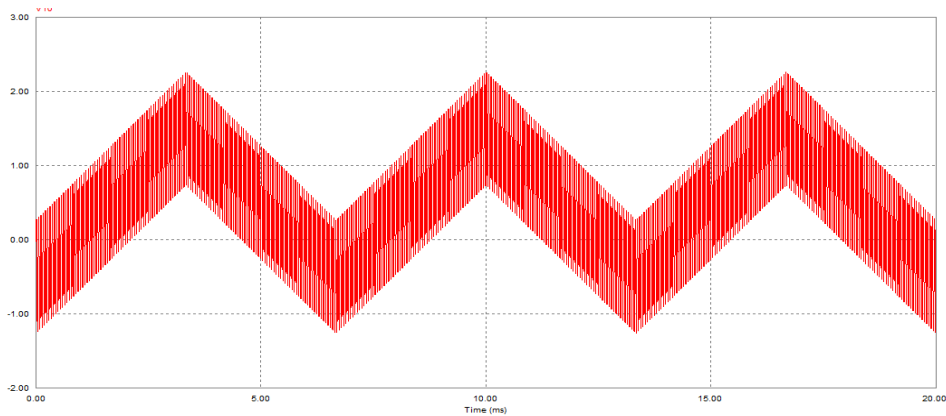


Figura 5.18

- Introduce la tensión del punto medio de las resistencias en el filtro y verifica el correcto funcionamiento del mismo.
- Dibuja las formas de onda, en los puntos A, B y C señalados en la figura.

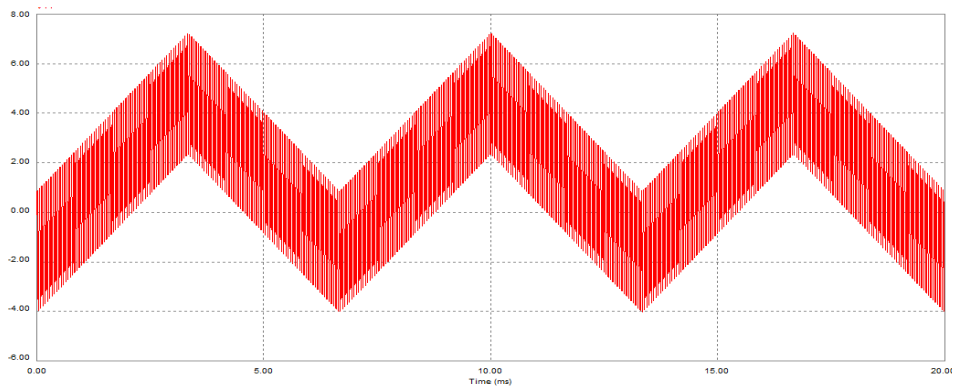
**En estos casos las representaciones gráficas están hechas mediante simulación con el P-SIM 6.0.**

**Forma de onda en el punto A:**

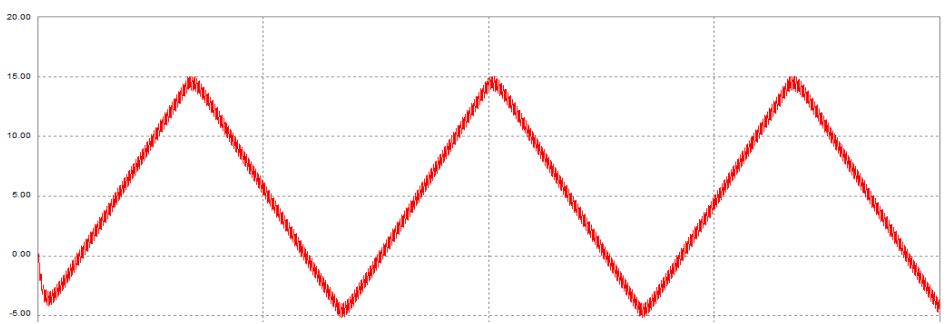


**Forma de onda en el punto B:**

**La misma que la anterior pero amplificada.**



**Forma de onda en el punto C:**



- ¿Qué sucede al aumentar y al disminuir la frecuencia de la “señal de ruido”?

**Al aumentar la frecuencia del ruido, se observa como en la salida hay menos “ruido”, ya que el filtro lo atenúa correctamente.**

**Al disminuir la frecuencia del ruido la salida se asemeja más a la entrada, ya que el filtro en este caso no atenúa el ruido al ser éste de baja frecuencia.**

- Cambia la señal de entrada a una de 200kHz pero cuadrada. Comprueba el efecto del filtro en los flancos de la onda de entrada. Escucha su sonido, ¿es más grave o más agudo que la senoidal? ¿Porqué?

**En principio el sonido de la onda debe parecerse más agudo que el anterior.**

**Por qué , el que un sonido sea más grave o más agudo sólo depende de su frecuencia. Es decir, aquellos sonidos con frecuencias más bajas serán tonos más graves, mientras que sonidos a frecuencias mayores serán tonos más agudos.**

**Y por tanto, en este caso al haber aumentando la frecuencia de la onda, el tono debe de ser más agudo.**

# PRÁCTICA 6

## Control por histéresis



Esta Práctica 6 tiene los siguientes objetivos que el alumno debe afianzar:

- Saber que un AO en función de cómo se conecte, puede hacer la función tanto de Amplificador como de Comparador de señales.
- Los Comparadores al igual que el AO son amplificadores diferenciales de ganancia muy grande y de alta impedancia de entrada y pensados para funcionar con realimentación positiva.
- Nunca debe utilizarse un Comparador para sustituir a un AO que trabaje con realimentación negativa.
- Conocer que la diferencia principal entre un Comparador y un AO es el circuito interno de salida, que es un interruptor.
- Saber interpretar el concepto de Histéresis.

Para ello, se proponen los siguientes ejercicios prácticos.

## EJERCICIOS PRÁCTICOS

### Montaje (Comparador con histéresis: Encendido automático de una bombilla)

El circuito correspondiente se muestra en la figura 6.12.

$R_1=100k\Omega$ ,  $R_2=22k\Omega$ , Relé de 12V(DC) con salida de 220V y 12A, Bombilla de 60W.

$R_3 = \text{Pot de } 220k\Omega$ . Resistencia semiconductora LDR.

$V_{CC} = +12V$ ,  $V_{EE} = \text{Tierra}$  (es adecuado porque las tensiones de entrada son siempre positivas).

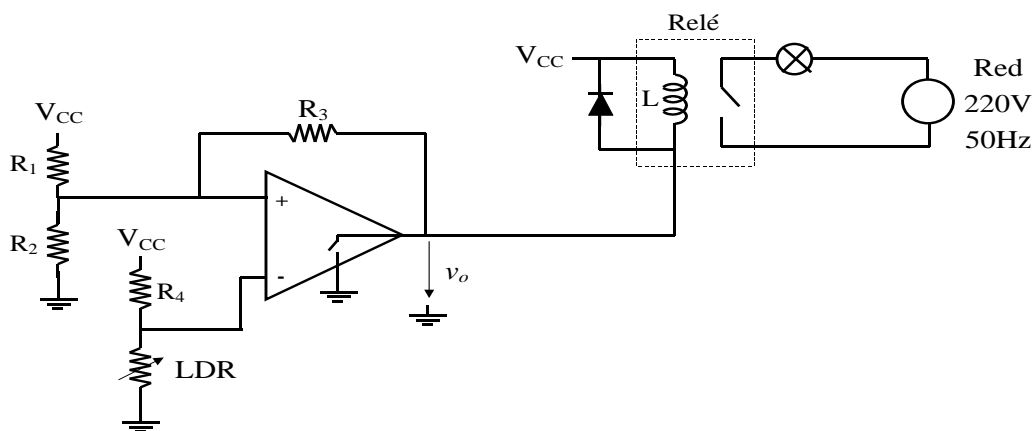


Figura 6.12. Control por histéresis de un sistema de iluminación nocturna

- Mide la resistencia del Relé y calcula la corriente máxima que circulará por la salida del LM311. Verifica que el LM311 puede manejar esa corriente.

**La resistencia del Relé se mide de la siguiente manera:**

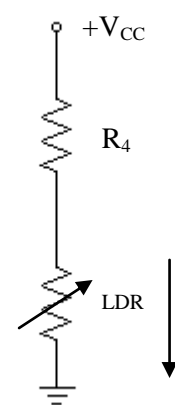
**RELÉ** →

MULTÍMETRO →

Entre estos dos puntos se mide la resistencia del Relé.  **$R = 263.4\Omega$**

**$R = 263.4\Omega$**   
 **$I_{max}=12V/263.4\Omega$**   
 **$I_{max} = 0.0456 A$**

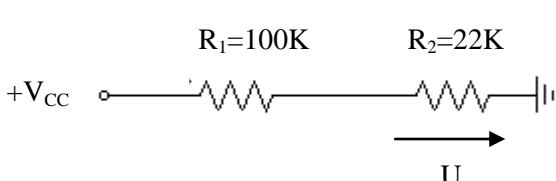
- Monta el circuito de la figura 6.12 con el potenciómetro que forma la resistencia  $R_3$  ajustado aproximadamente a la mitad de su valor y sin conectar el conjunto  $[R_4 + \text{sensor LDR}]$ . Conectando la patilla inversora del LM311 sucesivamente a tierra y a la tensión de alimentación del circuito se asegura que la salida del LM311 pase de cerrado a abierto. Realiza ese ensayo para determinar los dos posibles valores que puede tomar la patilla no inversora del LM311 (denominaremos a dichos valores como “límite superior e inferior de comparación”)



Se observa que tensión existe cuando hay luminosidad y cuando no la hay.

- LDR (SIN TAPAR) → 2.1V
- LDR (TAPADA) → 4V

$V_{LDR}$  (Ésta parte del circuito no se conecta, para el siguiente paso)



$$U = 22 * (12 / 122) = 2.16V$$

El circuito no funciona correctamente, por lo que se llega a la conclusión de que tenemos que poner una  $R_2$  mayor, para que  $U > 2.1$ , es decir, esté entre los valores de  $[2.1V-4V]$ , que son los valores deducidos en el circuito de la LDR.

Para ello se elige una  $R_2$  de 27k, con lo que  $U = 2.55V$ . De esta forma, el interruptor se cerrará, circulará corriente y la bombilla se encenderá.

- Calcula el valor de  $R_4$  para que, con el sensor LDR destapado, la tensión en la patilla inversora se encuentre por debajo del límite inferior de comparación y para que, una vez tapado el sensor, la tensión de dicha patilla sea algo mayor que el límite superior de comparación.

**Se calcula fácilmente que el valor de  $R_4 = 10k$**

- Justifica teóricamente la variación de los valores en los límites de comparación al modificar el valor de  $R_3$  (el potenciómetro de  $220k\Omega$  conectado en al realimentación).

**Con el potenciómetro podemos ajustar la banda de histéresis.**

**Se mide los valores de  $v^+$  y  $v^-$  y se observa que se encuentran dentro de la banda de histéresis [2.1V- 4V].**

**Para hacer que el sistema sea más sensible al cambio de luz, se aumenta la  $R$  de realimentación y de esa forma disminuye la incertidumbre del ciclo de histéresis.**

# PRÁCTICA 7

## Introducción a la Familia Lógica CMOS

---

### Temporizador 555

La Práctica 7 está dividida en 2 partes.

En la primera parte, se analiza a la Familia Lógica CMOS y en la segunda al Timer 555.

Los objetivos que el alumno debe afianzar de la primera de ellas son:

- Estudiar los estados de polarización del inversor NMOS.
- Obtener experimentalmente la función de transferencia de tensión del inversor NMOS.
- Estudiar los estados de polarización del inversor CMOS en función de la tensión de entrada.

Los objetivos que se desean alcanzar en la segunda parte son:

- Saber el funcionamiento del Timer 555
- Saber interpretar la salida del 555 en su modo de funcionamiento monoestable.

Para ello, se muestran los siguientes ejercicios prácticos.

## EJERCICIOS PRÁCTICOS

### 1. FAMILIA LÓGICA CMOS

#### Montaje 1

- Prepara el circuito del inversor NMOS como se indica en la figura 1.1, utilizando el transistor ZVN4424A.

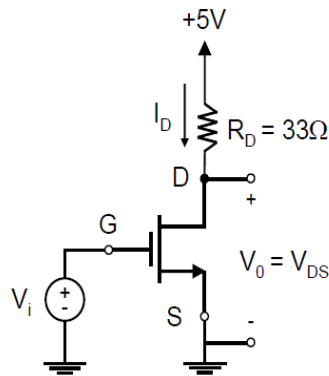
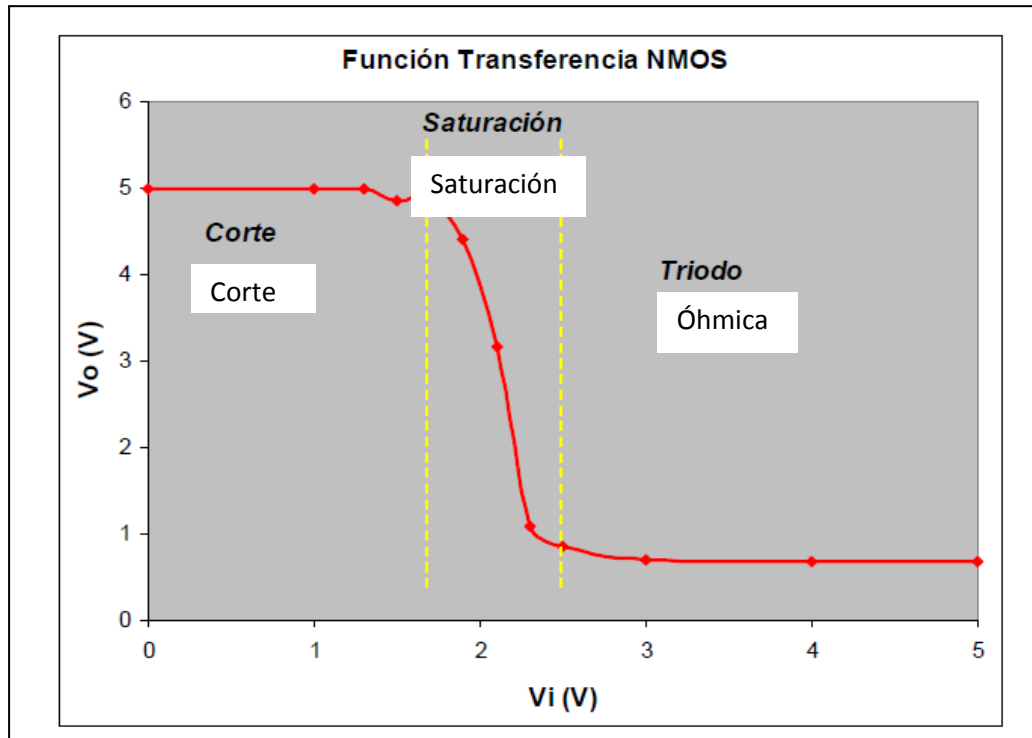


Figura 1.1: Esquema del inversor NMOS

- Realiza un barrido con la señal  $V_i$  usando los valores que se indican en la tabla. Mide la tensión  $V_o$  y la intensidad  $I_D$ .

$V_i$ (V)	Estado del Transistor	$V_o$ (V)	$I_D$ (mA)	$V_i$ (V)	Estado del Transistor	$V_o$ (V)	$I_D$ (mA)
0	<b>Corte</b>	<b>4.989</b>	<b>0.33</b>	2.3	<b>Saturación</b>	<b>1.08</b>	<b>118.78</b>
1	<b>Corte</b>	<b>4.99</b>	<b>0.31</b>	2.5	<b>Saturación</b>	<b>0.845</b>	<b>125.91</b>
1.5	<b>Corte</b>	<b>4.85</b>	<b>4.54</b>	3	<b>Óhmica</b>	<b>0.7</b>	<b>130.3</b>
1.9	<b>Saturación</b>	<b>4.41</b>	<b>17.75</b>	5	<b>Óhmica</b>	<b>0.687</b>	<b>131</b>

- Representa estos datos gráficamente, de modo que  $V_o$  quede en función de  $V_i$ . Indica las distintas zonas de polarización del transistor.



- Según la gráfica, ¿hasta qué valores de  $V_i$  se puede considerar que la entrada es un “0” lógico? Análogamente, ¿a partir de qué valor de  $V_i$  se puede considerar que la entrada es un “1” lógico?

**La tensión de entrada debe ser inferior a +1.9V para considerarse como un “0” lógico; por otro lado, debe superar los +2.5V para que el inversor lo interprete como un “1” lógico.**



**Montaje 2**

- Monta el circuito de la figura 1.2, correspondiente al inversor CMOS utilizando los transistores ZVN4424A (Q<sub>n</sub>) y ZVN4424A (Q<sub>p</sub>). Las hojas de características de los transistores se muestran en el **ANEXO** a la práctica.

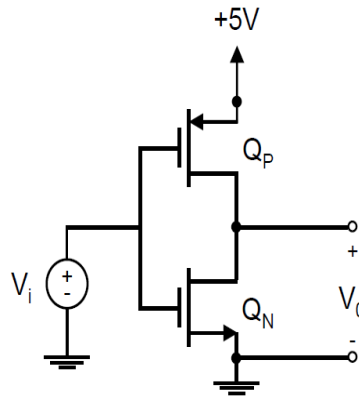
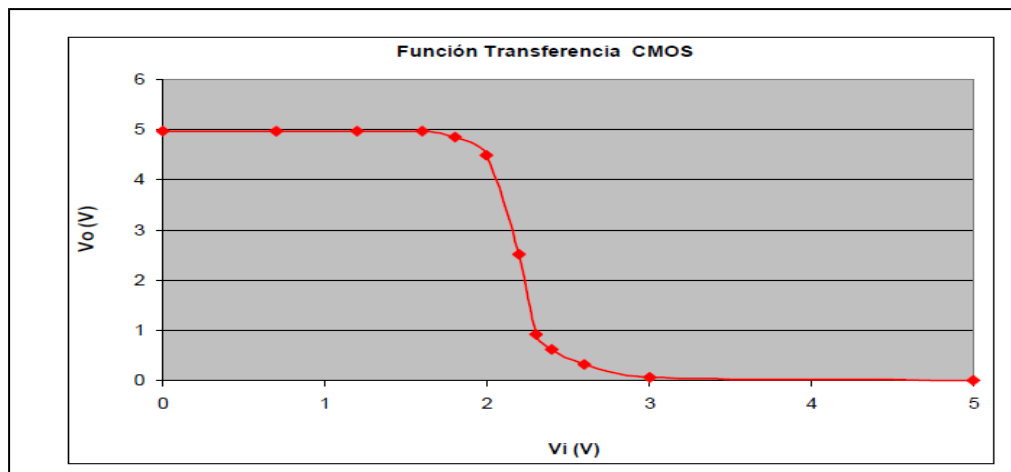


Figura 1.2: Circuito del inversor CMOS

- Realiza un barrido similar al del apartado anterior, midiendo V<sub>o</sub> e indicando el estado de cada transistor para los distintos valores de V<sub>i</sub>.

V <sub>i</sub> (V)	Estado Q <sub>P</sub>	Estado Q <sub>N</sub>	V <sub>o</sub> (V)	V <sub>i</sub> (V)	Estado Q <sub>P</sub>	Estado Q <sub>N</sub>	V <sub>o</sub> (V)
0	Óhmico	Corte	4.96	2.3	Saturación	Saturación	0.91
1.2	Óhmico	Corte	4.96	2.6	Saturación	Óhmico	0.32
1.6	Óhmico	Corte	4.95	3	Corte	Óhmico	0.07
1.8	Óhmico	Saturación	4.84	5	Corte	Óhmico	0

- Representa gráficamente estos resultados, de modo que la salida V<sub>o</sub> quede expresada en función de la entrada V<sub>i</sub>.



- ¿ Por debajo de qué valores se puede considerar que la tensión de salida está invertida? ¿A partir de que valores de la tensión de entrada se puede asumir que el inversor funciona correctamente?

**Estas transiciones las marcan los cambios de estado de los transistores.**

**Hasta que  $Q_N$  pasa de corte a saturación, la entrada se puede considerar "0" lógico (+1.8V); a partir de que  $Q_P$  pasa de saturación a corte, la entrada actúa como un "1" lógico (+2.6V).**

## 2. TIMER 555

### Montaje

- Monta el circuito de la Figura 7.8.

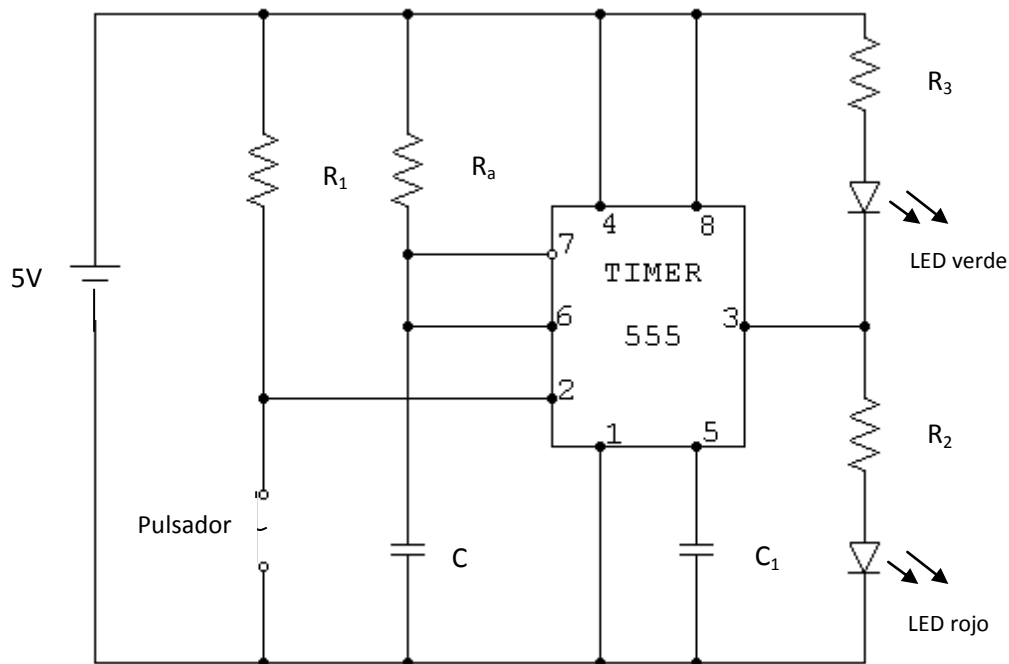


Figura 7.8

- Para una tensión de entrada de 5V, un  $C = 100\mu\text{F}$ , una  $R_1 = 1\text{k}$ , una  $R_2, R_3 = 220\Omega$  y un  $C_1 = 10\text{nF}$ , calculad:
  - El valor de  $R_a$  para que el tiempo de encendido del LED rojo sea aproximadamente 4 segundos.

**Con  $V_i = 5\text{V}$ ,  $C = 100\mu\text{F}$ ,  $R_1 = 1\text{k}$ ,  $R_2 = R_3 = 220\Omega$  y  $C_1 = 10\text{nF}$**

- Para calcular el valor de  $R_a$  se resuelve la ec.(1) dada por:

$$t = 1.1 \cdot R_a \cdot C$$

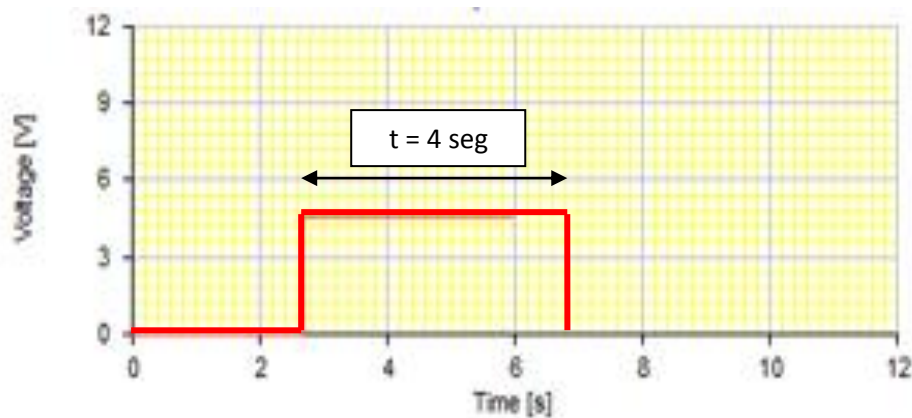
- Sustituyendo los datos:

$$4 = 1.1 \cdot R_a \cdot 100\mu\text{F}$$

$$\underline{R_a = 38\text{k} \approx 39\text{k}}$$

- Representa la forma de onda de la salida.

**La forma de onda de la señal de salida es semejante a la siguiente:**



# PRÁCTICA 8

**Fuente de alimentación  
lineal:**

**Transformador + Puente  
diodos + 78xx**

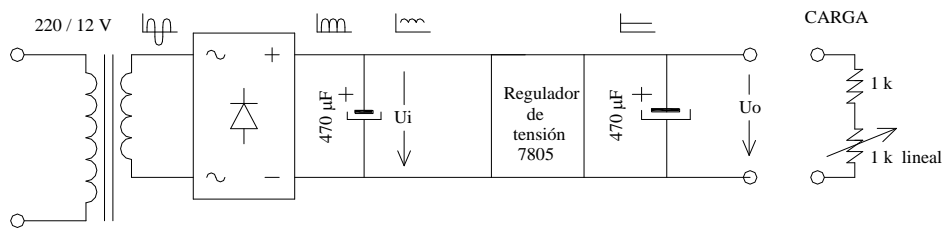
El objetivo de esta Práctica 8 es mostrar el principio de funcionamiento de las fuentes lineales, así como realizar el montaje de una fuente de alimentación de 5V con el regulador de tensión 7805.

Del mismo modo, se pide que el alumno sepa interpretar las formas de onda a la salida de cada componente que forma la fuente de tensión.

Se propone el siguiente ejercicio práctico.

## EJERCICIOS PRÁCTICOS

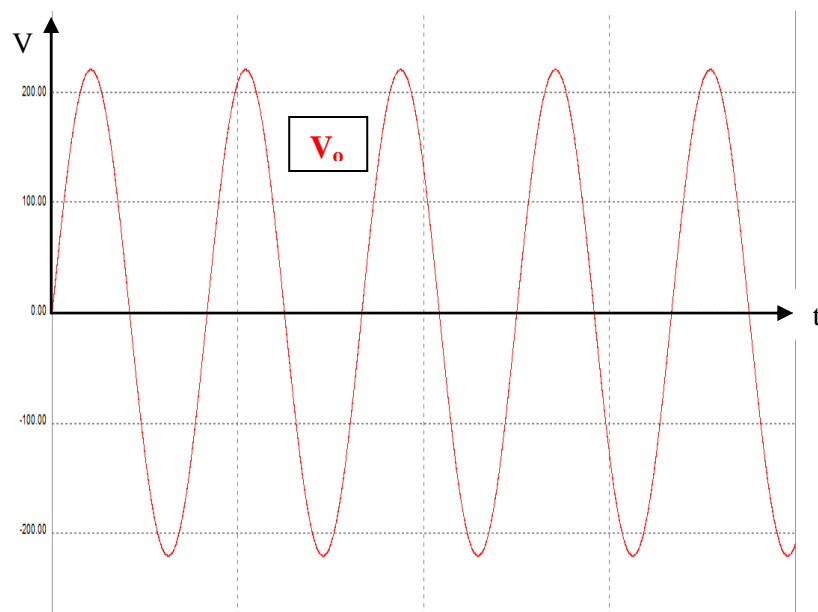
- Monta el circuito de la fuente de tensión de la figura anterior.



- Representa las formas de onda a la salida de cada componente (Transformador, puente de diodos, filtro, regulador...). Verifica que se asemejan a las teóricas.

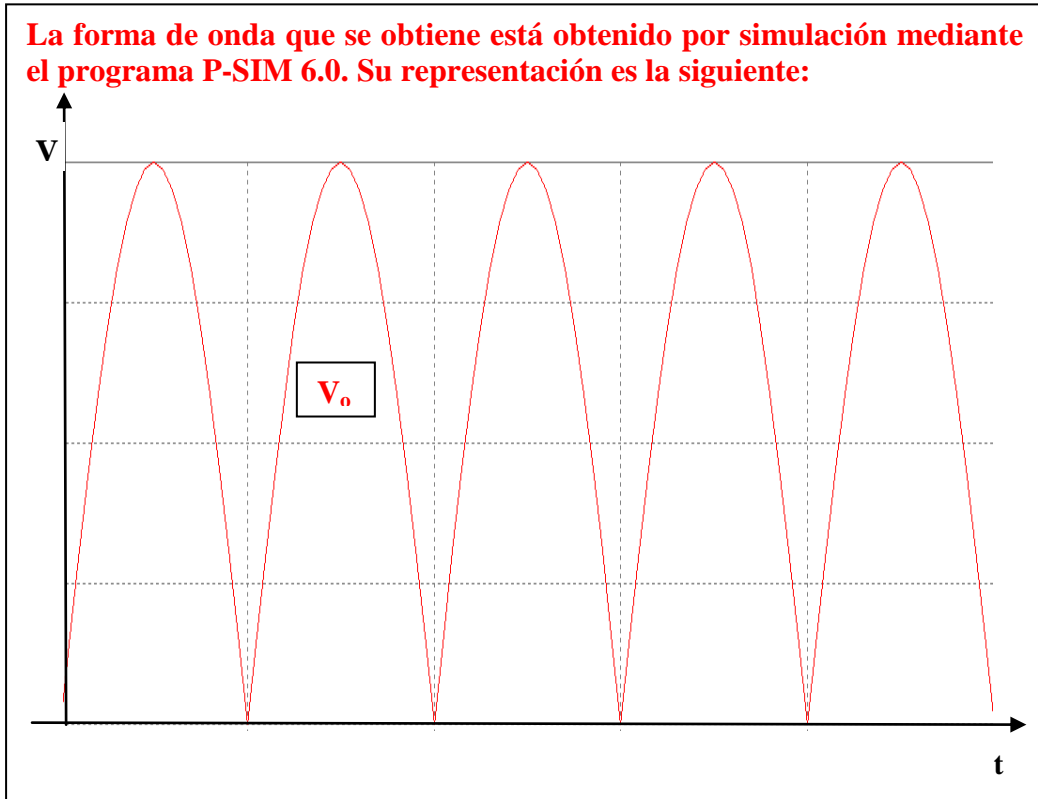
### Transformador:

**La forma de onda que se obtiene está obtenido por simulación mediante el programa P-SIM 6.0. Su representación es la siguiente:**



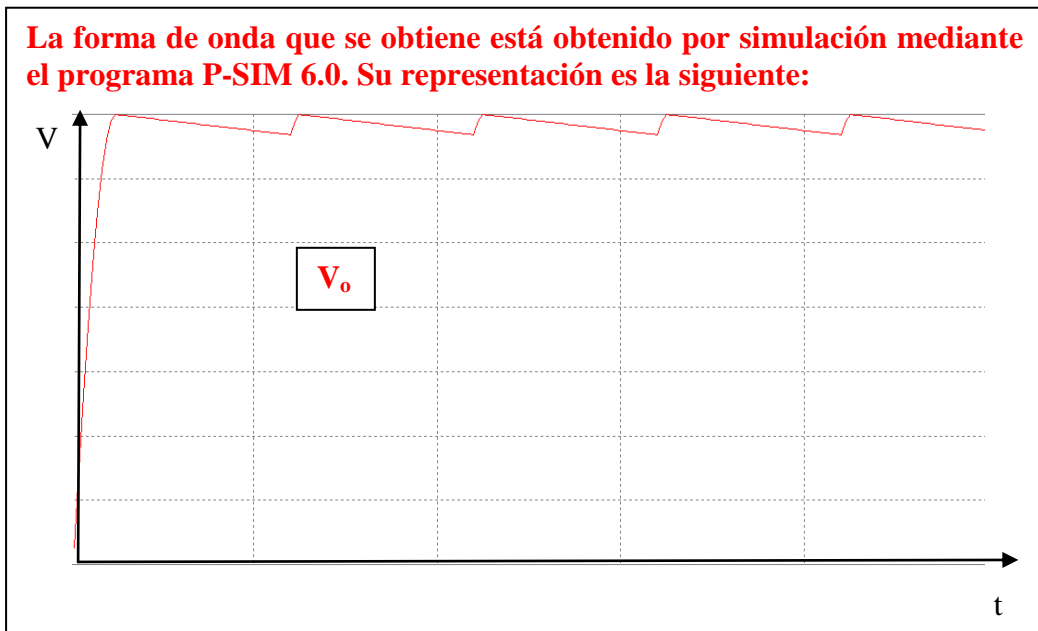
**Puente de diodos:**

La forma de onda que se obtiene está obtenido por simulación mediante el programa P-SIM 6.0. Su representación es la siguiente:



**Filtro:**

La forma de onda que se obtiene está obtenido por simulación mediante el programa P-SIM 6.0. Su representación es la siguiente:

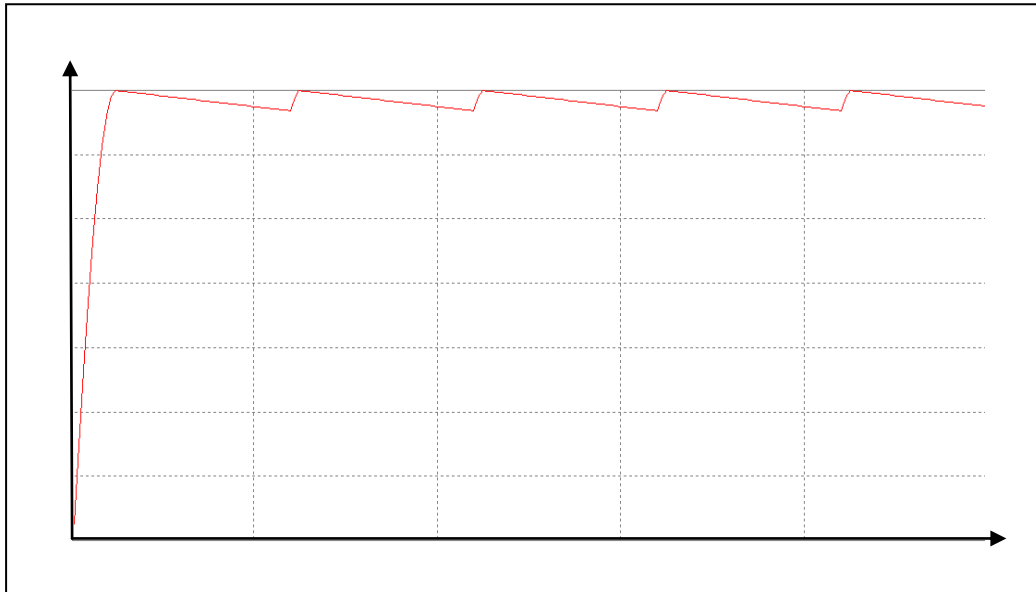


- ¿Cuánta potencia consume la carga?

**Potencia consumida= Tensión en bornes de la carga\* Corriente circula**

$$P = V * I$$

- Observa y mide en el osciloscopio la tensión de rizado en bornes del condensador y en bornes de la carga. ¿Qué se concluye? ¿cómo podría reducirse?



**Podría reducirse poniendo un condensador de mayor capacidad para que filtrara mejor. Aunque un pequeño rizado se observará siempre.**

- ¿Cómo observarías en el osciloscopio, la forma de onda de la corriente que circula por el secundario del transformador?