

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES
DEPARTAMENTO DE TECNOLOGIA ELECTRÓNICA



PROYECTO FIN DE CARRERA

**INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL EN ELECTRONICA
INDUSTRIAL**

*"DESARROLLO DE MAQUETAS PARA PRÁCTICAS DE
ELECTRÓNICA"*

DIRECTORES: D. Francisco Ortiz Zaragoza
D. Pedro Díaz Hernández

AUTOR: Pedro González Ballester

CURSO 2006-2007

ÍNDICE

Índice	1
Capítulo 1	6
Introducción	6
1 Objetivos	6
2 Fases del proyecto	7
3 Resumen del proyecto.....	7
4 Contenidos del CD	8
Capítulo 2	10
Proceso de diseño	10
1 Software utilizado	10
2 Fases de fabricación de las placas.....	10
2.1 Diseño teórico	11
2.2 Simulación Pspice	11
2.3 Primeros prototipos	12
2.3.1 <i>Prototipos iniciales</i>	13
2.3.2 <i>Prototipos finales</i>	14
2.4 Construir PCB	18
2.5 Pruebas de laboratorio.....	19
2.6 Modificación final.....	19
Capítulo 3	21
Cálculos teóricos de las placas	21
1 Placa de relé.....	21
1.1 Descripción	21
1.2 Cálculo teórico	22

2	Placa de rectificador de diodos	22
2.1	Descripción	22
2.2	Cálculo teórico	23
	2.2.1 <i>LED indicador de tensión en el secundario.....</i>	24
	2.2.2 <i>Estimación del rizado.....</i>	24
	2.2.3 <i>Rizado con $RL = 470\Omega$ y $C = 10\mu F$ a media onda.</i>	26
	2.2.4 <i>Rizado con $RL = 470\Omega$ y $C = 10\mu F$ a onda completa. ...</i>	27
	2.2.5 <i>Rizado con $RL = 470\Omega$ y $C = 220\mu F$ a media onda.</i>	28
	2.2.6 <i>Rizado con $RL = 470\Omega$ y $C = 220\mu F$ a onda completa. .</i>	29
	2.2.7 <i>Rizado con $RL = 1K\Omega$ y $C = 10\mu F$ a media onda.....</i>	30
	2.2.8 <i>Rizado con $RL = 1K\Omega$ y $C = 10\mu F$ a onda completa.....</i>	30
	2.2.9 <i>Rizado con $RL = 1K\Omega$ y $C = 220\mu F$ a media onda.....</i>	31
	2.2.10 <i>Rizado con $RL = 1K\Omega$ y $C = 220\mu F$ a onda completa..</i>	32
	2.2.11 <i>Rizado con $RL = 10K\Omega$.....</i>	32
3	Placa de estabilizadores.....	34
3.1	Descripción	34
	3.1.1 <i>Características zener.</i>	35
	3.1.2 <i>Características L7809CV.....</i>	35
3.2	Cálculo teórico zener.....	35
	3.2.1 <i>Cálculo con $R_{Load} = 470\Omega$.....</i>	36
	3.2.2 <i>Cálculo con $R_{Load}=1K\Omega$.....</i>	37
	3.2.3 <i>Cálculo con $R_{Load}=10K\Omega$.....</i>	38
	3.2.4 <i>Nota:.....</i>	39
3.3	Cálculo teórico L7809CV	39
	3.3.1 <i>Nota.....</i>	39
4	Placa de transistor como preamplificador.....	40
4.1	Descripción	40
	4.1.1 <i>Características del BC547C.</i>	41
4.2	Cálculo teórico	41
	4.2.1 <i>Cálculo de polarización.....</i>	43
	4.2.2 <i>Cálculo en alterna.....</i>	46
5	Placa de transistor en conmutación.....	48
5.1	Descripción	48
	5.1.1 <i>Características sensores.</i>	49
	5.1.2 <i>Características BC557C.</i>	49
5.2	Cálculos teóricos	49
	5.2.1 <i>Magnético y de inclinación.....</i>	49
	5.2.2 <i>NTC o LDR.....</i>	50
	5.2.3 <i>Temporizador.....</i>	52
6	Placa de amplificación en potencia.....	54
6.1	Descripción	54

6.1.1	Características TIP31C, TIP32C.....	55
6.2	Cálculo teórico clase A	55
6.2.1	Cálculo polarización de Q_1	56
6.2.2	Cálculo Q_2	58
6.2.3	Cálculo en alterna.....	59
6.3	Cálculo teórico Push-Pull.....	60
6.4	Cálculo teórico operacional de audio.....	61
6.5	Cálculo teórico altavoz.....	62
7	Placa de amplificador operacional como sumador inversor.....	63
7.1	Descripción	63
7.2	Cálculo teórico	63
8	Placa de amplificador operacional como comparador	65
8.1	Descripción	65
8.2	Cálculo teórico	66
9	Placa de amplificador operacional como oscilador.....	69
9.1	Descripción	69
9.2	Cálculo teórico	70
Capítulo 4.....	75	
Simulación de los diseños	75	
1	Relé.....	75
2	Rectificación y Filtrado	76
2.1	Media onda.....	76
2.2	Onda completa	78
3	Estabilización.....	80
3.1	Estabilización zener	80
3.2	Estabilización integrado L7809CV	82
4	Pre-Amplificador de audio.....	84
5	Conmutación	87
5.1	Sensores	87
5.2	Temporizador	87
6	Amplificadores	89
6.1	Clase A	89
6.2	Clase B, push-pull	90
6.3	Amplificador integrado	92
7	Operacional inversor sumador	93
8	Operacional comparador	95
9	Operacional oscilador	97
Capítulo 5.....	100	
Conclusiones	100	

Anexo A	103
Manual de uso de Layout	103
1 Paso de Capture a Layout	103
2 Creación de la placa.....	104
2.1 Editar plantillas	105
3 Medidas globales	105
3.1 Editar hojas	107
4 Posicionado de componentes.....	107
4.1 Editar componentes.....	107
5 Bordes de la placa	108
5.1 Editar bordes u obstáculos	109
5.2 Capas	110
6 Trazado de Pistas	110
6.1 Editar pistas y conexiones.....	111
7 Vistas para imprimir	111
7.1 Editar texto.....	112
8 Creación de componentes.....	112
8.1 Edición y creación de Pads	113
Anexo B	116
Como construir una placa casera.....	116
1 Impresión con Layout.....	116
2 Preparar la placa.....	117
3 Insolar	118
4 Revelado del fotolito	119
5 Revelado del cobre	120
6 Limpieza y acabado	121
Anexo C	124
Clases de amplificación.....	124
1 Amplificador de clase A.....	124
2 Amplificador clase B.....	125
3 Amplificador de clase AB.....	126
4 Amplificador de clase C.....	127
5 Amplificador de clase D.....	128

CAPÍTULO 1

Introducción

1 Objetivos

El objetivo del presente Proyecto Fin de Carrera es el desarrollo de maquetas de prácticas de laboratorio, para las asignaturas de Electrónica Analógica, Electrónica General y Tecnología Electrónica de la Universidad Politécnica de Cartagena.

Las maquetas consistirán en unas placas individualizadas con cada uno de los circuitos necesarios para las prácticas, contando con espadines para que los alumnos puedan realizar los montajes rápidamente utilizando cables con hembrillas. Este desarrollo tiene la finalidad de favorecer el aprovechamiento del tiempo de las prácticas, reduciendo el tiempo perdido en engorrosos montajes sobre *protoboard*. También servirá para ayudar al alumno en la comprensión del circuito. El tiempo ganado en el montaje se invierte en la realización de tareas prácticas que completan el entendimiento del ejercicio además de dar al alumno la posibilidad de continuar con prácticas más elaboradas.

Las placas para las prácticas deben de ser: claras de entender, de rápido conexionado, distintas posibilidades de conexionado, posibilidad de conexionado entre placas.

En éste también se expondrán los cálculos teóricos, y las simulaciones pertinentes.

2 Fases del proyecto

Fase dedicada al repaso de software electrónico, Orcad-Pspice.

Fase de elaboración de distintos esquemas.

Fase de fabricación de prototipos.

Fase de pruebas de laboratorio, y análisis de placas.

Fase de diseño del PCB de las placas.

Fase de fabricación.

Fase de redacción de la memoria del proyecto.

3 Resumen del proyecto

El proyecto se basa principalmente en la elaboración de un entorno didáctico. Éste tiene un libro de prácticas y una serie de nueve placas que facilitan la realización de las prácticas guiadas.

Los capítulos 3, 4 y 5 se dividen por placas, y estas placas son las siguientes:

- Placa 1; Relé.
- Placa 2; Fuente-Diodos. Transformación, rectificación y filtrado.
- Placa 3; Fuente-Estabilizador. Dos estabilizadores, uno zener y otro con integrado.
- Placa 4; Tr-Preamplificador. Amplificador con transistor en clase A.
- Placa 5; Tr-Conmutación. Uso del transistor en corte y saturación.
- Placa 6; Amplificadores. Tres tipos de amplificadores: transistor en clase A; transistores en push-pull; amplificador operacional de audio.
- Placa 7; AO-Ampli_inv_sum. Amplificador operacional sumador inversor, realimentación negativa.
- Placa 8; AO-Comparador. Amplificador operacional trabajando como comparador, sin realimentación.
- Placa 9; AO-Oscilador. Amplificador operacional oscilando con señal cuadrada, realimentación mixta.

El contenido de los capítulos siguientes es:

- Capítulo 2, “Proceso de diseño”; explicación y seguimiento de las fases de elaboración de las placas.
- Capítulo 3, “Cálculos Teóricos”; donde se analizan teóricamente las placas creadas.

- Capítulo 4, “Simulación”; aquí se ve el resultado de la simulación de los esquemas de las placas.
- Capítulo 5, “Conclusiones”; conclusiones del proyecto.

4 Contenidos del CD

El contenido del CD adjunto viene estructurado en las siguientes carpetas.

- Memoria
Contiene los capítulos de la presente memoria.
- Archivos
 - Placas PCB
En formato Orcad-Layout.
 - COMPONENTES
Distintos formatos como pdf sobre los componentes usados.
 - Orcad
Esquemáticos en Orcad.
 - Orcad anterior
Esquemáticos en Orcad no llevados a cabo.
 - EWB
Esquemáticos no llevados a cabo.
 - Multisim
Esquemáticos en Multisim para simulación.
 - Excel
Cálculos llevados a cabo en Excel, y gráficas para la redacción.
 - Librerías
Librerías de Orcad.

CAPÍTULO 2

Proceso de diseño

1 Software utilizado

La simulación se realiza inicialmente en Pspice, aunque se termina realizando en Multisim 2001 y quedan descritas todas las placas finales en Multisim. Los esquemáticos de Orcad se utilizan como base para crear esquemáticos e insertarlos en la redacción.

La creación de los PCB para la construcción de las placas se realiza con el Layout de Orcad.

Resumen de software utilizado:

- Orcad 9; Pspice.
- Orcad 9; Layout.
- Multisim 2001.
- Microsoft Office 2003.

2 Fases de fabricación de las placas

Las placas han llevado varias etapas repetitivas de diseño, realización, prueba, revisión, nuevo diseño... Además se han realizado pruebas que han terminado descartadas por estar fuera del ámbito didáctico final o suponer una imposibilidad de tiempo de clases o de desarrollo.

Siendo las placas finales nueve: **una de relé, dos de fuente de alimentación lineal con estabilización, tres de transistores, y tres de operacionales**. Los cálculos de las placas finales están en los sucesivos capítulos, en éste se verá el desarrollo previo a la obtención de estas placas finales y solo aquellos casos que resultan de utilidad para el estudio de las placas finales.

2.1 Diseño teórico

El diseño de cada circuito está pensado a la obtención del máximo margen de trabajo, es decir máxima fiabilidad y estabilidad, prescindiendo del rendimiento u otros factores que obtengan un mejor diseño pero a costa de requerir ajustes finos o selección de componentes.

Los primeros prototipos se construyen pensando en su funcionamiento más que en su función educativa. También se investigan posibles circuitos que vendrían bien para su incorporación. Bien como prácticas o como diseños de apoyo o ampliación de prácticas.

Los cálculos teóricos de todas las placas se pueden consultar en el **capítulo 3**.

2.2 Simulación Pspice

Las primeras simulaciones de los diseños se realizan en Pspice y son directamente diseños realizados de circuitos obtenidos de diversas fuentes. Posteriormente estos circuitos se van modificando y simplificando para adaptarlos a los requisitos. Nótese que no interesa que los circuitos tengan complicados sistemas de ajuste, de linearización, etc., es decir que el circuito tenga lo básico para funcionar correctamente sin añadir complicaciones esquemáticas.

Una vez simplificado el circuito, y adaptado para un rango de funcionamiento máximo se monta y se verifica su funcionamiento.

Se hicieron unas simulaciones iniciales con Pspice a partir de las cuales se pudieron diseñar los prototipos. Por ejemplo el amplificador Push-pull. Además de los utilizados finalmente, se hicieron otros montajes como un amplificador de audio con un operacional sin alimentación simétrica, con basa banda, y no inversor, pero que se descartó por ser complejo y no ser adecuado a la explicación de los conocimientos deseados.

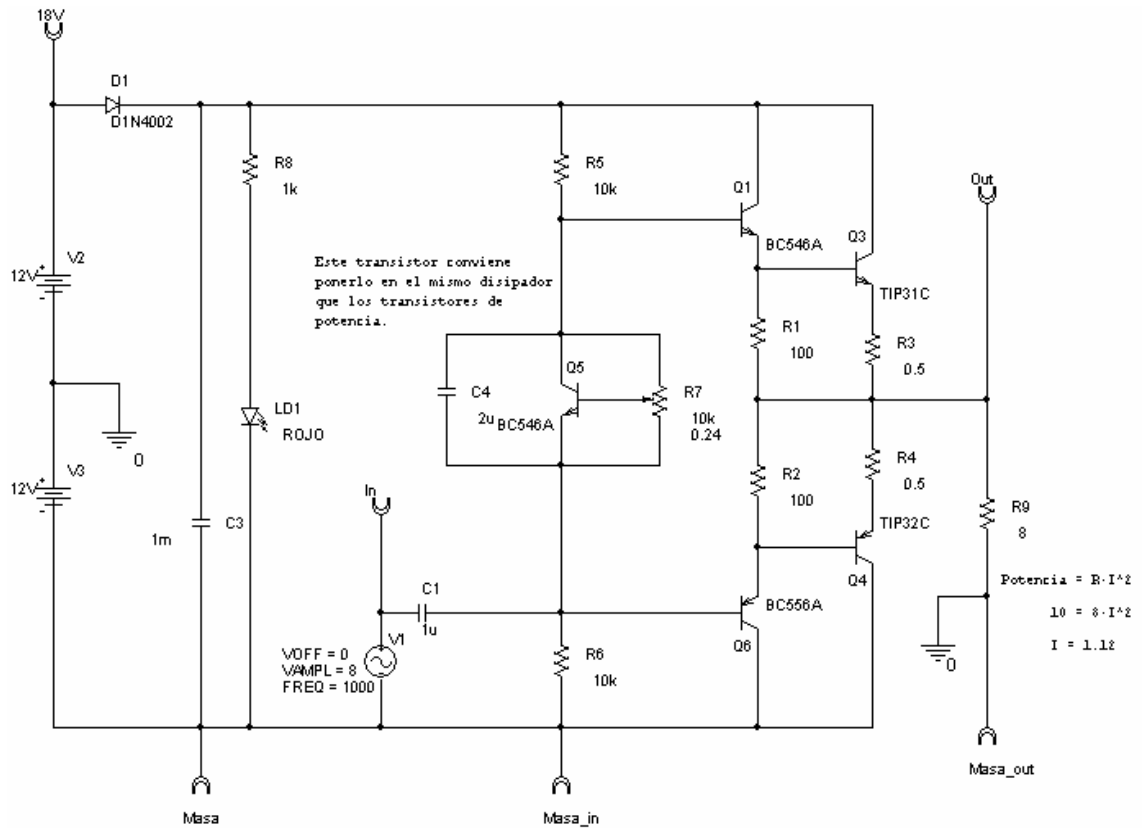
Por no alargar el contenido del proyecto, no se incluyen en este documento, pero se pueden encontrar en el CD adjunto. A continuación se expone un ejemplo.

- Ejemplo:

Este circuito quedó descartado por ser complicado al nivel requerido. El circuito requiere un ajuste en el transistor Q_5 que puede destruir los transistores de salida si se sobrepasa la tensión de polarización, éste es un serio problema si se va a manipular por personal en aprendizaje. El circuito tiene dos etapas amplificadoras de potencia porque con una sola etapa no puede amplificarse la potencia de una señal de milivatios a una salida de 10W.

En la placa final se sustituye el transistor de polarización por dos diodos, además de quedar limitada la potencia a una sola etapa.

La salida en push-pull sin condensador es la forma más clásica de salida de una etapa de sonido, además también llevan un lazo de realimentación que complica el entendimiento práctico del diseño.



1. Esquema de amplificador de 10W, con salida push-pull.

2.3 Primeros prototipos

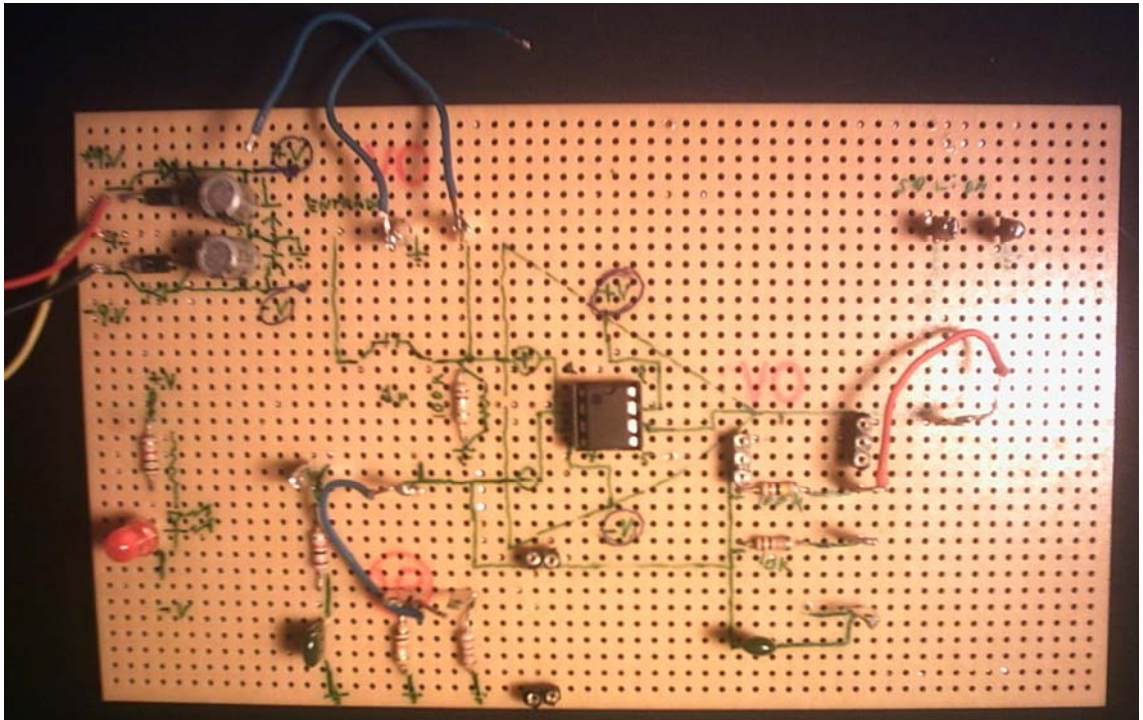
La etapa de los primeros prototipos se realiza sobre placas perforadas donde se sueldan y desueldan los componentes. Estas primeras placas no se realizan con la visión de establecer una posición concreta de los componentes en la placa sino un funcionamiento con componentes reales. Además esta fase del diseño tiene la importancia de concretar los componentes que se utilizarán, adquiriéndose componentes bastante comerciales y usándose componentes que no tenían posible simulación.

Después de los primeros prototipos las placas se realizan ajustando un poco la posición de cada componente y elaborando muy por encima la representación de estos en serigrafía. Se realizan distintas pruebas con componentes como los conectores, pines, espadines. Se estudian las distintas posibilidades que se tienen para conectar los componentes, como la utilización de cablecillos, espadines hembras, conectores de alimentación y de salida.

En esta fase se tiene una primera visión real de como quedan los componentes, si su distribución en la placa queda muy apretada o el diseño resulta confuso. Si conviene separar el circuito en distintas placas o incluir distintos circuitos en una sola placa. Además con los prototipos se vislumbra de una manera más clara la posibilidad de que estos se perfeccionen.

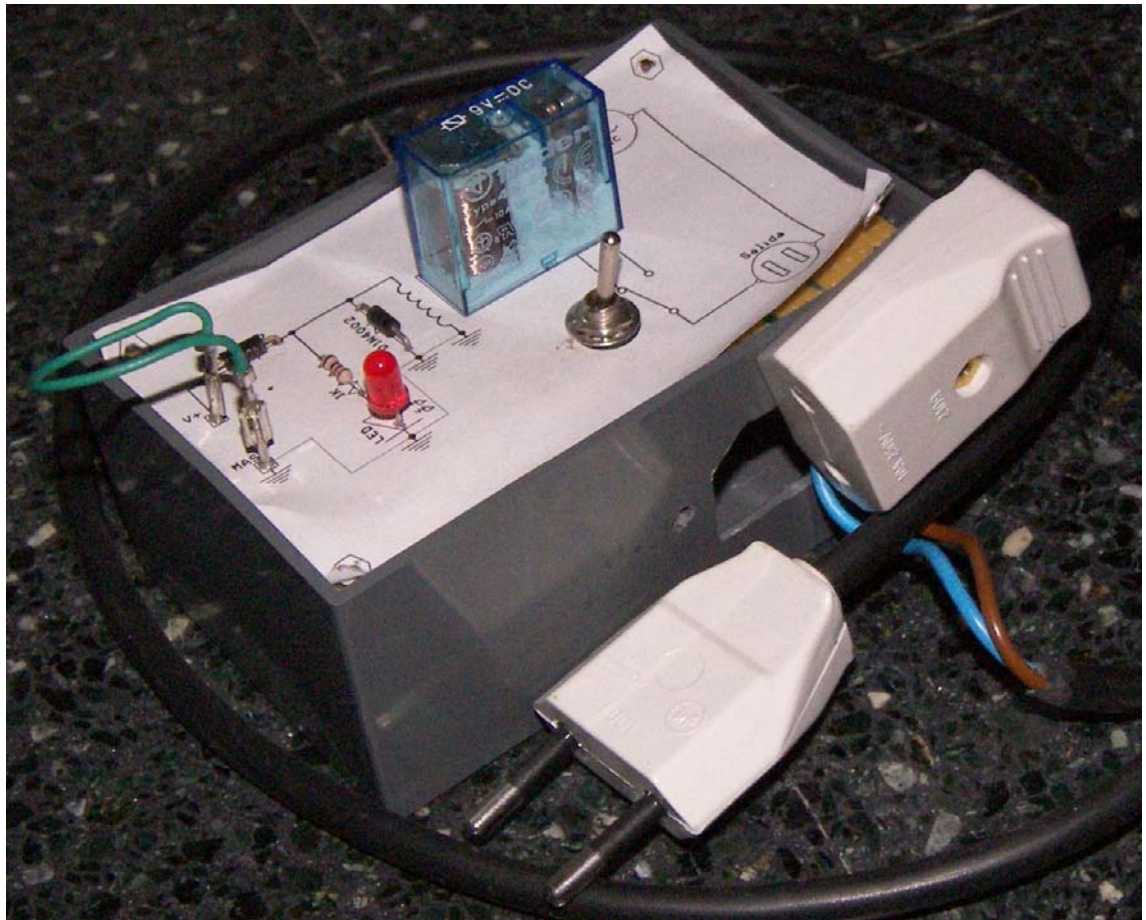
En una posterior reforma de los prototipos, éstos ya quedan casi como definitivos modificando pequeñas cosas y perfilando detalles. La realización de algunos de estos últimos prototipos se realiza con placas para ver las pistas y pads que se utilizarán en los definitivos además de ver que no se quedan pistas finas ni juntas o que halla problemas con posibles taladros con otros componentes. Además en estos prototipos se realiza la serigrafía que se pega a la placa para estudiar como a de quedar ésta.

2.3.1 Prototipos iniciales

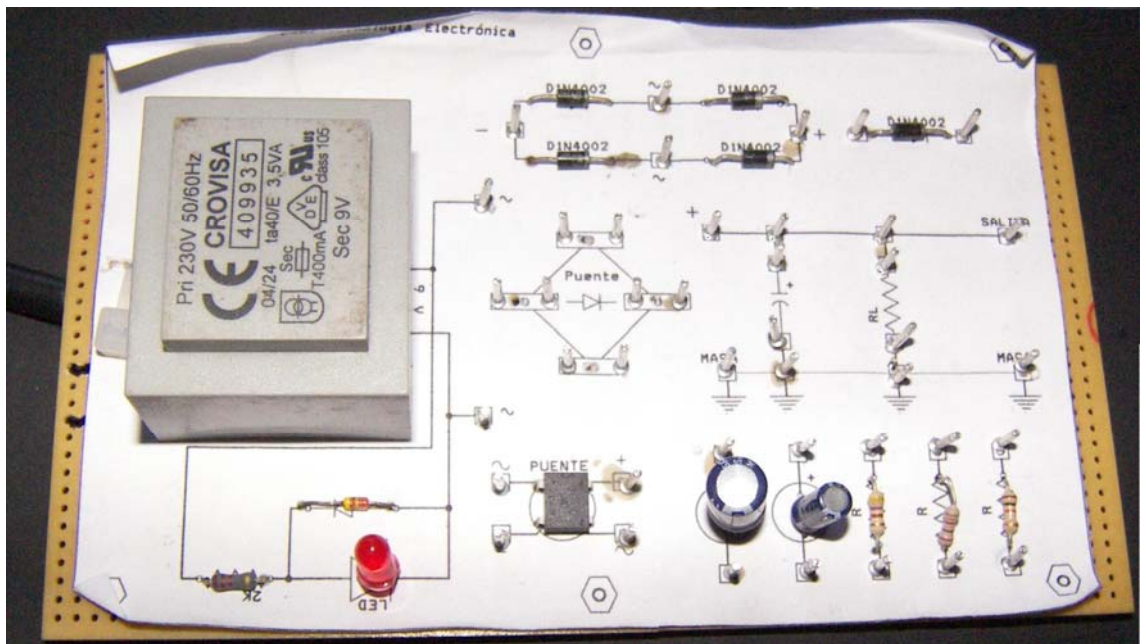


2. Amplificador operacional.

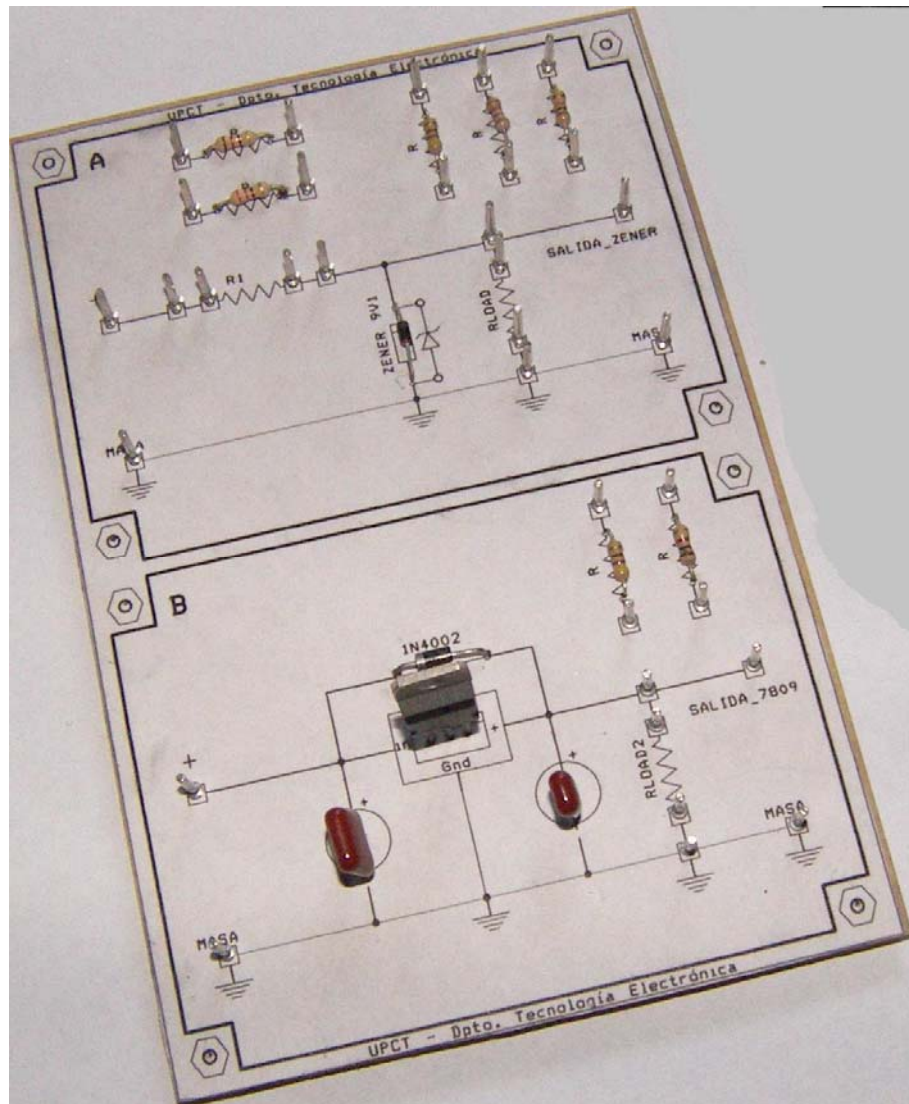
2.3.2 Prototipos finales



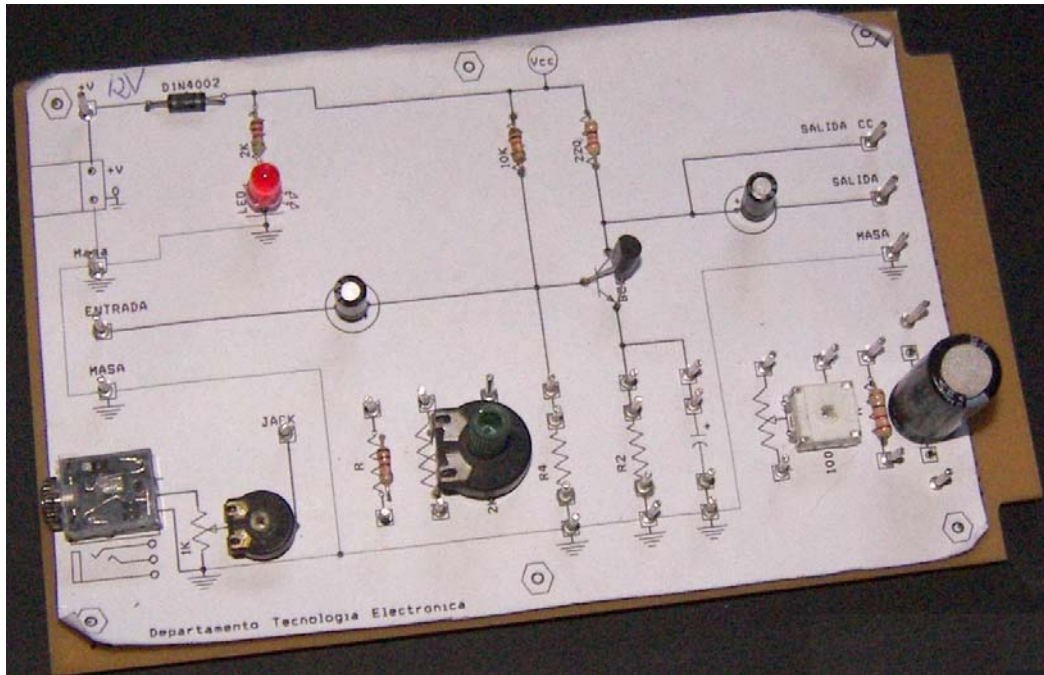
3. Placa de relé.



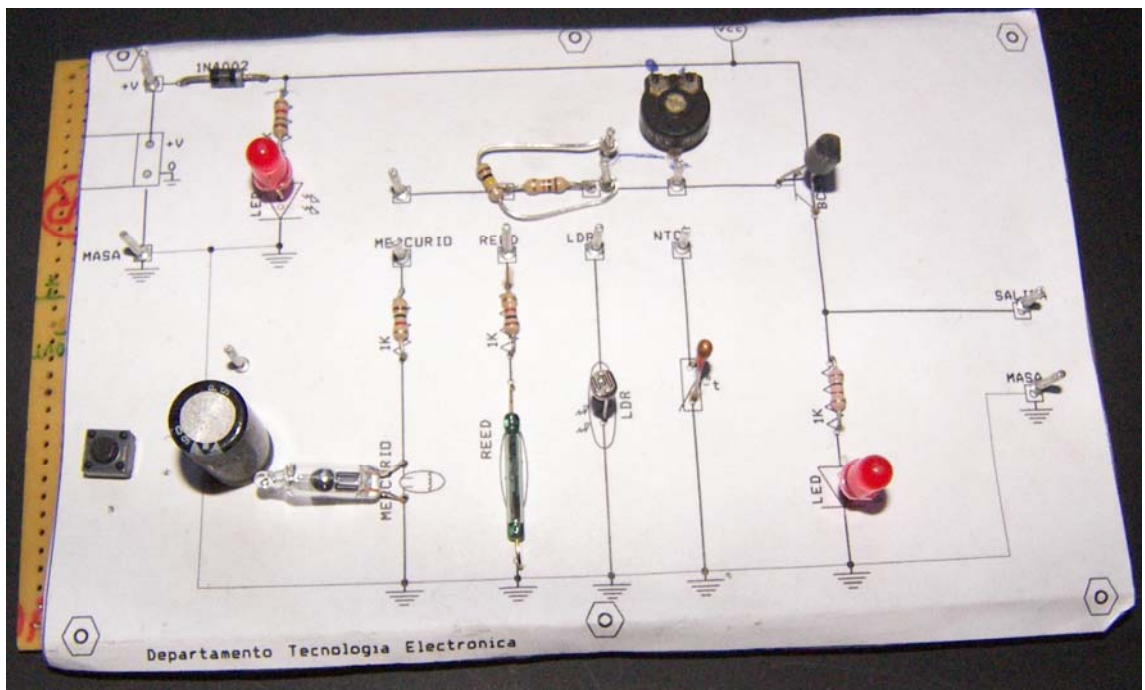
4. Fuente: diodos, y filtrado.



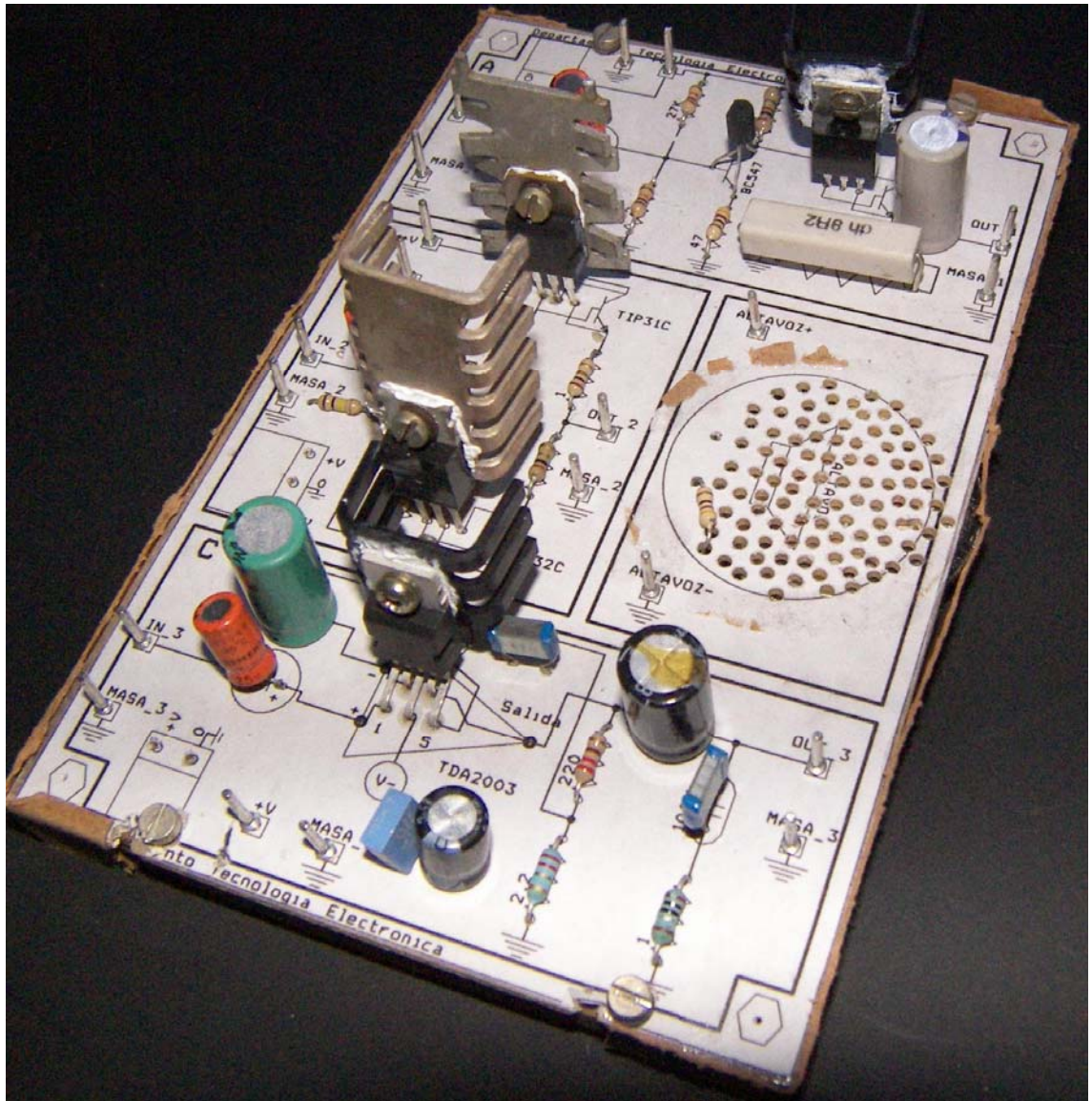
5. Fuente: estabilizador zener, y con circuito integrado.



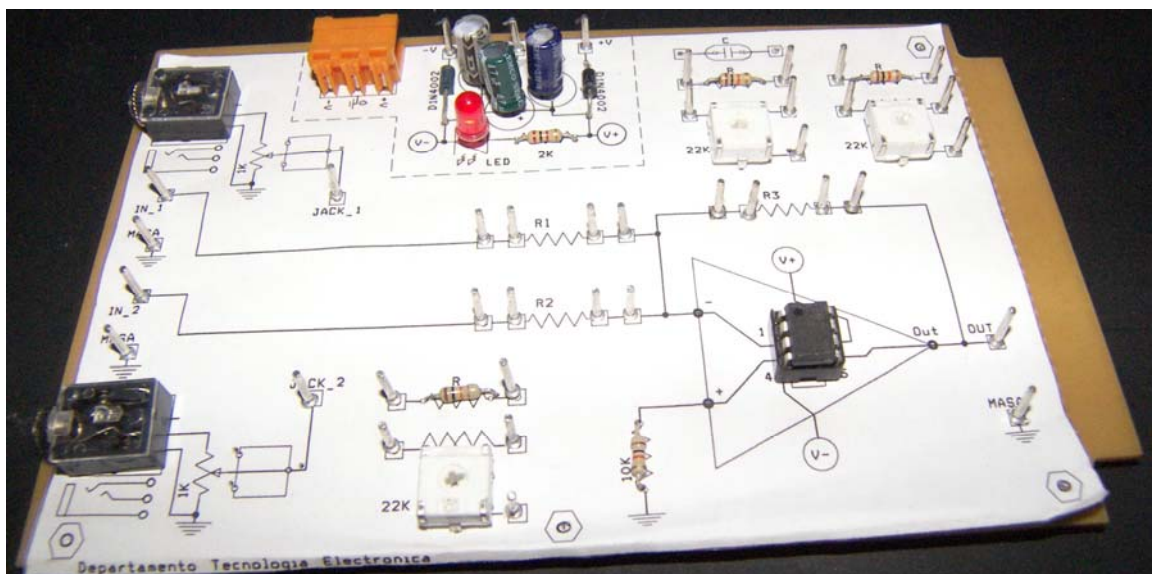
6. Placa pre-amplificadora con transistor en clase A.



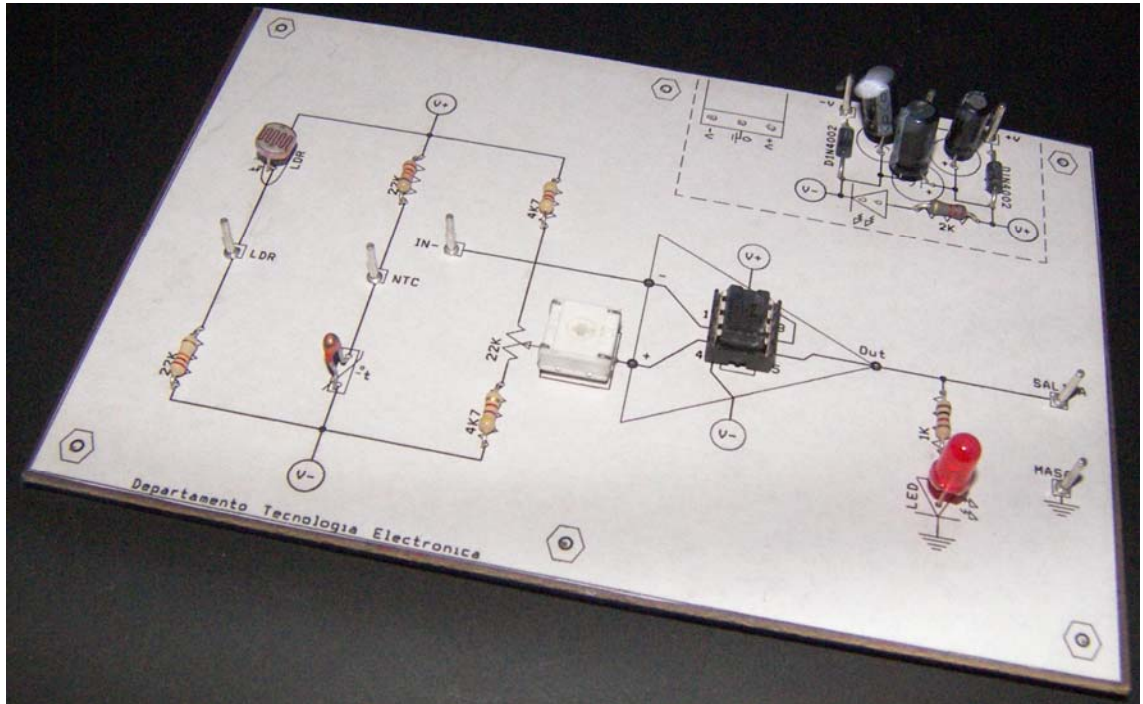
7. Placa de conmutación con transistor.



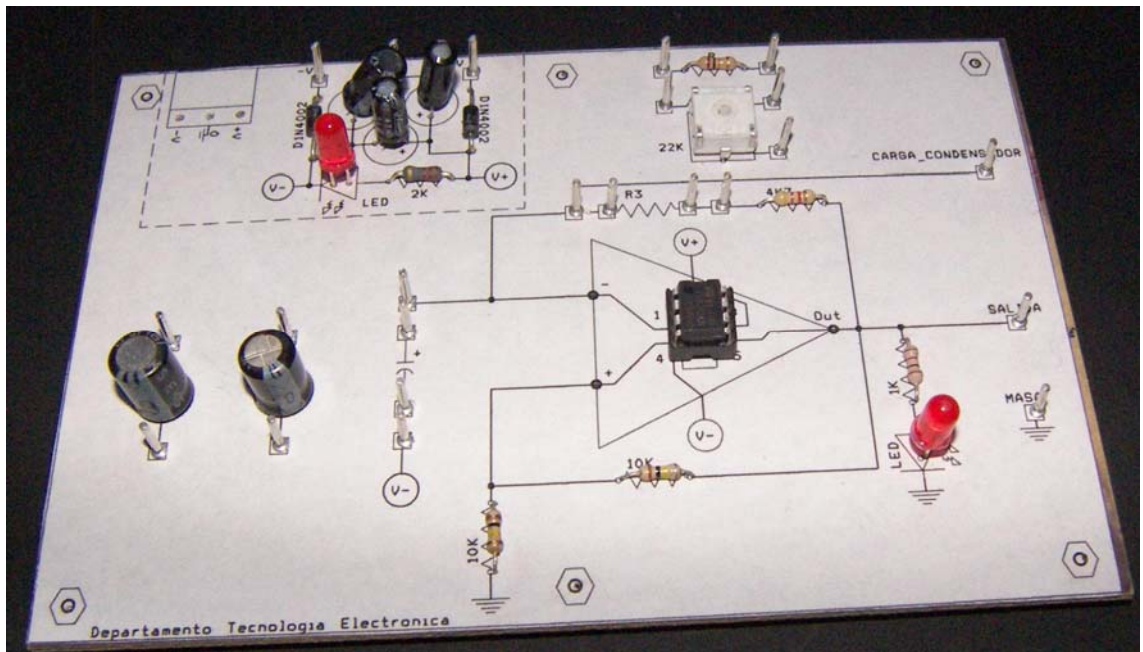
8. Placa de amplificadores: clase A, clase B (push-pull), integrado.



9. Placa de amplificador operacional inversor sumador.



10. Placa amplificador operacional comparador.



11. Placa de amplificador operacional como oscilador.

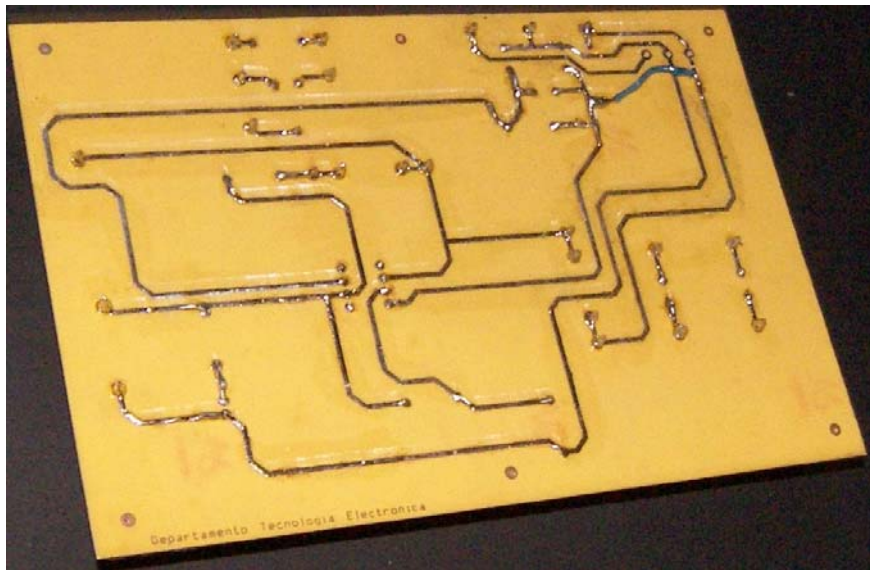
2.4 Construir PCB

En la realización de los últimos prototipos se construyen distintas placas de forma casera. Para construir estas placas hay que crear una PCB del circuito, primeramente pasando el circuito esquemático a Orcad-Layout y posteriormente desde Layout se realizan todos los cambios.

Como la serigrafía que se ha de realizar es distinta a cualquier modelo que hay en las librerías de Layout, se debe crear una librería propia. Ya que es una fase experimental de los modelos, éstos sufren distintas reformas que se van realizando en Layout quedando el esquemático de Orcad relegado. Además si la construcción última se va a mandar a construir a una empresa es necesario mandarle los archivos de las placas, que en este caso se realizan en Layout y se mandan en formato Gerber.

La construcción de un PCB con Orcad-Layout tiene una breve descripción en el anexo de este capítulo.

Después de construir la placa en el ordenador y antes de mandarla a construir se pasan algunas de ellas a una placa real. Con unos medios caseros es posible realizar este paso como se describe en el anexo B.



12. Placa casera para comprobar el diseño.

2.5 Pruebas de laboratorio

Las placas que se van construyendo se van probando en el laboratorio y se examina su funcionamiento. Se comprueba que el circuito tiene cierto margen. Se realizan pruebas últimas que determinan los datos que sirven para contrastar los cálculos realizados y las simulaciones.

2.6 Modificación final

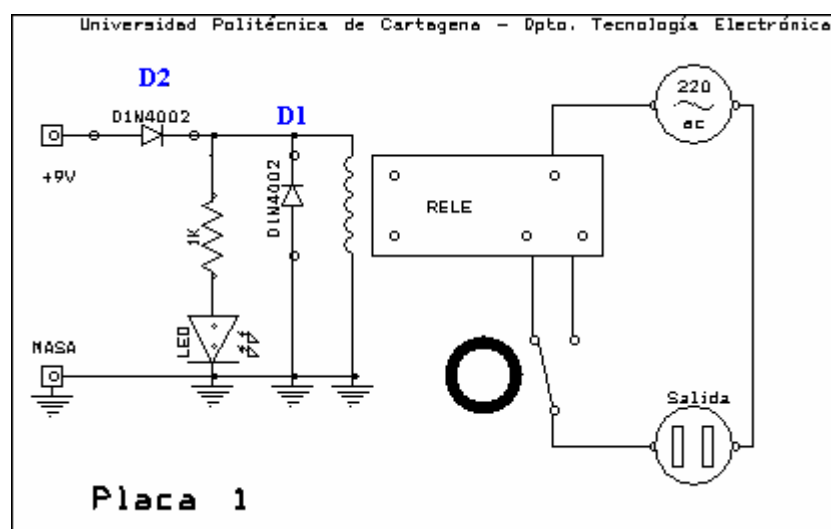
La modificación final son retoques de detalles. Se modifica la distribución y el lugar de algunos componentes. Se determina que datos colocar u omitir en la serigrafía, como omitir los valores de las resistencias a conectar en el circuito para que el alumno las determine midiendo con el potenciómetro u observando el código de colores.

Cálculos teóricos de las placas

1 Placa de relé

1.1 Descripción

El relé ha sido elegido de 9 voltios, y lo protegemos con un diodo para la descarga de la bobina D_1 y otro para proteger este diodo de polarización inversa D_2 . También añadimos un diodo LED para señalar la presencia de señal. Esta placa excita un aparato eléctrico a 220 V ac por lo tanto protegemos de cualquier manipulación accidental la placa encerrándola en una caja. El conmutador nos hace la función de seleccionar la forma de trabajo si normalmente cerrado o normalmente abierto.



1. Placa de relé.

1.2 Cálculo teórico

Este circuito no requiere cálculo teórico. Solamente el LED para su encendido necesita de una corriente que no es crítica. El LED de 3mm y 5mm tiene una caída de tensión entre 2 voltios y 2,5 voltios, y una corriente de 10mA. Los de 10mm tienen un consumo de 20mA. En este caso con 10mA es suficiente y la resistencia limitadora será de $\frac{9V - 2V_{LED}}{10mA} = 700\Omega$ pero se coloca una de $1K\Omega$ ya que sigue dando una corriente suficiente, $\frac{9V - 2V_{LED}}{1K\Omega} = 7mA$, y es un valor estándar muy común.

Coil specifications		
Nominal voltage (U_N)	V AC (50/60 Hz)	
	V DC	9
Rated power AC/DC/sens. DC	VA (50 Hz)/W/W	1.2/0.65/0.5
Operating range	AC	$(0.8...1.1)U_N$
	DC/sens. DC	$(0.73...1.5)U_N / (0.73...1.75)U_N$
Holding voltage	AC/DC	$0.8 U_N / 0.4 U_N$
Must drop-out voltage	AC/DC	$0.2 U_N / 0.1 U_N$

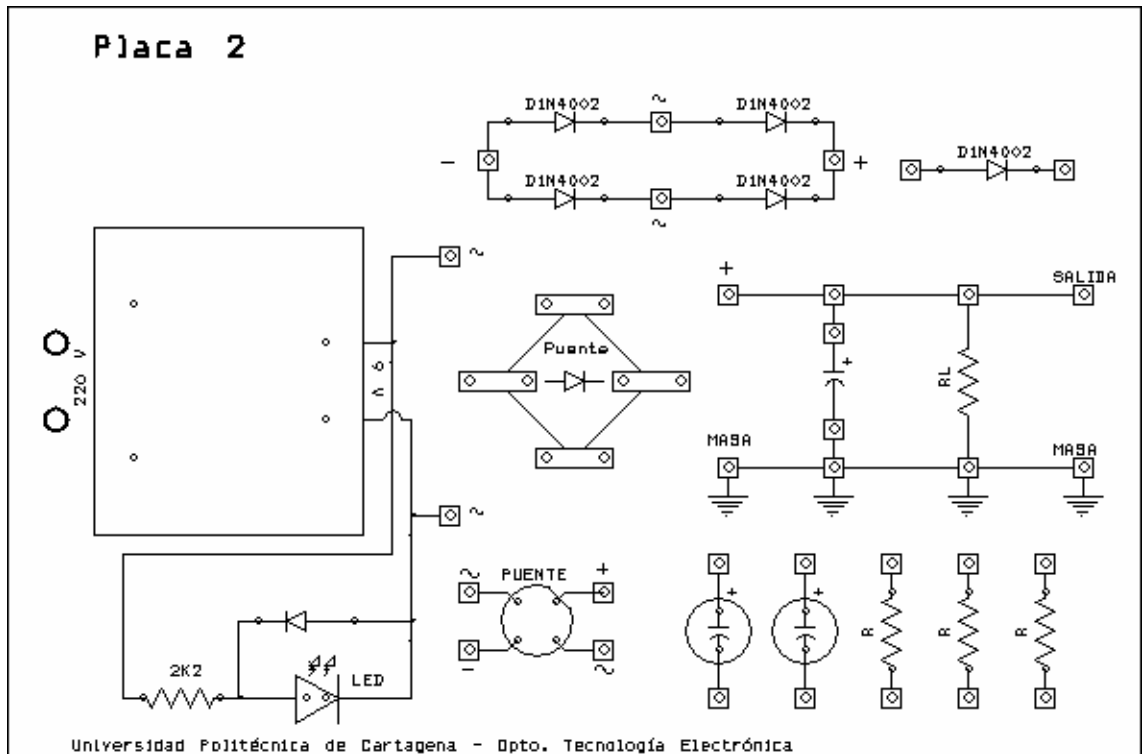
2. Especificaciones de la bobina del relé.

Según las especificaciones del relé, éste tiene una potencia de 0,65W y una tensión de 9 voltios a lo que corresponde una intensidad y resistencia de:
 $W = V \cdot I \Rightarrow I = \frac{W}{V} = \frac{0,65}{9} \cong 72mA$ y $W = \frac{V^2}{R} \Rightarrow R = \frac{V^2}{W} = \frac{9^2}{0,65} \cong 124\Omega$. Los 124Ω calculados corresponden con el valor de 120Ω medido con el polímetro.

2 Placa de rectificador de diodos

2.1 Descripción

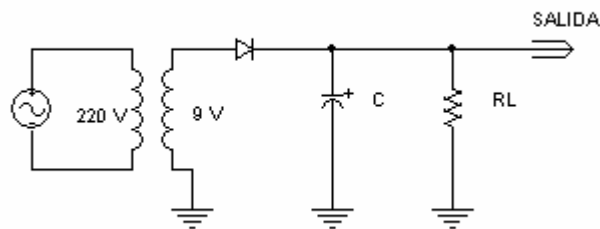
La placa de puente de diodos se conecta a la red de 230V con un cable que va soldado a la placa y sujeto con una brida para evitar tirones. Los *pads* de red irán sellados con silicona para que no haya contacto accidental. La presencia de tensión en la salida es señalizada con un diodo LED, así sabremos rápidamente que no hay ningún problema. El LED está protegido de la tensión inversa con un diodo. En esta placa tenemos distintas opciones de conexionado, pudiendo conectar un puente de diodos o un único diodo, varios condensadores de filtrado y resistencias de carga.



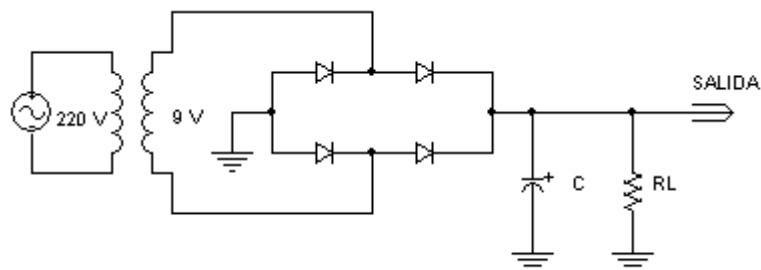
3. Placa de diodos.

2.2 Cálculo teórico

Los esquemas siguientes representan las posibles conexiones que se pueden hacer en la placa. Éstas son con un único diodo rectificando en media onda y con un puente de diodos o el equivalente de cuatro diodos rectificando una onda completa.



4. Esquema de media onda. $C = 10\mu\text{F}, 220\mu\text{F}; RL = 470\Omega, 1\text{K}\Omega, 10\text{K}\Omega$.



5. Esquema de onda completa. $C = 10\mu\text{F}, 220\mu\text{F}; RL = 470\Omega, 1\text{K}\Omega, 10\text{K}\Omega$.

2.2.1 LED indicador de tensión en el secundario

El transformador es de 9 voltios eficaces, lo que equivale a:

$$V_p = 9 \cdot \sqrt{2} \cong 12,7. \text{ Voltios de pico.}$$

Además de los componentes observados en las figuras anteriores, se ha incorporado un LED a la salida del transformador que se encenderá si hay tensión en el secundario. También incorpora un diodo opuesto al LED para evitar que este último se encuentre en inversa en los semiciclos negativos.

La resistencia limitadora de corriente del LED será $\frac{12,7V_p}{10mA} = 1270\Omega$ pero como puede haber subidas de tensión siendo la red hasta 240V y no siendo necesaria mucha corriente para ver el LED encendido, daremos margen subiendo esta resistencia a un valor estándar de unos 2,2K Ω o sea $\frac{12,7V_p}{2,2K\Omega} \cong 6mA$ que son suficientes.

2.2.2 Estimación del rizado

La caída de tensión en los diodos dependerá de si está en puente o en un único diodo, onda completa o media onda respectivamente. La caída en puente es de 1,4V, y en un diodo de 0,7V. Por lo tanto la tensión de pico será en puente de 11,3V, y con un diodo de 12V.

La carga máxima (resistencia mínima) la elegimos de 470 Ω dando una corriente máxima de $\frac{12,7V_p}{470\Omega} \cong 27mA$ y otras cargas menores (resistencias mayores) de 1K Ω y 10K Ω , que exigirán unas corrientes menores. Los condensadores serán de 10 μF y 220 μF .

Cuando se conecta el condensador se obtiene un rizado entre la tensión de pico y la tensión no descargada del condensador. Este rizado se calcula a continuación:

- 1º método:

La **ecuación de descarga del condensador** cargado a la tensión de pico en función del tiempo es:

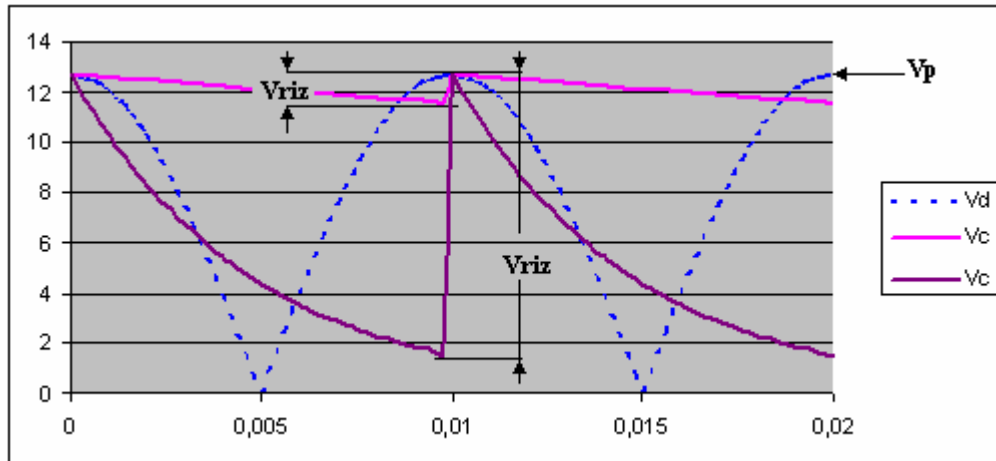
$$V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}}$$

Y el **rizado** será:

$$V_{RIZ} = V_p - V_{C(T)}$$

Donde V_C corresponde al valor de la ecuación de descarga en el tiempo de un ciclo o tiempo en el que se interrumpe la descarga.

Este **método** no es exacto como se ve en la figura siguiente pero es **aproximado** y orientativo.



6. Gráfica del rizado, con método aproximado. Se representan dos rizados diferentes.

V_p es la tensión de pico.

V_D es la tensión rectificadora sin filtrar.

V_C es la tensión del condensador según los cálculos que son aproximados. Hay dos tensiones de V_C para observar como en **rizados grandes el error es apreciable**.

Para realizar cálculos más precisos debería de usarse una matemática más compleja, porque gráficamente se ve que cuando V_C , tensión del condensador, es inferior a V_D , tensión rectificadora, el condensador se estará cargando en lugar de continuar descargándose y prevalecerá la tensión V_D en lugar de V_C .

También se observa gráficamente que el rizado calculado es algo mayor que el real, que hará que los resultados observados sean mejores que los calculados.

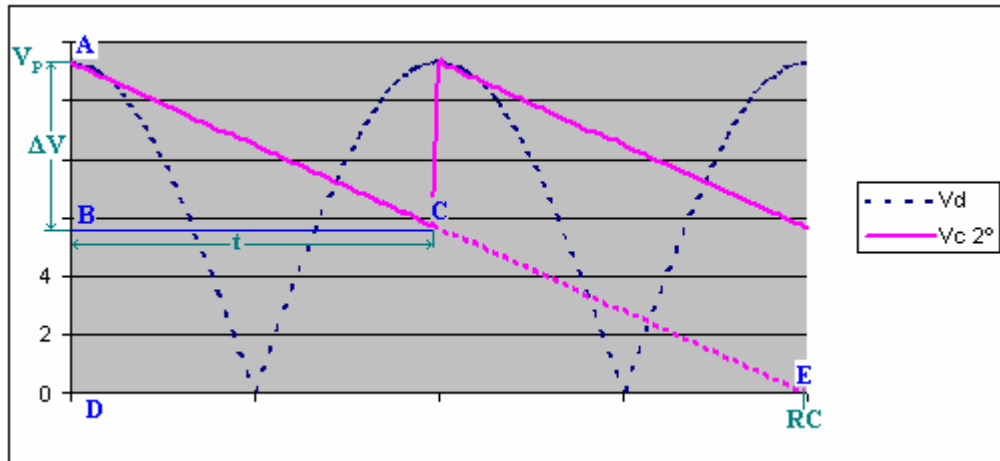
- 2º método:

Otra forma de calcular el rizado, más sencilla y también aproximada, es por medio de la ecuación siguiente:

$$I \cdot \Delta t = C \cdot \Delta V \Rightarrow \Delta V = \frac{I_{LOAD}}{C \cdot f}$$

Esta ecuación se explica observando la gráfica siguiente, donde se ve que por semejanza entre los triángulos $\overline{ABC} \Leftrightarrow \overline{ADE}$ resulta:

$$\frac{\Delta V}{t} = \frac{V_p}{RC} \Rightarrow \Delta V = \frac{V_p}{R} \cdot \frac{t}{C} = \frac{I}{C \cdot f}$$

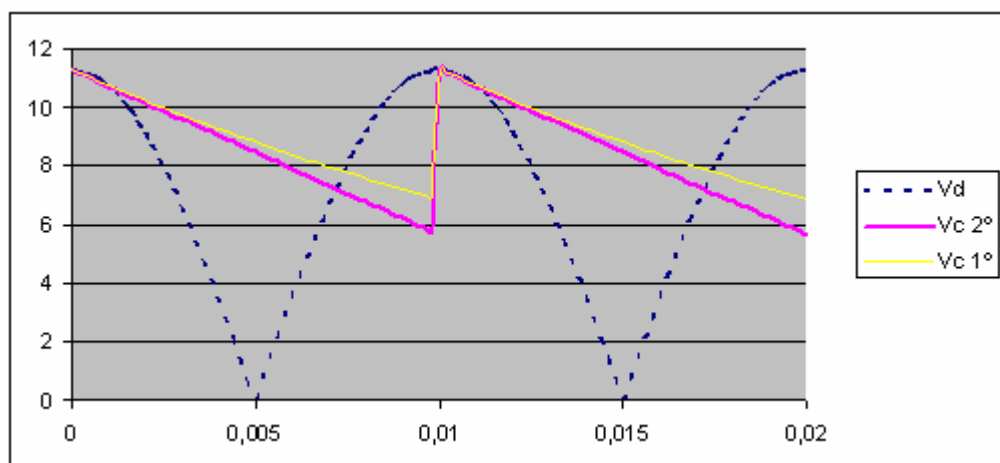


7. 2° método aproximado.

La pendiente de la hipotenusa de estos triángulos es $\frac{V_p}{RC}$ y corresponde con la pendiente de la ecuación de descarga, antes formulada ($V_c = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}}$), en el instante inicial de la descarga. Así si se deriva la ecuación de descarga y se sustituye t por 0, se obtiene:

$$V'_c = V_p \cdot \frac{-1}{RC} \cdot e^{\frac{-t}{RC}} \xrightarrow{t=0} V'_c = -\frac{V_p}{RC}$$

Comparando este método con el anterior resulta que este último da un rizado mayor, y por tanto se está cometiendo un error mayor. Ambos métodos se aproximan más al real conforme el rizado es menor. Otro error que se comete en ambos métodos es que el tiempo tomado se sustituye por el periodo de la señal de entrada en lugar del tiempo que permanece descargándose.

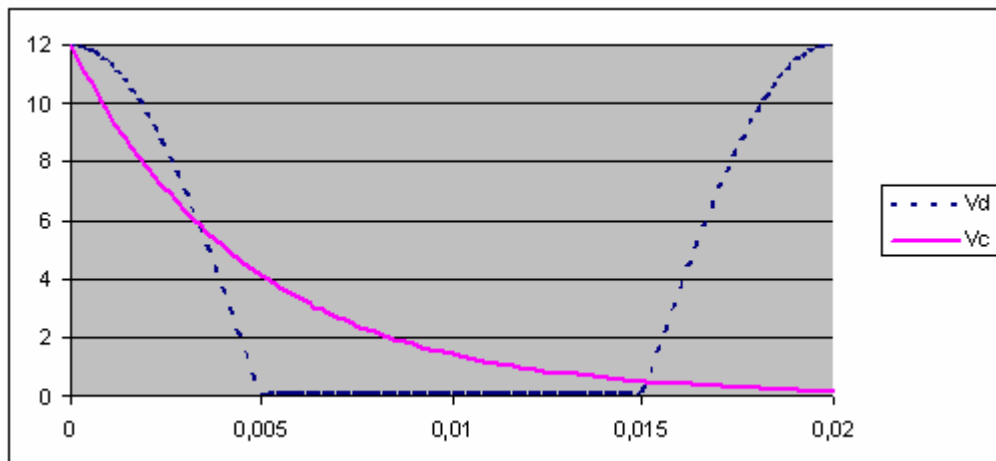


8. Comparación de ambos métodos para el cálculo del rizado.

2.2.3 Rizado con $R_L = 470\Omega$ y $C = 10\mu F$ a media onda.

De donde $R_L = 470\Omega$; $C = 10\mu F$; $V_p = 12V$; y t a 50Hz o media onda: $t = 20ms$.

$$V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 12 \cdot e^{\frac{-0,02}{470 \cdot 0,00001}} \cong 0,17$$



9. Descarga del condensador media onda. $RL=470\Omega$, y $C=10\mu F$.

$$V_{RIZ} = V_p - V_C = 12 - 0,17 \cong 11,8$$

Es obvio viendo la gráfica que el condensador se descarga casi por completo aunque ésta sea una aproximación.

- 2º método:

Con el 2º método se obtiene:

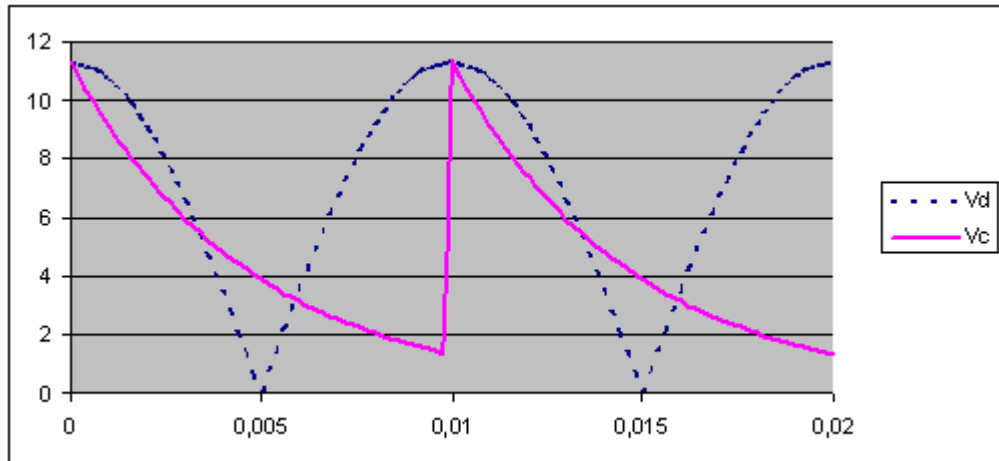
$$V_{RIZ} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{12V}{470\Omega \cdot 10\mu F \cdot 50Hz} \cong 51V$$

Se observa que este cálculo da un resultado imposible ya que el rizado no podrá ser mayor que la tensión de pico V_p .

2.2.4 Rizado con $RL = 470\Omega$ y $C = 10\mu F$ a onda completa.

De donde $R_L = 470\Omega$; $C = 10\mu F$; $V_p = 11,3V$; y t a 100Hz o media onda: $t = 10ms$

$$V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 11,3 \cdot e^{\frac{-0,01}{470 \cdot 0,00001}} \cong 1,34$$



10. Descarga del condensador onda completa. $R_L=470\Omega$, y $C=10\mu F$.

$$V_{RIZ} = V_p - V_c = 11,3 - 1,34 \cong 10$$

- 2º método:

Con el 2º método se obtiene:

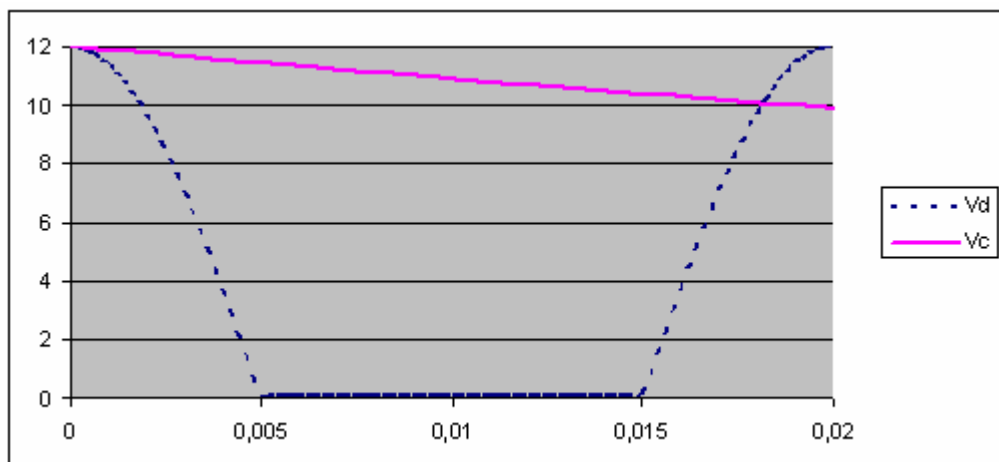
$$V_{RIZ} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{11,3V}{470\Omega \cdot 10\mu F \cdot 100Hz} \cong 24V$$

Se observa, al igual que en el apartado anterior, que este cálculo da un resultado imposible.

2.2.5 Rizado con $R_L = 470\Omega$ y $C = 220\mu F$ a media onda.

De donde $R_L = 470\Omega$; $C = 220\mu F$; $V_p = 12V$; y t a 50Hz o media onda: $t = 20ms$.

$$V_c = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 12 \cdot e^{\frac{-0,02}{470 \cdot 0,00022}} \cong 9,89$$



11. Descarga del condensador media onda. $R_L=470\Omega$, y $C=220\mu F$.

$$V_{RIZ} = V_p - V_c = 12 - 9,89 \cong 2,1$$

- 2º método:

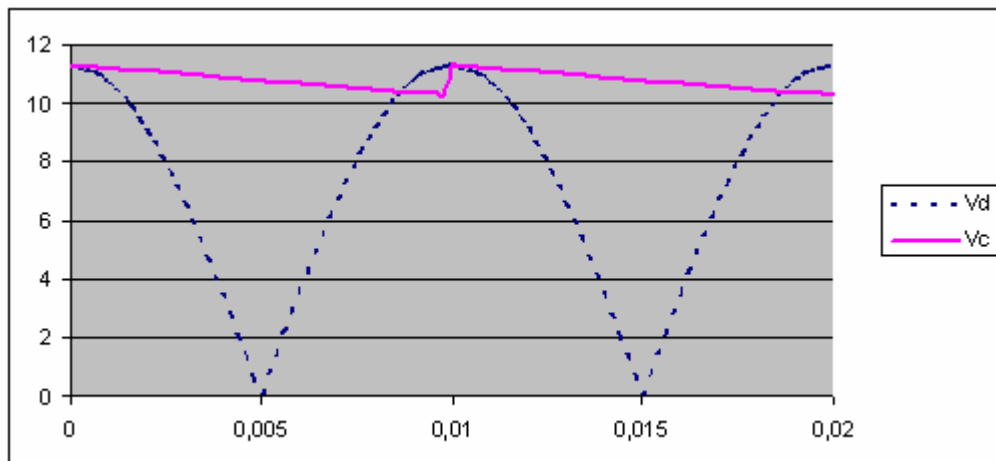
$$V_{\text{RIZ}} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{12\text{V}}{470\Omega \cdot 220\mu\text{F} \cdot 50\text{Hz}} \cong 2,3\text{V}$$

Se observa que este cálculo da un resultado algo mayor que el obtenido por el primer método. Pero en ambos casos se acepta el valor de rizado como una buena aproximación al rizado real.

2.2.6 Rizado con $R_L = 470\Omega$ y $C = 220\mu\text{F}$ a onda completa.

De donde $R_L = 470\Omega$; $C = 220\mu\text{F}$; $V_p = 11,3\text{V}$; y t a 100Hz o media onda: $t = 10\text{ms}$

$$V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 11,3 \cdot e^{\frac{-0,01}{470 \cdot 0,00022}} \cong 10,2$$



12. Descarga del condensador onda completa. $R_L=470\Omega$, y $C=220\mu\text{F}$.

$$V_{\text{RIZ}} = V_p - V_C = 11,3 - 10,2 \cong 1,1$$

- 2º método:

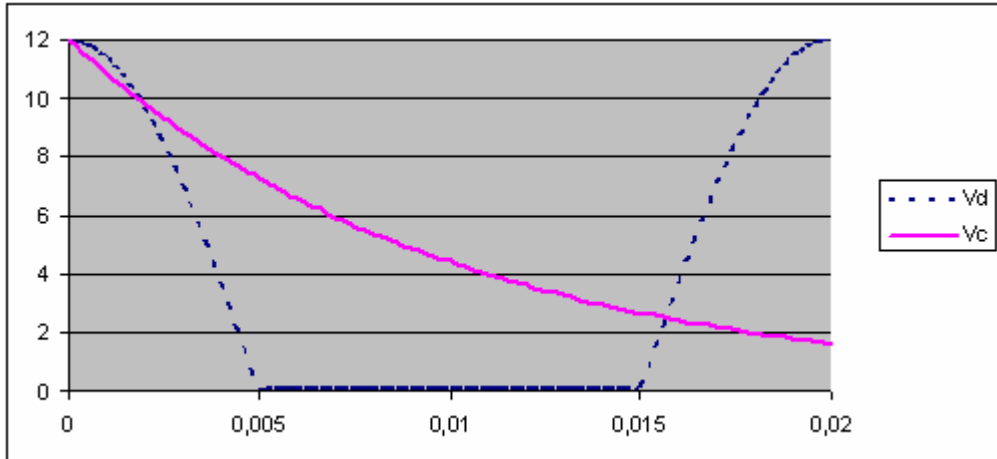
$$V_{\text{RIZ}} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{11,3\text{V}}{470\Omega \cdot 220\mu\text{F} \cdot 100\text{Hz}} \cong 1,1\text{V}$$

Este cálculo da un resultado igual al obtenido en el primer método. Lo que demuestra que los dos métodos se aproximan al real en rizados pequeños.

2.2.7 Rizado con $R_L = 1K\Omega$ y $C = 10\mu F$ a media onda.

De donde $R_L = 1K\Omega$; $C = 10\mu F$; $V_P = 12V$; y t a 50Hz o media onda: $t = 20ms$.

$$V_C = V_P \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 12 \cdot e^{\frac{-0,02}{1000 \cdot 0,00001}} \cong 1,62$$



13. Descarga del condensador media onda. $R_L = 1K\Omega$, y $C = 10\mu F$.

$$V_{RIZ} = V_P - V_C = 12 - 1,62 \cong 10,4$$

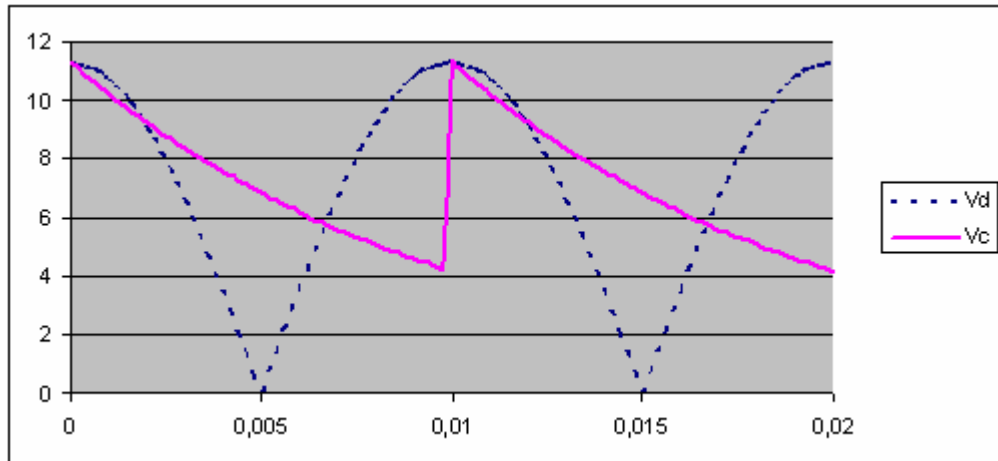
- 2º método:

$$V_{RIZ} = \frac{V_P}{R \cdot C \cdot f} = \frac{12V}{1K\Omega \cdot 10\mu F \cdot 50Hz} \cong 24V$$

2.2.8 Rizado con $R_L = 1K\Omega$ y $C = 10\mu F$ a onda completa.

De donde $R_L = 1K\Omega$; $C = 10\mu F$; $V_P = 11,3V$; y t a 100Hz o media onda: $t = 10ms$

$$V_C = V_P \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 11,3 \cdot e^{\frac{-0,01}{1000 \cdot 0,00001}} \cong 4,18$$



14. Descarga del condensador onda completa. $R_L=1K\Omega$, y $C=10\mu F$.

$$V_{RIZ} = V_p - V_C = 11,3 - 4,18 \cong 7,1$$

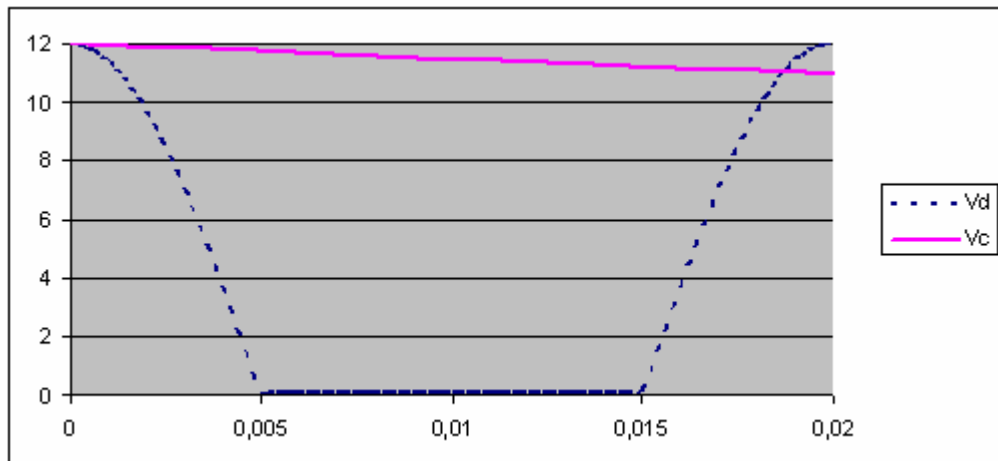
- 2º método:

$$V_{RIZ} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{11,3V}{1K\Omega \cdot 10\mu F \cdot 100Hz} \cong 11,3V$$

2.2.9 Rizado con $R_L = 1K\Omega$ y $C = 220\mu F$ a media onda.

De donde $R_L = 470\Omega$; $C = 220\mu F$; $V_p = 12V$; y t a 50Hz o media onda: $t = 20ms$.

$$V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 12 \cdot e^{\frac{-0,02}{1000 \cdot 0,00022}} \cong 11$$



15. Descarga del condensador media onda. $R_L=1K\Omega$, y $C=220\mu F$.

$$V_{RIZ} = V_p - V_C = 12 - 11 \cong 1$$

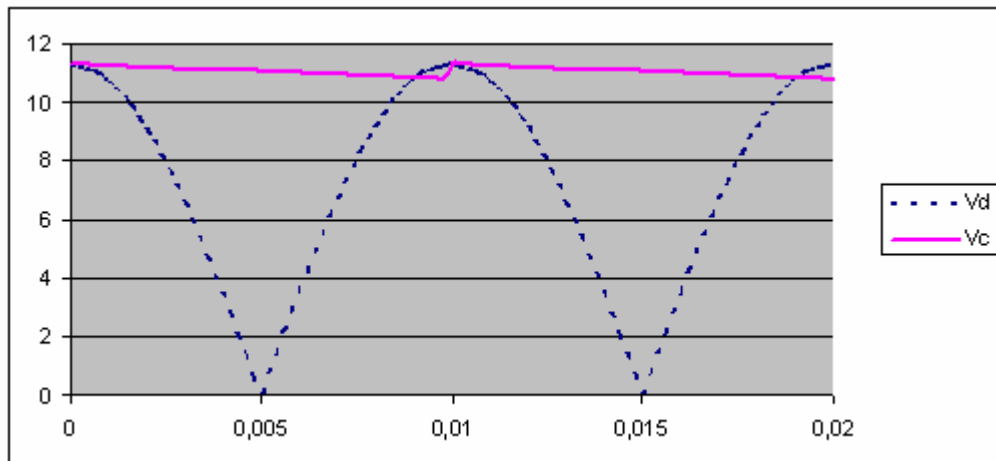
- 2º método:

$$V_{RIZ} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{12V}{1K\Omega \cdot 220\mu F \cdot 50Hz} \cong 1,1V$$

2.2.10 Rizado con $RL = 1K\Omega$ y $C = 220\mu F$ a onda completa.

De donde $R_L = 470\Omega$; $C = 220\mu F$; $V_p = 11,3V$; y t a 100Hz o media onda: $t = 10ms$

$$V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 11,3 \cdot e^{\frac{-0,01}{1000 \cdot 0,00022}} \cong 10,8$$



16. Descarga del condensador onda completa. $RL=1K\Omega$, y $C=220\mu F$.

$$V_{RIZ} = V_p - V_C = 11,3 - 10,8 \cong 0,5$$

- 2º método:

$$V_{RIZ} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{11,3V}{1K\Omega \cdot 220\mu F \cdot 100Hz} \cong 0,51V$$

2.2.11 Rizado con $RL = 10K\Omega$.

Omitiremos las gráficas para estos cálculos ya que son similares y valores bajos de rizado.

- $R_L = 470\Omega$; $C = 10\mu F$; $V_p = 12V$; y t a 50Hz o media onda: $t = 20ms$.

$$V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 12 \cdot e^{\frac{-0,02}{10000 \cdot 0,00001}} \cong 9,83$$

$$V_{RIZ} = V_p - V_C = 12 - 9,83 \cong 2,2$$

○ 2º método: $V_{RIZ} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{12V}{10K\Omega \cdot 10\mu F \cdot 50Hz} \cong 2,4V$

- $R_L = 470\Omega$; $C = 10\mu F$; $V_p = 11,3V$; y t a 100Hz o media onda: $t = 10ms$

$$V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 11,3 \cdot e^{\frac{-0,01}{10000 \cdot 0,00001}} \cong 10,2$$

$$V_{RIZ} = V_p - V_C = 11,3 - 10,2 \cong 1,1$$

○ 2º método: $V_{RIZ} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{11,3V}{10K\Omega \cdot 10\mu F \cdot 100Hz} \cong 1,2V$

- $R_L = 470\Omega$; $C = 220\mu F$; $V_p = 12V$; y t a 50Hz o media onda: $t = 20ms$.

$$V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 12 \cdot e^{\frac{-0,02}{10000 \cdot 0,00022}} \cong 11,9$$

$$V_{RIZ} = V_p - V_C = 12 - 11,9 \cong 0,1$$

○ 2º método: $V_{RIZ} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{12V}{10K\Omega \cdot 220\mu F \cdot 50Hz} \cong 0,11V$

- $R_L = 470\Omega$; $C = 10\mu F$; $V_p = 11,3V$; y t a 100Hz o media onda: $t = 10ms$

$$V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 11,3 \cdot e^{\frac{-0,01}{10000 \cdot 0,00022}} \cong 11,25$$

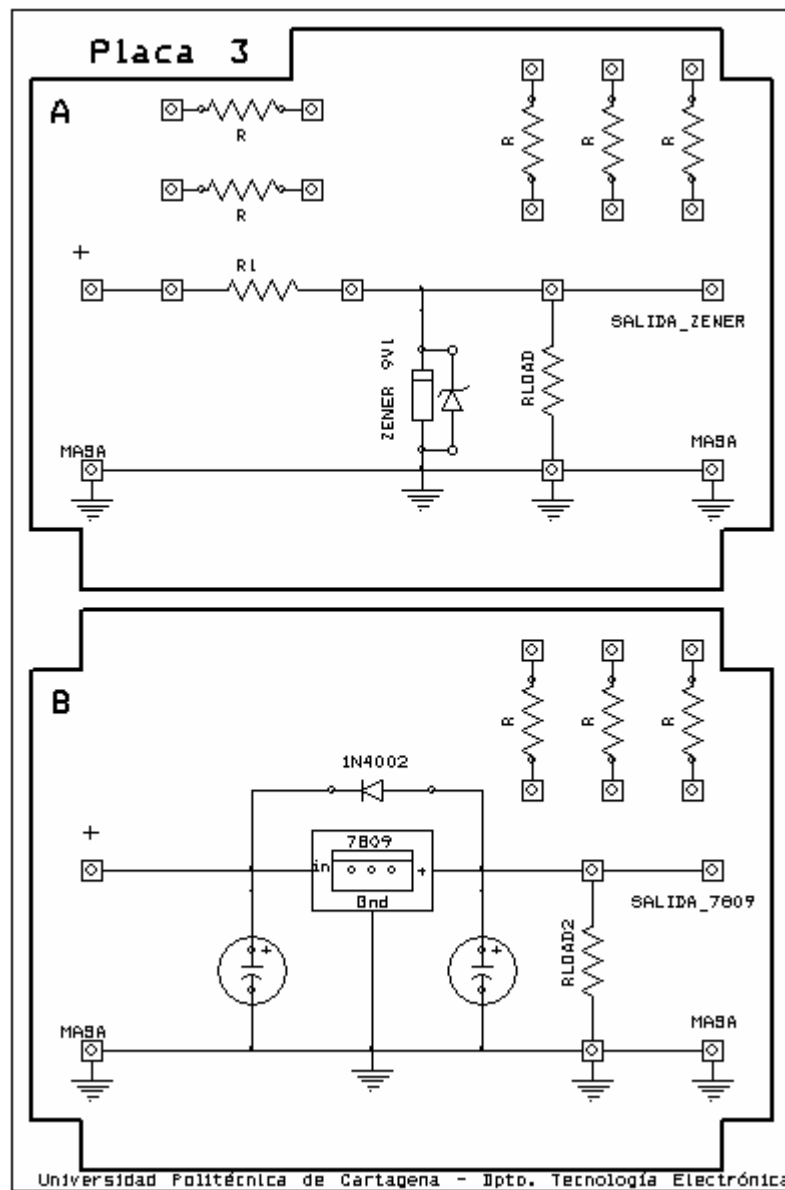
$$V_{RIZ} = V_p - V_C = 11,3 - 11,25 \cong 0,05$$

○ 2º método: $V_{RIZ} = \frac{V_p}{R \cdot C \cdot f} = \frac{11,3V}{10K\Omega \cdot 220\mu F \cdot 100Hz} \cong 0,05V$

3 Placa de estabilizadores

3.1 Descripción

En esta placa hay dos circuitos independientes y ambos tienen la placa N° 2 de rectificador de diodos como etapa previa. En el **circuito A** el estabilizador es un zener, donde hay que poner una **resistencia limitadora** de zener que puede ser **120Ω** o **220Ω** que previamente se han calculado para no quemar el zener, y resistencias de carga que son de idéntico valor que para el rectificador de diodos para comparar resultados en el rizado con las mismas **cargas 470Ω, 1KΩ, 10KΩ**. En el **circuito B** el estabilizador es un circuito integrado, que no necesita resistencia limitadora, solamente hay que poner los condensadores que nos indica el fabricante cerca del integrado para evitar oscilaciones, y un diodo de protección para evitar corrientes inversas. Las cargas son las mismas.



17. Placa de estabilizador zener y 7809.

3.1.1 Características zener.

Zener: equivalente a BZX 55 C 9V1

Types	V _{ZT} /I _{ZT} *		r _{ZT} /I _{ZT} *	I _{ZT} *	r _{ZK} /I _{ZK}		α _{VZ}		I _R / V _R T _{amb} 25°C T _{amb} 150°C		V _R	I _{ZM}	I _{ZSM}
	min	max	max	(mA)	min	max	min	max	max	max	(V)	(mA)	(mA)
** BZX 55 C 9V1	8.5	9.6	10	5	50	1	2	10	0.1	2	6.8	43	670

3.1.2 Características L7809CV.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF L7809C (refer to the test circuits, T_J = -55 to 150°C, V_I = 15V, I_O = 500 mA, C_I = 0.33 μF, C_O = 0.1 μF unless otherwise specified).

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _O	Output Voltage	T _J = 25°C	8.65	9	9.35	V
V _O	Output Voltage	I _O = 5 mA to 1 A P _O ≤ 15W V _I = 11.5 to 26 V	8.55	9	9.45	V
ΔV _O (*)	Line Regulation	V _I = 11.5 to 26 V T _J = 25°C			130	mV
		V _I = 12 to 18 V T _J = 25°C			90	
ΔV _O (*)	Load Regulation	I _O = 5 mA to 1.5 A T _J = 25°C			180	mV
		I _O = 250 to 750 mA T _J = 25°C			90	
I _d	Quiescent Current	T _J = 25°C			8	mA
ΔI _d	Quiescent Current Change	I _O = 5 mA to 1 A			0.5	mA
		V _I = 11.5 to 26 V			1	
ΔV _O /ΔT	Output Voltage Drift	I _O = 5 mA		-1		mV/°C
e _N	Output Noise Voltage	B = 10Hz to 100KHz T _J = 25°C		70		μV/V _O
SVR	Supply Voltage Rejection	V _I = 12 to 23 V f = 120Hz	55			dB
V _d	Dropout Voltage	I _O = 1 A T _J = 25°C		2		V
R _O	Output Resistance	f = 1 KHz		17		mΩ
I _{sc}	Short Circuit Current	V _I = 35 V T _J = 25°C		0.40		A
I _{scp}	Short Circuit Peak Current	T _J = 25°C		2.2		A

(*) 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 cycle is used.

3.2 Cálculo teórico zener

Los cálculos serán realizados para el caso de un puente de diodos o sea para la rectificación de onda completa. Los cálculos para media onda son iguales salvo que el condensador se descarga más tiempo y hay más rizado pudiendo bajar la tensión de la de zener y no estabilizar cuando con onda completa si lo haría.

El zener será calculado para una tensión de 11,3 voltios procedente de la placa N° 2 que estarán rectificadas y filtrados por dicha placa. El zener es de 9,1 voltios que tiene una corriente mínima de 5mA y máxima de 43mA. Si el zener se coloca en un

valor intermedio de corriente, unos 20mA, y por la ley de ohm $R_{Lim} = \frac{V_p - V_{Zener}}{I}$

obtenemos $R_{Lim} = \frac{(11,3 - 9,1)V}{20mA} \cong 110\Omega$. En la realidad V_p variará bien porque el

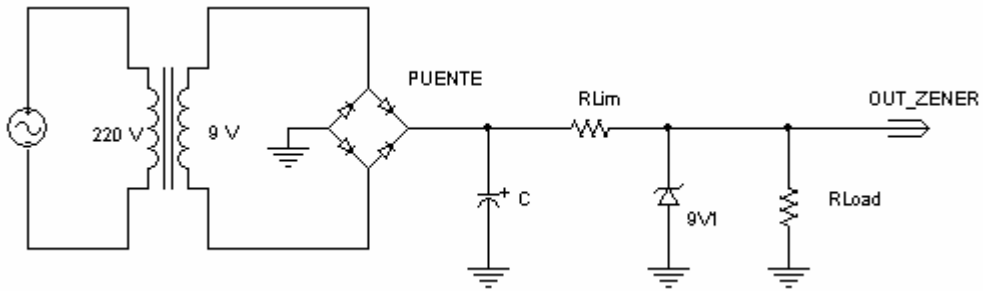
transformador no dé ese valor, bien porque el filtrado por los condensadores tenga mayor rizado, o porque la carga este influyendo en las corrientes así que disponemos de dos valores de **resistencia limitadora, 120Ω, y 220Ω**. Con estos valores la corriente será:

$$I_{Lim_120} = \frac{V_P - V_{Zener}}{R_{Lim}} = \frac{11,3V - 9,1V}{120\Omega} \cong 18mA$$

y

$$I_{Lim_220} = \frac{11,3V - 9,1V}{220\Omega} \cong 10mA$$

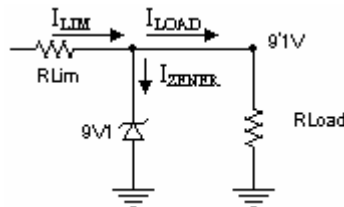
Estando ambas intensidades en los límites de corriente del zener y pudiéndose variar una por otra para adaptarse a las circunstancias de carga y demás.



18. Esquema completo del circuito zener, conectadas las dos placas.

3.2.1 Cálculo con RLoad = 470Ω.

Para C=10μF y R_{Lim}=120Ω la corriente de zener, suponiendo que el circuito como en el de la figura siguiente tenga su tensión zener, es:



19. Esquema de corrientes.

$$I_{Zener} = I_{Lim} - I_{Rload} = I_{Lim_120} - \frac{V_{Zener}}{R_{Load}} = 18mA - \frac{9,1V}{470\Omega} \cong -1mA$$

Este valor negativo indica que esta fórmula no está bien, ya que pasaría más corriente por la resistencia de carga que por la limitadora. La corriente no es suficiente para hacer trabajar al zener correctamente. Lo que ocurrirá es que habrá una tensión a la **salida inferior a 9,1V**. La tensión corresponderá al divisor de tensión que asemejarían las dos resistencias sin el zener.

Si variamos el valor de C no mejoramos la corriente. Y si subimos el valor de R_{Lim} a 220Ω disminuimos la corriente, o sea que tampoco nos funcionaría.

3.2.2 Cálculo con $R_{Load}=1K\Omega$.

- $R_{Lim}=120\Omega$

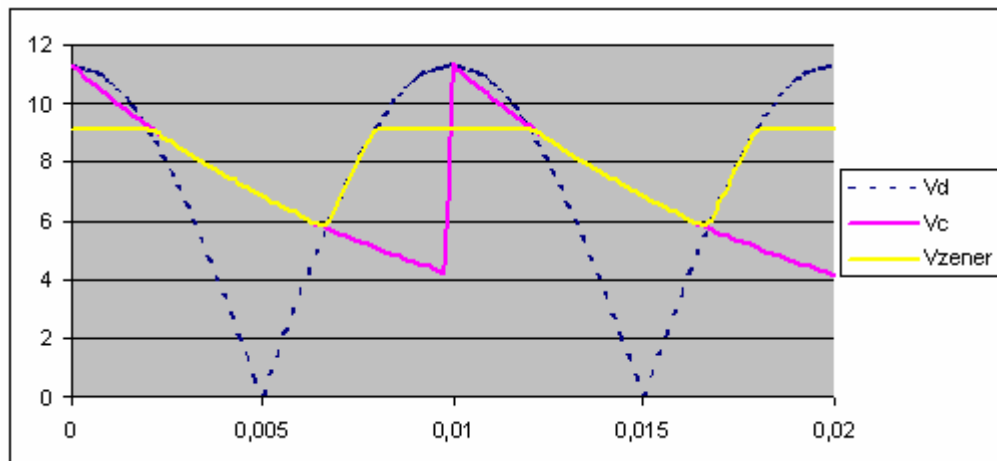
La corriente de zener es:

$$I_{Zener} = I_{Lim_120} - \frac{V_{Zener}}{R_{Load}} = 18mA - \frac{9,1V}{1K\Omega} \cong 8,9mA$$

Corriente que es suficiente para que el zener trabaje correctamente. Ahora la salida será la que hay en el apartado anterior del rectificador y filtrado para el mismo valor de condensador y resistencia de carga pero recortada a la tensión de zener.

- $R_{Lim}=120\Omega$, Con $C=10\mu F$:

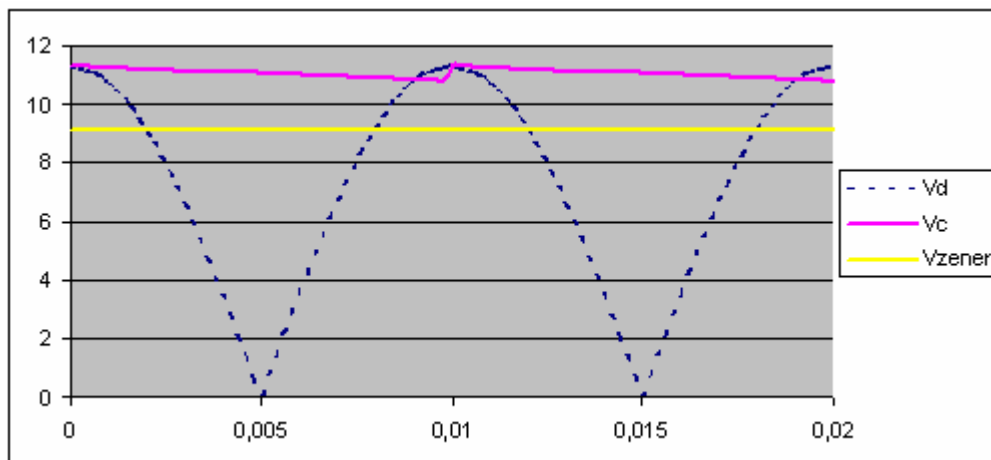
Para el condensador de $10\mu F$, se obtiene la siguiente gráfica.



20. Salida con $C=10\mu F$, $R_{Load}=1K\Omega$, $R_{Lim}=120\Omega$.

En los casos donde la tensión de salida alcanza valores inferiores a la tensión zener, éste no regula. No se calculará el rizado porque matemáticamente resulta complejo y poco interesante. Si es interesante conocer si el rizado es por la regulación zener, o como en este caso porque la **salida no supera la tensión zener**.

- Con $R_{Lim}=120\Omega$, y $C=220\mu F$ la tensión será:



21. Salida con $C=220\mu F$, $R_{Load}=1K\Omega$, $R_{Lim}=120\Omega$.

Aquí se ve como el condensador de $220\mu F$ no llega a descargarse por debajo de la tensión de zener, con lo que el rizado en este caso es el que halla por la resistencia de zener. Según las características $R_{Zener}=10\Omega$, y como la intensidad es $I=8,9mA$ el rizado máximo será $V_{RIZ} = I \cdot R_{ZENER} = 8,9mA \cdot 10\Omega = 89mV$.

En estos casos la descarga del condensador no ha tenido en cuenta la resistencia limitadora ni el efecto del zener en la descarga. Pero no es interesante realizar más cálculos que no aseguran un resultado real.

- $R_{Lim}=220\Omega$.

Para la resistencia de $R_{Lim}=220\Omega$;

$$I_{Zener} = I_{Lim_220} - \frac{V_{Zener}}{R_{Load}} = 10mA - \frac{9,1V}{1K\Omega} = 0,9mA$$

Corriente que no es suficiente para que el zener trabaje bien y ocurrirá igual que cuando tenía una R_{Load} de 470Ω , que la salida será inferior a 9,1 voltios.

3.2.3 Cálculo con $R_{Load}=10K\Omega$.

La corriente para $R_{Lim}=120\Omega$ será:

$$I_{Zener} = I_{Lim_120} - \frac{V_{Zener}}{R_{Load}} = 18mA - \frac{9,1V}{10K\Omega} \cong 17mA$$

Como varía tampoco con carga que sin carga el zener trabaja bien y la salida es de 9,1 voltios.

Con $R_{Lim}=220\Omega$;

$$I_{Zener} = I_{Lim_220} - \frac{V_{Zener}}{R_{Load}} = 10mA - \frac{9,1V}{10K\Omega} \cong 9mA$$

Donde se ve que el zener trabaja correctamente.

3.2.4 Nota:

Hay que tener en cuenta que se ha tomado la tensión del transformador como de 9 voltios eficaces. En la práctica esta tensión variará y los datos aquí obtenidos también.

3.3 Cálculo teórico L7809CV

La característica que hay que tener en cuenta para saber si el integrado funcionará es que haya una tensión mayor de 2 voltios entre la entrada y la salida. En nuestro caso la entrada valdrá la tensión de pico del transformador menos la caída en el puente de diodos, o sea $V_{IN} = V_p - 2 \cdot V_{DIODO} = 12,7 - 1,4 = 11,3$. Tensión que está por encima de los 9 voltios de salida más los 2 voltios de "dropout", $V_{IN} = 11,3V > V_{OUT} + V_{DROP} = 9 + 2 = 11$.

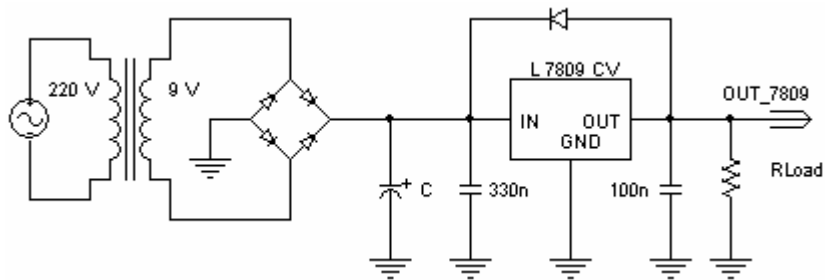
El rizado vendrá dado por la hoja de características, que en este caso es de 55dB. Habiendo obtenido antes un rizado de 1,1 voltios para el caso de $C=220\mu F$ y $R_{Load}=470\Omega$, ahora tendremos un rizado 55dB menor o $dB = -20 \log\left(\frac{V_{RIZ-OUT}}{V_{RIZ-IN}}\right)$;

$$V_{RIZ-OUT} = V_{RIZ-IN} 10^{\frac{-dB}{20}} = 1,1 \cdot 10^{\frac{-55}{20}} \cong 2mV$$

Donde comparando con los 89mV de rizado que había con el zener se ve la mejor estabilización además de una mayor potencia de salida que se podrá constatar al conectar las cargas. Como puede dar unos 500mA podrá con una carga de

$$R_{Load} = \frac{V_{OUT}}{I_{MAX}} = \frac{9V}{500mA} \cong 18\Omega, \text{ suficiente para las cargas que hay en la placa. Solo hay}$$

que tener en cuenta la capacidad del condensador para que no se descargue por debajo de los 11 voltios, caso que ocurre con el condensador de $10\mu F$.



22. Esquema completo del L7809 con las dos placas conectadas.

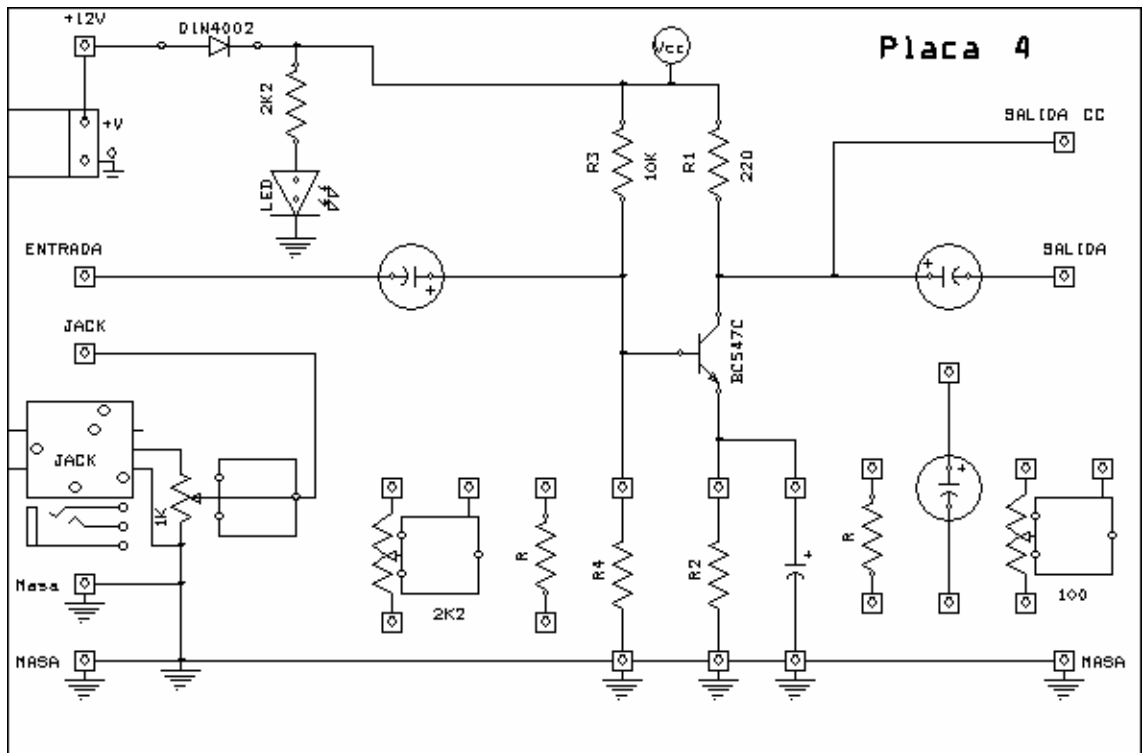
3.3.1 Nota.

El circuito del 7809 no está diseñado con margen, habría que subir la tensión del condensador, o poner una gran capacidad dependiendo de la carga. Éste está pensado a 9 voltios para comparar resultados con el zener, pero la tensión en la entrada no es muy elevada. En la realidad el transformador utilizado tiene más de 9 voltios, casi unos 11 voltios eficaces, por lo que los resultados variarán bastante, no obstante para el 7809 una subida de tensión mejorará su margen de trabajo y para el zener habría que tener precaución de que no se pase su corriente máxima.

4 Placa de transistor como preamplificador

4.1 Descripción

En esta placa hay un transistor que trabaja en clase A, amplificando una señal que estará en el espectro audible, pero sin embargo no está limitado el ancho de banda y amplificara todas las frecuencias a las que pueda llegar el transistor. Los condensadores de paso hacen que en continua no haya amplificación, además de poder conectar un condensador de desacoplo que hará las veces de pasa alto para las frecuencia más bajas del espectro audible. Las opciones de montaje permiten colocar potenciómetros en R_2 y R_4 haciendo que el punto de trabajo sea establecido manualmente con los cálculos previos y se observará la polarización en la salida de continua, además se pueden sustituir estos potenciómetros por resistencias que ya están calculadas. También disponemos de una entrada por jack para conectar un reproductor musical y hacer prácticas prácticas o sea que no se limite a comprobar lo teorizado y sean entretenidas. La alimentación está indicada en 12 voltios, aunque esta tensión no es crítica y puede variar bastante permaneciendo el transistor en la región activa. También se aprecia un LED que indica la presencia de alimentación.



23. Placa de preamplificador.

4.1.1 Características del BC547C.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BC546	BC547	BC548	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CEO}	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			mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0			mW mW/°C
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12			Watt mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–55 to +150			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

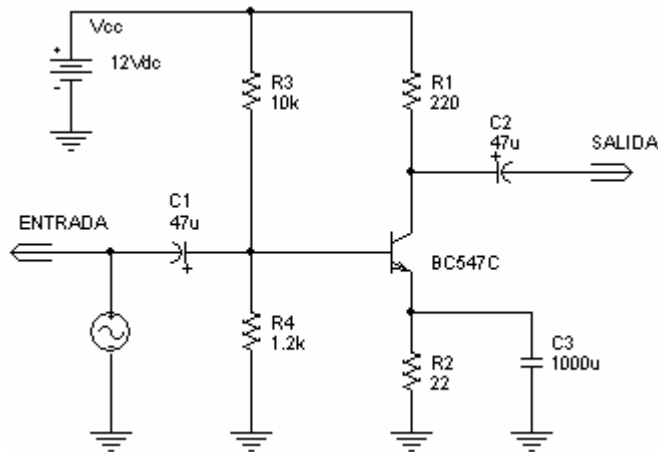
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W

SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS

		min	typ	max	
Current–Gain — Bandwidth Product ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$, $f = 100\text{ MHz}$)	f_r	150	300	—	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{obo}	—	1.7	4.5	pF
Input Capacitance ($V_{EB} = 0.5\text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{ibo}	—	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}	450	600	900	—
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

4.2 Cálculo teórico

Los potenciómetros son de valor doble o superior que la resistencia ya calculada para que sean colocados en su punto medio y ajustados hacia arriba o hacia abajo. Por esta razón los cálculos reflejados a continuación solo contemplan las resistencias fijas. También se elimina de los cálculos el diodo de protección, para contrarrestar el error producido se puede elevar la tensión en la práctica a 12,7 voltios.



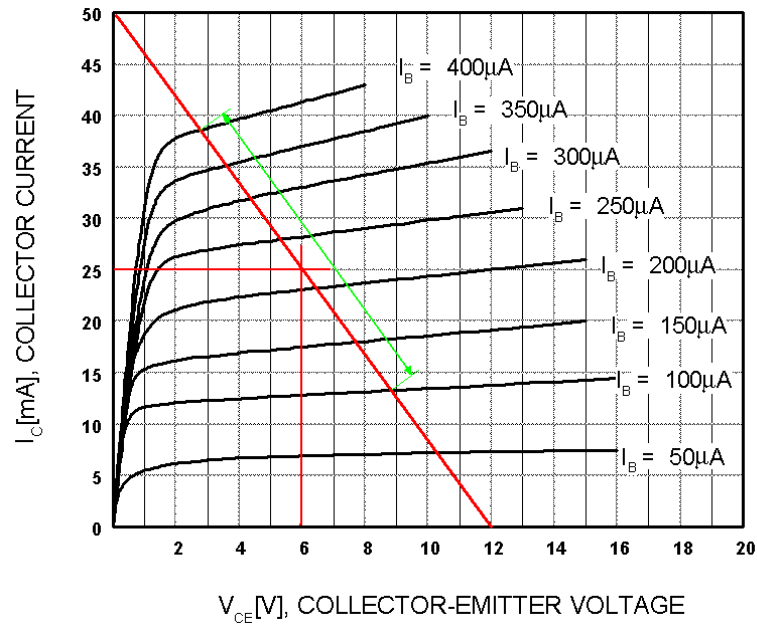
24. Esquema del preamplificador.

Con las resistencias de colector y emisor, R_1 y R_2 , y despreciando en lo siguiente la corriente de base, se puede calcular la intensidad máxima cuando el transistor esté en saturación $I = \frac{V_{CC} - V_{SAT}}{R_1 + R_2} = \frac{12 - 0,2}{220 + 22} \cong 49\text{mA}$, y se comprueba que esta intensidad **no** **pase de la máxima del transistor, 100mA.**

La potencia máxima que disipa el transistor corresponde cuando el transistor y las resistencias tienen la misma caída de potencial con la misma intensidad, esto es 6 voltios; y con 6 voltios pasa por las resistencias una corriente de $I = \frac{V_{CC}/2}{R_1 + R_2} = \frac{6}{220 + 22} \cong 25\text{mA}$, que resulta una potencia de $P = I \cdot V = 25\text{mA} \cdot 6\text{V} = 150\text{mW}$ que según las características **no supera la máxima del transistor de 0,5W.**

De hecho con estas resistencias el margen de tensión por corriente es de $V_{MAX} = I_{MAX} \cdot (R_1 + R_2) + V_{SAT} = 100\text{mA} \cdot (220 + 22)\Omega + 0,2\text{V} \cong 24,4\text{V}$ y por potencia $\frac{P_{MAX}}{V_{MAX}} = I = \frac{V_{MAX}/2}{R_1 + R_2} \rightarrow V_{MAX} = \sqrt{2 \cdot P_{MAX} \cdot (R_1 + R_2)} = \sqrt{2 \cdot 0,5 \cdot (220 + 22)} \cong 15,6\text{V}$; por lo que **no debe sobrepasarse el valor más desfavorable que es de 15,6 voltios.**

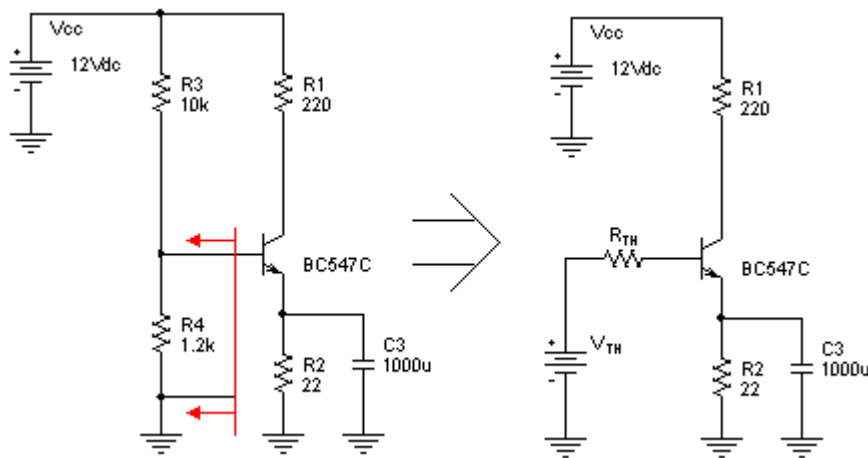
Fijadas las resistencias de colector y emisor se ha establecido la recta de carga del transistor y sobre ésta se deberá colocar el transistor en un punto medio para que la amplificación pueda ser máxima con la menor distorsión.



25. Recta de carga del transistor.

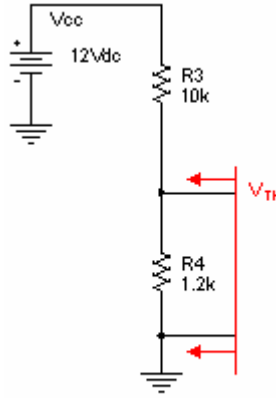
4.2.1 Cálculo de polarización

Para simplificar los cálculos se pasa el circuito por Thevenin a un equivalente más sencillo.



26. Equivalente Thevenin.

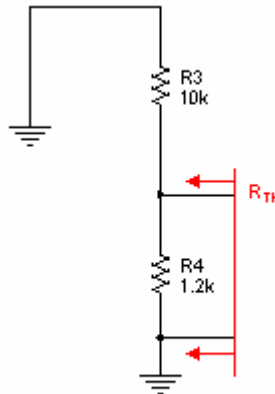
La tensión Thevenin es la diferencia de potencial que habría en los extremos de la rama a sustituir si se abre el circuito en dichos extremos. Es decir la tensión Thevenin es el potencial medido en la siguiente figura:



27. Tensión Thevenin.

$$V_{TH} = V_{CC} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 12 \cdot \frac{1,2K}{10K + 1,2K} \cong 1,29V$$

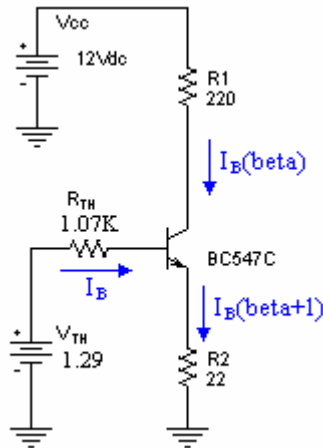
La resistencia Thevenin es aquella que es medida en los extremos de la rama del circuito a sustituir. Las fuentes de tensión se sustituyen por circuitos cerrados, y las de intensidad por circuitos abiertos. Así queda el circuito siguiente, donde se calcula la resistencia equivalente.



28. Resistencia Thevenin.

$$R_{TH} = R_3 \parallel R_4 = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} = \frac{10K \cdot 1,2K}{10K + 1,2K} \cong 1,07K\Omega$$

Una vez establecida la tensión y resistencia Thevenin se sustituye en el circuito y con cálculos simples se resuelve la corriente de base.



29. Circuito equivalente Thevenin.

Se establece la ecuación de la malla en la tensión Thevenin y se obtiene:

$$V_{TH} = R_2 \cdot I_B \cdot (\beta + 1) + V_{BE} + R_{TH} \cdot I_B$$

De esta ecuación solo hay que despejar I_B y dar valores para β entre 420 y 800 que son los que da el fabricante en la hoja de características.

$$V_{TH} - V_{BE} = I_B \cdot [R_2 \cdot (\beta + 1) + R_{TH}] \Rightarrow I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_2 \cdot (\beta + 1) + R_{TH}}$$

- Para **β_{min}** se tiene:
 $\beta=420$; Intensidad de base:

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_2 \cdot (\beta + 1) + R_{TH}} = \frac{1,29 - 0,7}{22(420 + 1) + 1070} \cong 57\mu A$$

Con la intensidad de base se calcula la intensidad de colector que es $I_C = I_B \cdot \beta = 57\mu \cdot 420 \cong 24mA$; y con esta intensidad se calcula la tensión en el colector que es $V_C = V_{CC} - R_1 \cdot I_C = 12 - 220 \cdot 24m \cong 6,7V$; también se calcula la tensión en el emisor que es $V_E = R_2 \cdot (I_C + I_B) = 22 \cdot (24m + 57\mu) \cong 0,53V$

Finalmente la tensión entre colector y emisor en el transistor es de:

$$V_{CE} = V_C - V_E = 6,7 - 0,53 \cong 6,2V$$

- Para **β_{max}** se tiene una beta de 800:

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_2 \cdot (\beta + 1) + R_{TH}} = \frac{1,29 - 0,7}{22(800 + 1) + 1070} \cong 32\mu A$$

La corriente de colector es $I_C = I_B \cdot \beta = 32\mu \cdot 800 \cong 26mA$; muy parecida al resultado con la β mínima. Observando el esquema anterior, se establece la ecuación de la malla grande y queda una ecuación donde solo hay que despejar V_{CE} :

$$\begin{aligned} V_{CC} &= R_1 \cdot I_B \cdot \beta + V_{CE} + R_2 \cdot I_B \cdot (\beta + 1) \Rightarrow \\ V_{CE} &= V_{CC} - R_1 \cdot I_B \cdot \beta - R_2 \cdot I_B \cdot (\beta + 1) \\ V_{CE} &= 12 - 220 \cdot 32\mu \cdot 800 - 22 \cdot 32\mu \cdot 801 \cong 5,8V \end{aligned}$$

Se puede observar la poca diferencia que hay en la tensión de colector-emisor entre la beta mínima y la máxima. Esta estabilidad en la que el diseño no se ve influenciado en exceso por la beta corresponde con un valor alto de R_2 . Si el valor de R_2 es aumentado se estabiliza el circuito pero se pierde ganancia en alterna. Esto se resuelve colocando un condensador en paralelo con R_2 .

Si el cálculo se realizara desde el **punto de vista del diseñador** habría que determinar primero la corriente de colector en el punto de polarización deseado. También se determina la resistencia de colector y de emisor en función de la recta de carga deseada y la ganancia de tensión buscada. Una vez determinados R_1 y R_2 se puede calcular la tensión en la base y si ésta no influye mucho con la beta del transistor se puede determinar R_3 y R_4 fácilmente como si fuesen un divisor de tensión. Por ejemplo en este circuito polarizado en el punto medio la corriente de emisor es más o menos de 25mA, y provoca en R_2 una tensión de $V_E = I_E \cdot R_2 = 25mA \cdot 22\Omega = 0,55V$, y con esta resistencia de emisor la corriente de polarización es calculada sin influir demasiado la beta. Si hay 0,55V en el emisor habrá $V_B = V_E + V_{BE} = 0,55 + 0,7 = 1,25V$ en la base. Así se puede colocar R_3 y R_4 como un divisor de tensión por donde pase una corriente bastante mayor que la que se necesitaría para excitar al transistor y que tenga una tensión en la base de 1,25V.

4.2.2 Cálculo en alterna

Para el cálculo en alterna se debe calcular la ganancia del circuito según las impedancias de colector y emisor, siendo la ganancia $G = \frac{Z_C}{Z_E} = \frac{R_1}{R_2}$ sin condensador y

con condensador $G = \frac{Z_C}{Z_E} = \frac{R_1}{R_2 \parallel Z_{C3}} = \frac{R_1(R_2 + Z_{C3})}{R_2 \cdot Z_{C3}}$.

- Sin condensador la ganancia es:

$$G = \frac{Z_C}{Z_E} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{220\Omega}{22\Omega} = 10$$

Esta ganancia es pequeña para preamplificar.

- Con condensador en paralelo con R_2 .

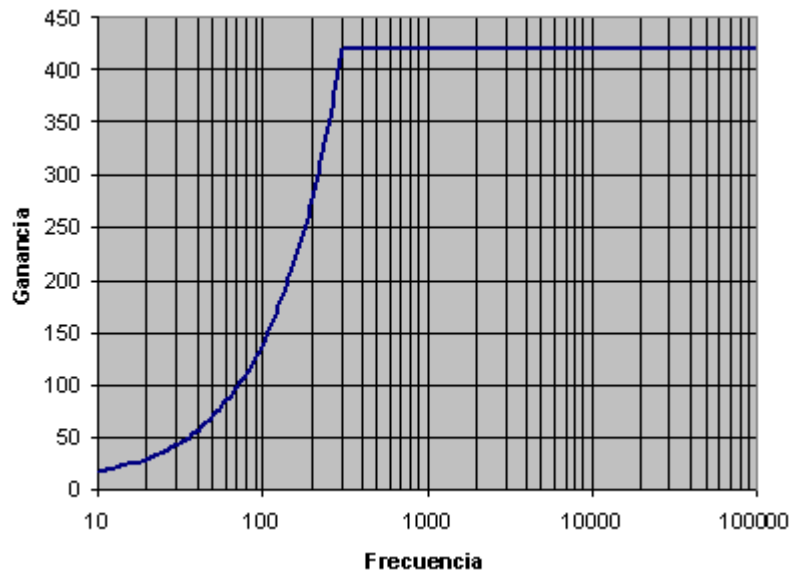
La ganancia es $G = \frac{Z_C}{Z_E} = \frac{R_1}{R_2 \parallel Z_{C3}} = \frac{R_1(R_2 + Z_{C3})}{R_2 \cdot Z_{C3}} \Rightarrow$

$$G = \frac{R_1(R_2 + iX_{C3})}{R_2 \cdot iX_{C3}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_2 \cdot iX_{C3}} + \frac{R_1 \cdot iX_{C3}}{R_2 \cdot iX_{C3}} = -\frac{R_1}{X_{C3}} \cdot i + \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow$$

$$|G| = \sqrt{\left(-\frac{R_1}{X_{C3}}\right)^2 + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2},$$

pero esta ganancia en frecuencias altas será más alta

que la beta del propio transistor, con lo que no es cierto el cálculo para frecuencias altas. Sin embargo si se supone que la ganancia máxima es la beta del transistor y ésta es de 420 y se representa la ecuación se obtiene una gráfica como la siguiente.



30. Gráfica de la ganancia con condensador.

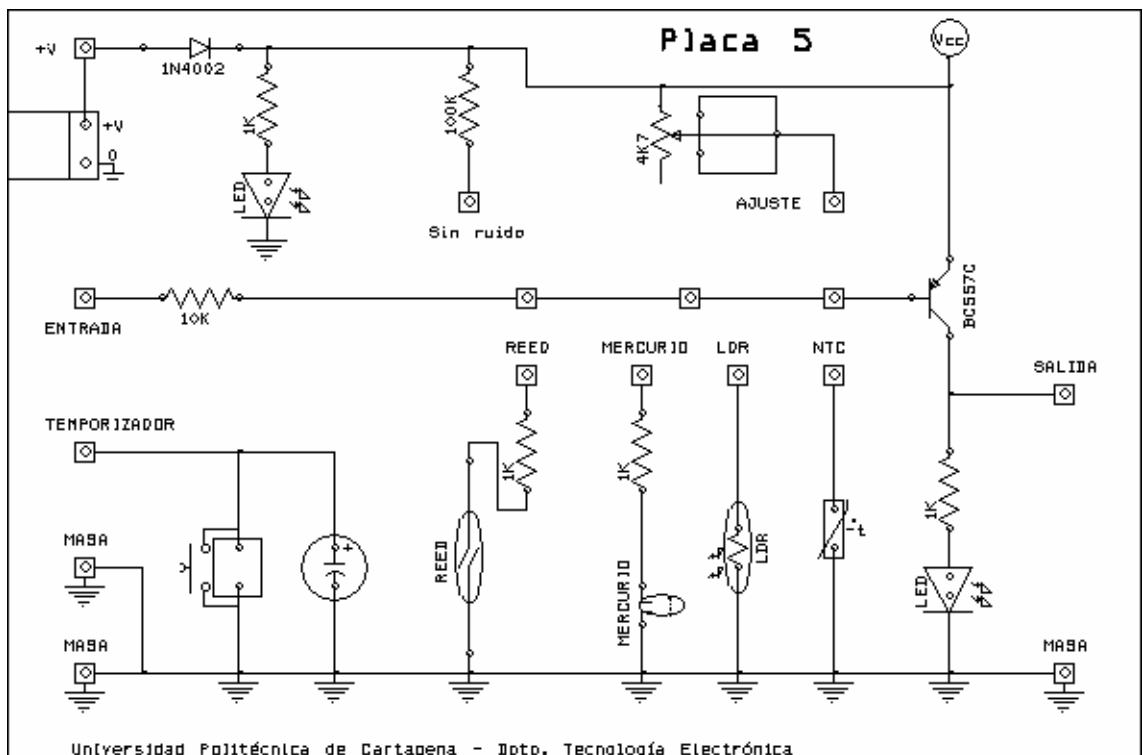
Con lo que se puede concluir que al poner un condensador la ganancia del circuito es la beta del transistor pero con pérdida de las frecuencias bajas a las que la impedancia en el condensador no sea suficientemente baja. Este punto de corte depende de la beta del transistor que va desde 420 a 800 con lo que solo se puede estimar su valor, observándose que a mayor ganancia o beta también será mayor la frecuencia de corte y viceversa. Con la gráfica se puede estimar que la frecuencia de corte puede estar entre 100 y 300 hercios.

5 Placa de transistor en conmutación

5.1 Descripción

En esta placa el transistor es del tipo PNP, distinto de la anterior placa, así se realizan prácticas con los dos tipos de transistores. Como en todas las demás placas hay un diodo LED para indicar la presencia de alimentación, además de tener otro LED para indicar el estado de conmutación del transistor. El transistor entrará en saturación cuando se conecte un sensor a su base y éste permita el paso de corriente. Hay cuatro sensores, dos de ellos, el sensor de mercurio y el sensor reed, son interruptores que o dejan pasar toda la corriente o no dejan pasar nada, y otros dos son resistivos NTC y LDR. Estos sensores resistivos no hacen pasar de corte a saturación directamente al transistor sino que al ser resistivos también trabajan en la zona activa, pero puede suponerse que se harán pasar por cambios bruscos de temperatura y luminosidad. También será necesario conectarles un potenciómetro para ajustar el punto de trabajo donde cambiará de estado el transistor. La entrada con la resistencia de $10K\Omega$ da la opción de conectar cualquier señal como la salida de un operacional que no daría suficiente potencia para excitar un relé, en circuitos lógicos actuaría como un búfer inversor. También esta resistencia puede conectarse al temporizador y formar con el condensador y el pulsador un circuito temporizador mientras se carga el condensador. La resistencia de $100K\Omega$ que está marcada como "sin ruido" es necesaria al conectar el circuito temporizador porque las corrientes de fuga son suficientes para iluminar al LED un poco.

No se ha marcado la tensión de alimentación porque ésta puede variar según la tensión que se necesite, por ejemplo para excitar el relé de la placa N° 1 haría falta 9 voltios.



31. Placa de conmutación.

5.1.1 Características sensores.

El **sensor reed** es un sensor que cierra un interruptor cuando hay un campo magnético próximo, por ejemplo este sensor se cerrará cuando acerquemos el imán de un altavoz. Su resistencia es 0Ω cuando está cerrado e infinita cuando esté abierto.

El **sensor de inclinación** de mercurio es una ampolla de vidrio que tiene en su interior mercurio que es un metal líquido y por lo tanto conduce la electricidad; así cuando se inclina y el mercurio entra en contacto con los dos electrodos que hay en su interior se cerrará el circuito y pasará la corriente. Al igual que el reed se consideran 0Ω cuando está cerrado e infinito cuando está abierto.

El **sensor térmico** es un resistor que varía con la temperatura, en este caso una NTC "coeficiente de temperatura negativo", es decir que conforme sube la temperatura baja su resistencia. La NTC es de $22K\Omega$ a $25^{\circ}C$ a un valor de resistencia inferior conforme aumente la temperatura; como $3K7\Omega$ a $70^{\circ}C$ o $72K\Omega$ a $0^{\circ}C$.

El **sensor de luz** es una fotocélula o foto resistor que varía con la luz que recibe, en este caso una LDR "resistencia dependiente de la luz". La LDR según características típicas tiene unos valores aproximados de $20M\Omega$ en oscuridad, $20K\Omega$ a 10 lux, y $5K\Omega$ a 100 lux.

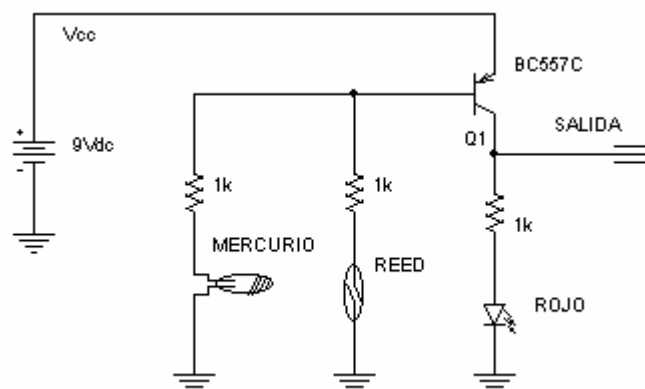
5.1.2 Características BC557C.

El transistor según características tiene una h_{FE} entre 420 y 800, una intensidad de colector máxima de 100mA, y 0,5 vatios de potencia.

5.2 Cálculos teóricos

Para todos los cálculos siguientes se eliminará la caída de tensión en el diodo de protección para simplificar los cálculos. En la práctica si se quiere corregir esta caída en el diodo se puede elevar la tensión a 9,7 voltios.

5.2.1 Magnético y de inclinación



32. Esquema de los sensores reed e inclinación.

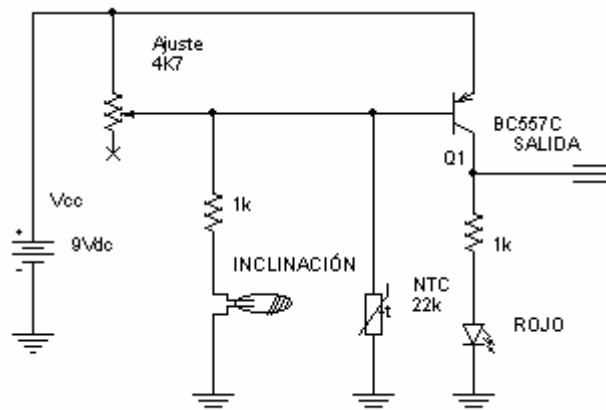
Para los **sensores reed y de inclinación de mercurio** solo hay que calcular la corriente. La corriente máxima de colector es de 100mA y la beta más desfavorable es de 420, con lo que hay una corriente de base en saturación de

$$I_{B_SAT} = \frac{I_{C_MAX}}{\beta} = \frac{100mA}{420} \cong 238\mu A, \text{ es decir que con esta corriente de base se garantiza la saturación.}$$

Con una resistencia de 1KΩ y 9 voltios se tiene $I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} = \frac{9 - 0,7}{1K} = 8,3mA$, que es suficiente para saturar al transistor en cualquier caso. Como se ve en el esquema se han conectado los dos sensores a la vez, esto no afecta al funcionamiento si bien hace la función lógica de una puerta OR o sea que pasará a saturación cuando se conecte cualquiera de los dos sensores. La corriente en el caso de estar pasando por los dos sensores será el doble de la calculada es decir 16,6mA.

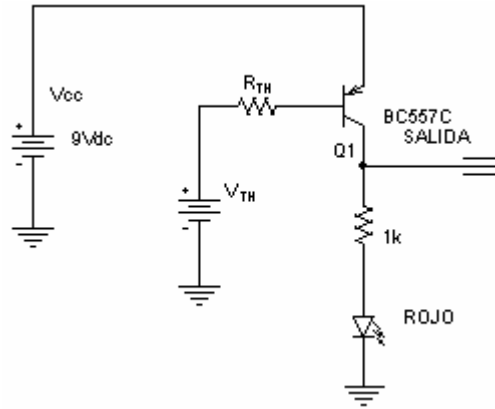
5.2.2 NTC o LDR

Para sensorizar el circuito con una **NTC o LDR** hay que colocar el potenciómetro para colocar el punto de conmutación, también se puede colocar en paralelo un sensor del tipo de mercurio o reed pero no la NTC y LDR a la vez ya que el potenciómetro no podrá ajustar a los dos.



33. Esquema de sensor NTC.

Calculando el equivalente Thevenin de la NTC y el potenciómetro de ajuste se tiene un circuito con una tensión Thevenin en función del valor de la NTC y del potenciómetro. Cuando esta tensión equivalente sea inferior a la tensión de alimentación V_{CC} menos la caída de potencial de emisor-base V_{EB} , el transistor tendrá una corriente de base y empezará a conducir pasando a la zona activa.



34. Esquema equivalente Thevenin, NTC y potenciómetro.

$$V_{TH} = V_{CC} \cdot \frac{R_{NTC}}{R_{POT} + R_{NTC}}$$

$$R_{TH} = R_{NTC} \parallel R_{POT} = \frac{R_{NTC} \cdot R_{POT}}{R_{NTC} + R_{POT}}$$

Si se resuelven las ecuaciones anteriores con **valores aproximados** para la NTC a dos temperaturas y el potenciómetro ajustado, se puede ver si el circuito es capaz de pasar de corte a saturación. $R_{NTC_{25^\circ}}=22K\Omega$, $R_{NTC_{20^\circ}}$ = “promedio entre $25^\circ=22K\Omega$ y $0^\circ=70K\Omega$ ” (según características de NTC, puede variar entre unos tipos y otros), y el potenciómetro a un valor intermedio para que no conduzca el transistor a 20° y sí a 25° . Estos valores se justifican ya que 5° es un incremento de temperatura posible de realizar mediante medios corporales o rápidos de realizar en el laboratorio.

A una temperatura de 20° C la NTC tiene una resistencia promedio entre $25^\circ-22K$ y $0^\circ-70K$, o sea de $\frac{70K - 22K}{0^\circ - 25^\circ} = \frac{X - 22K}{20^\circ - 25^\circ} \rightarrow X \cong 32K\Omega$. $R_{NTC}=32K\Omega$.

Se ajusta el potenciómetro para que a 20° esté el transistor en corte. O sea que a 20° la tensión Thevenin sea $V_{TH} = V_{CC} - V_{EB} = 12 - 0,7 = 11,3V$. Sustituyendo estos valores y despejando R_{POT} en la anterior fórmula se tiene:

$$V_{TH} = V_{CC} \cdot \frac{R_{NTC}}{R_{POT} + R_{NTC}} \Rightarrow R_{POT} = V_{CC} \cdot \frac{R_{NTC}}{V_{TH}} - R_{NTC}$$

Se comprueba que el valor obtenido de R_{POT} puede ajustarse con el potenciómetro de $4K7\Omega$.

$$R_{POT} = 12 \cdot \frac{32K}{11,3} - 32K \cong 2K$$

Este valor se sitúa en la zona intermedia del potenciómetro lo que permite un margen muy amplio para ajustar en casos de distintas NTC.

Con este valor del potenciómetro se **calcula la corriente de base del transistor a la temperatura de 25°** y se puede contrastar con el resultado a la temperatura de 20° donde se supone que el transistor está en corte.

$$V_{TH} = V_{CC} \cdot \frac{R_{NTC}}{R_{POT} + R_{NTC}} = \frac{12 \cdot 22K}{2K + 22K} \cong 11V$$

$$R_{TH} = R_{NTC} \parallel R_{POT} = \frac{R_{NTC} \cdot R_{POT}}{R_{NTC} + R_{POT}} = \frac{22K \cdot 2K}{22K + 2K} \cong 1K8\Omega$$

Con estos datos se resuelve la corriente de base en el caso de 25°.

$$V_{CC} = V_{EB} + I_B \cdot R_{TH} + V_{TH} \Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{EB} - V_{TH}}{R_{TH}} = \frac{12 - 0,7 - 11}{1K8} \cong 170\mu A$$

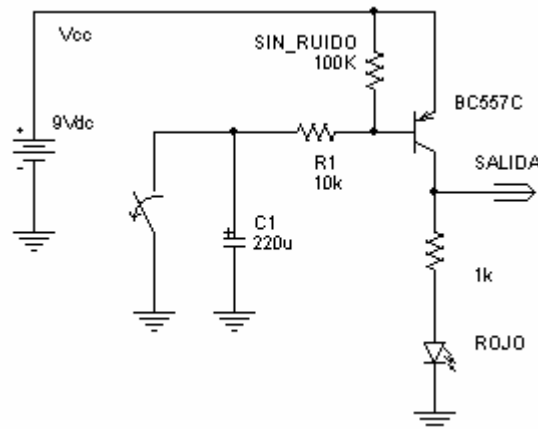
Si el transistor tuviera una beta mínima de 420 pasaría una corriente de 71mA. Lo que indica que no se asegura la saturación si se demandase 100mA pero para todos los casos donde no se sobrepasa la corriente de 71mA se estaría en saturación.

La conclusión es que con la mano o con poco aporte de calor se puede hacer pasar al transistor de corte a saturación.

Con la **LDR** es semejante, solo hay que ajustar el potenciómetro a la luz que se precise para que esté en saturación y poner el dedo encima para pasar a corte. La LDR es un sensor en el que resulta más fácil hacer variar su valor entre unos pocos cientos de ohmios a unos Megaohmios con lo que el paso de corte a saturación resulta más sencillo.

5.2.3 Temporizador

También se puede conectar la entrada con el temporizador y queda un circuito temporizador como el siguiente.



35. Esquema de un temporizador.

Aquí se ha añadido una resistencia para evitar, debido a la gran ganancia del transistor, que las corrientes de fuga del condensador hagan al transistor tener alguna corriente de base. Esta resistencia tendrá una caída de tensión de 0,7 voltios y pasará

una corriente de $I_{100K} = \frac{V_{BE}}{R_{SIN_RUIDO}} = \frac{0,7}{100K} = 7\mu A$, que es suficiente para contrarrestar

la corriente de fuga del condensador, sin embargo este valor de resistencia solo es calculado experimentalmente o seleccionando condensadores. Se despreciará la influencia de esta resistencia en los cálculos ya que también se considera que el **condensador es ideal** sin resistencias de fuga.

El circuito temporizador funciona cuando se pulsa el pulsador y éste descarga al condensador, después el pulsador es soltado y esto inicia la carga del condensador. Como la tensión en la base del transistor es fija la resistencia de 100KΩ no interviene en el tiempo de carga. El transistor dejará de conducir cuando no circule la suficiente corriente por la base y esta corriente varía por la resistencia de 100KΩ y por la corriente demandada por la carga.

La **ecuación de carga del condensador** es como sigue:

$$V_C = V_B \cdot \left[1 - e^{-t/RC} \right]$$

Además la tensión de base es la suma de la del condensador y la de la resistencia $V_B = V_C + V_R = V_C + I \cdot R$.

$$\begin{aligned} \text{Combinando ambas ecuaciones resulta que } V_B - I \cdot R &= V_B \cdot \left[1 - e^{-t/RC} \right] \Rightarrow \\ \frac{V_B - I \cdot R}{V_B} &= \left[1 - e^{-t/RC} \right] \Rightarrow e^{-t/RC} = 1 - \frac{V_B - I \cdot R}{V_B} \Rightarrow \frac{-t}{R \cdot C} = \ln \left(1 - \frac{V_B - I \cdot R}{V_B} \right) \Rightarrow \\ -t &= R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{V_B}{V_B} - \frac{V_B - I \cdot R}{V_B} \right) \Rightarrow t = -R \cdot C \cdot \ln \left(I \cdot R / V_B \right) \end{aligned}$$

Donde I es la intensidad que circula por la base y con esta intensidad se calculará la intensidad de colector que puede aportar el transistor y contrastando con la carga aplicada estudiar el estado de conducción del transistor.

Así si se supone el peor caso para la beta del transistor que sería 420, y la carga del LED con su resistencia; para que estuviera el transistor en saturación debería haber una corriente de colector de $I_C = \frac{V_{CC} - V_{SAT} - V_{LED}}{R_{LED}} = \frac{9 - 0,2 - 2}{1000\Omega} = 6,8mA$. Con la beta

de 420 la intensidad de base es $I_B = I_C / \beta = \frac{6,8mA}{420} \cong 16\mu A$, y sustituyendo la intensidad en la anterior ecuación del tiempo se obtiene el **tiempo** que tarda el transistor de pasar **de saturación a la zona activa**:

$$t = -R \cdot C \cdot \ln \left(I \cdot R / V_B \right) = -10K \cdot 220\mu \cdot \ln \left(\frac{16\mu \cdot 10K}{9 - 0,7} \right) \cong 8,7seg.$$

A este tiempo hay que añadir el tiempo que permanece el LED encendido durante el **tránsito desde la zona activa a la zona de corte**. Si el LED permaneciese encendido con 1mA se sustituiría I_B por $I_B = I_C / \beta = \frac{1\text{mA}}{420} \cong 2,4\mu\text{A}$, y el tiempo total sería el correspondiente a la ecuación:

$$t = -R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{I \cdot R}{V_B}\right) = -10\text{K} \cdot 220\mu \cdot \ln\left(\frac{2,4\mu \cdot 10\text{K}}{9 - 0,7}\right) \cong 13\text{seg.}$$

También hay que tener en cuenta que cada transistor tendrá una beta distinta y que aquí se ha calculado con la beta mínima lo que equivale a que con una beta mayor será necesario una corriente de base menor y consecuentemente el tiempo será mayor.

6 Placa de amplificación en potencia

6.1 Descripción

En esta placa hay tres circuitos amplificadores de audio con la posibilidad de conectar el altavoz a cualquiera de ellos. Cada circuito es totalmente independiente de los otros.

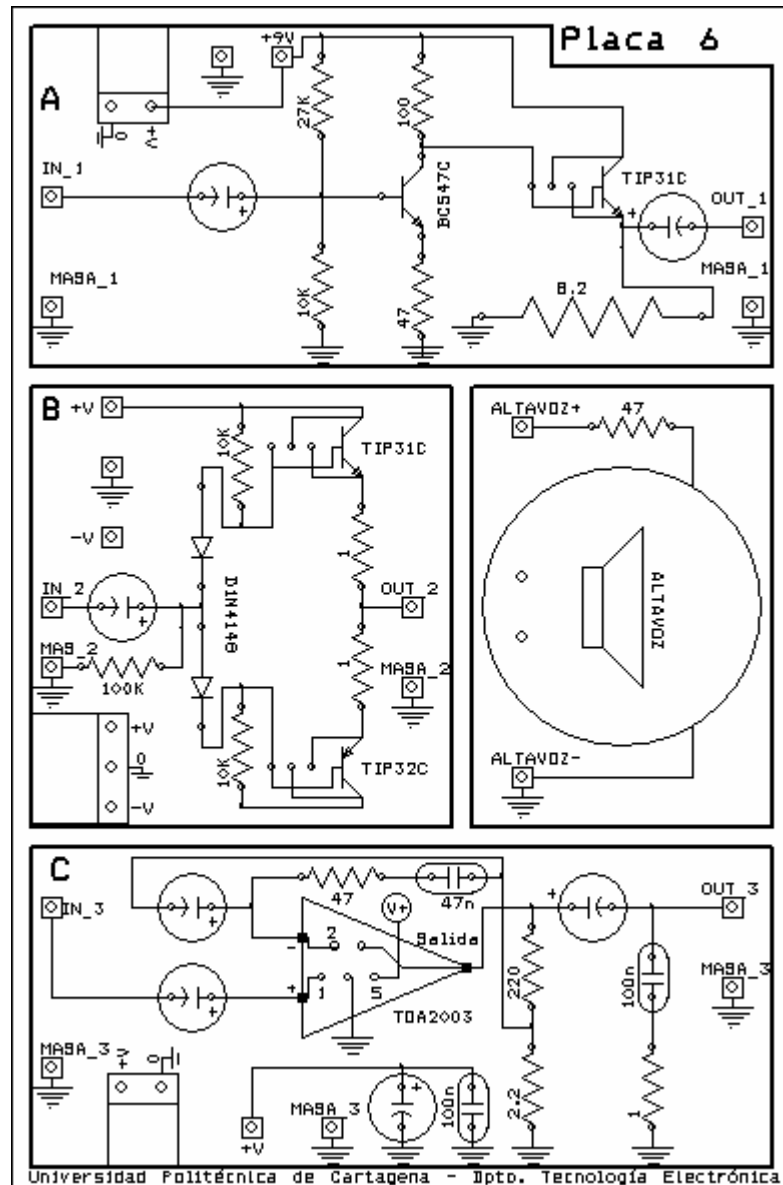
El primer **circuito, “A”**, es una **amplificación en clase A**, donde se ha tenido que colocar un transistor previo al de potencia para amplificar la potencia y un poco la tensión para así compensar pérdidas.

El **circuito “B”** es otro amplificador de potencia, es decir, no va a proporcionar ganancia de tensión, sino de corriente, y va a permitir suministrar una mayor corriente a la carga. Para ello se utilizan dos transistores complementarios npn-pnp trabajando en **clase B**. Este tipo de amplificación en clase B significa que solo amplifican un semiciclo de la señal de entrada y por eso se utilizan dos amplificadores, cada uno trabajando en un semiciclo. Esta forma de colocar los transistores complementarios, cada uno trabajando según el sentido de la corriente o sea según fluya hacia la carga o desde la carga, se llama *Push-Pull*.

Este tipo de circuito necesita una alimentación simétrica, que puede ser considerado un problema pero tiene la ventaja de no necesitar condensadores de paso para aislar los potenciales de polarización de la señal con lo que se gana ancho de banda y calidad. Se ha colocado un condensador de entrada pero su función es la de protección para que no se amplifique ninguna tensión continua que podría quemar el altavoz.

El último **circuito, “C”**, es un amplificador con **circuito integrado**. El diseño es el recomendado por el fabricante, y amplifica tensión y potencia sin necesitar muchos componentes auxiliares. En este circuito si se han colocado los condensadores en la alimentación porque éstos evitan oscilaciones del integrado.

El altavoz ha sido colocado en serie con una resistencia limitadora para que no se sobrecargue.



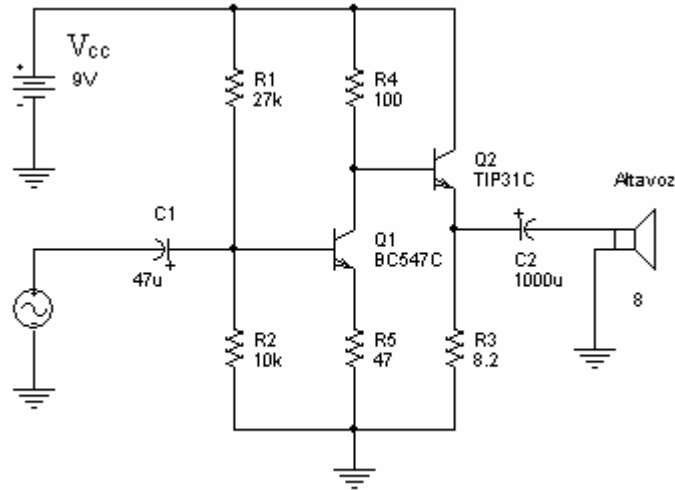
36. Placa de amplificadores.

6.1.1 Características TIP31C, TIP32C

Tensión máxima 100voltios; Intensidad máxima 3 amperios; Potencia máxima 40 vatios; beta mínima 20.

6.2 Cálculo teórico clase A

La tensión de alimentación está limitada a 9 voltios porque la potencia que disipa el transistor y la resistencia de $8,2\Omega$ es considerable, incluso cuando no hay tensión de salida. Los condensadores de paso son necesarios y el transistor que amplifica se ha calculado para que la placa 4 del transistor de preamplificación pueda conectarse con este circuito.



37. Esquema del amplificador seguidor de tensión clase A.

En su punto medio habrá 4,5 voltios en la resistencia y con esta tensión pasará una corriente de $I = \frac{4,5V}{8,2\Omega} \cong 550mA$, que disipará una potencia de

$P = V_{CC} \cdot I = 4,5V \cdot 0,55A \cong 2,5W$ en la resistencia y lo mismo en el transistor. Esta es la **potencia máxima que disipará el transistor** ya que su impedancia es igual a la de la resistencia, en cambio la potencia máxima de la resistencia corresponde con la saturación del transistor. En reposo el circuito consume $P = P_{R_3} + P_{Q_2} = 2,5 + 2,5 = 5W$, lo que hace que halla que **poner disipador térmico** al transistor y escoger una resistencia de mayor potencia. La **potencia máxima de la resistencia** es

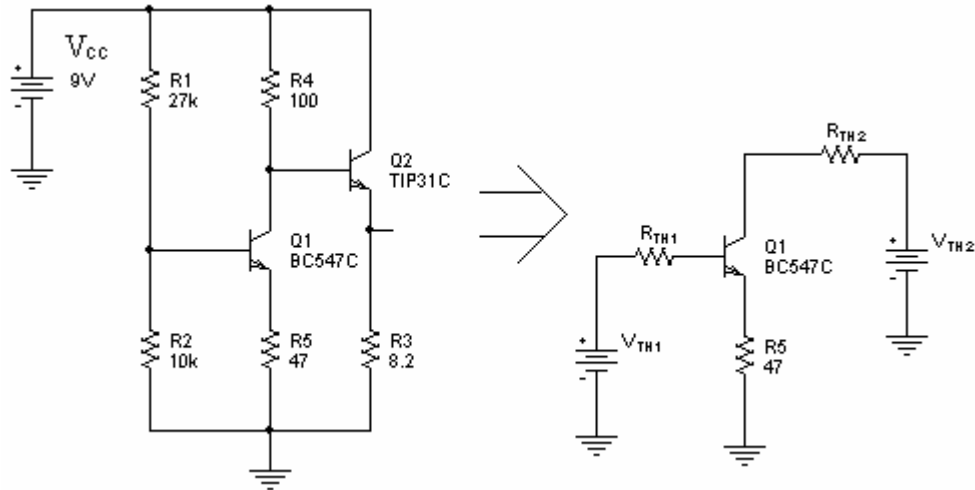
$$P_{R_5} = \frac{(V_{CC} - V_{CE_SAT})^2}{R_5} = \frac{(9 - 0,2)^2}{8,2} \cong 9,44W$$

Este transistor Q_2 está trabajando como colector común lo que hace que amplifique solo en corriente y por lo tanto actúa como seguidor de tensión pero **amplificando en potencia**.

La etapa previa debe de **adaptar las impedancias** o potencias ya que el transistor de potencia también necesita cierta potencia de excitación en la base. Si se observa la placa 4, y se ve la resistencia de colector 220Ω se puede decir que ésta es la impedancia de salida de la placa 4, y este circuito tiene una impedancia de salida aproximada de R_1 y R_2 en paralelo $Z_{IN} = R_1 \parallel R_2 = \frac{27K \cdot 10K}{27K + 10K} \cong 7,3K$. Esta **impedancia de entrada** es suficientemente elevada para no influir en la salida de la placa previa.

6.2.1 Cálculo polarización de Q_1

Para obtener el circuito equivalente Thevenin se puede hacer un cálculo para simplificar R_1 y R_2 , y otro cálculo para simplificar R_4 y $\beta_2 \cdot R_3$. El transistor Q_2 lo sustituimos por una fuente de 0,7 voltios y R_3 aparece reflejada como $(\beta_2 + 1) \cdot R_3$.



38. Equivalente Thevenin.

Resolviendo V_{TH1} y R_{TH1} :

$$V_{TH1} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 9 \frac{10K}{27K + 10K} \cong 2,43V$$

$$R_{TH1} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{27K \cdot 10K}{27K + 10K} \cong 7,3K\Omega$$

Para resolver V_{TH2} y R_{TH2} hay que sustituir R_3 por $R_3 \cdot \beta_2$. El valor mínimo para la beta del transistor TIP31C es 25, con lo que se dará este valor a la beta y otro valor de 100 que es frecuente que aparezca en un transistor.

Para $\beta=25$:

$$V_{TH2} = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_4 + R_3 \cdot \beta} \cdot R_4 = 9 - \frac{9 - 0,7}{100 + 8,2 \cdot 25} \cdot 100 \cong 6,28V$$

$$R_{TH2} = R_3 \parallel R_4 = \frac{R_3 \cdot \beta \cdot R_4}{R_3 \cdot \beta + R_4} = \frac{8,2 \cdot 25 \cdot 100}{8,2 \cdot 25 + 100} \cong 67,2\Omega$$

Para $\beta=100$:

$$V_{TH2} = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_4 + R_3 \cdot \beta} \cdot R_4 = 9 - \frac{9 - 0,7}{100 + 8,2 \cdot 100} \cdot 100 \cong 8,1V$$

$$R_{TH2} = R_3 \parallel R_4 = \frac{R_3 \cdot \beta \cdot R_4}{R_3 \cdot \beta + R_4} = \frac{8,2 \cdot 100 \cdot 100}{8,2 \cdot 100 + 100} \cong 89,1\Omega$$

Con el circuito simplificado ya sea con una beta de 25 o de 100 se calculan los datos significativos del circuito. La beta del transistor BC547C se elige para el peor de los casos, es decir 420.

Así la corriente de base se resuelve despejando de la ecuación de la malla $V_{TH1} = I_{BI} \cdot R_{TH1} + V_{BE} + I_{BI} \cdot (\beta + 1) \cdot R_5$, y resulta:

$$I_{B1} = \frac{V_{TH1} - V_{BE}}{R_{TH1} + (\beta + 1) \cdot R_5} = \frac{2,43 - 0,7}{7,3K + (420 + 1) \cdot 47} \cong 63,9\mu A$$

La **corriente de colector** de Q_1 es:

$$I_{C1} = \beta \cdot I_{B1} = 420 \cdot 63,9\mu \cong 26,8mA$$

La **tensión de colector-emisor** de Q_1 se resuelve despejando la ecuación de la segunda malla. $V_{TH2} = I_{C1} \cdot R_{TH2} + V_{CE} + (I_{C1} + I_{B1}) \cdot R_5$, y despejando se tiene:

$$V_{CE} = V_{TH2} - I_{C1} \cdot R_{TH2} - (I_{C1} + I_{B1}) \cdot R_5$$

Para $\beta_2=25$:

$$V_{CE} = 6,28 - 26,8m \cdot 67,2 - (26,8m + 63,9\mu) \cdot 47 \cong 3,22V$$

Para $\beta_2=100$:

$$V_{CE} = 8,1 - 26,8m \cdot 89,1 - (26,8m + 63,9\mu) \cdot 47 \cong 4,45V$$

6.2.2 Cálculo Q_2

Habiendo calculado el amplificador previo se pasa a calcular la corriente que pasa por Q_2 , transistor de potencia.

La tensión en el emisor de Q_1 es $V_{E1} = I_{B1} \cdot (\beta + 1) \cdot R_5 = 63,9\mu \cdot (420 + 1) \cdot 47 \cong 1,26V$ que sumado al valor de V_{CE} se obtiene la tensión de colector. Y esta tensión de colector menos la tensión de base-emisor se obtiene la **tensión en el emisor** de Q_2 . Esta tensión permite calcular la corriente del transistor. $V_{E2} = V_{C1} - V_{BE2} = V_{E1} + V_{CE1} - V_{BE2}$

La **intensidad de emisor** de Q_2 es la tensión de emisor partido la resistencia de emisor. $I_{E2} = \frac{V_{E2}}{R_3}$

Para $\beta_2=25$:

$$V_{E2} = V_{E1} + V_{CE1} - V_{BE2} \cong 1,26 + 3,22 - 0,7 \cong 3,36V$$

$$I_{E2} = \frac{V_{E2}}{R_3} = \frac{3,36}{8,2} \cong 410mA$$

Para $\beta_2=100$:

$$V_{E2} = V_{E1} + V_{CE1} - V_{BE2} \cong 1,26 + 4,45 - 0,7 \cong 5,01V$$

$$I_{E2} = \frac{V_{E2}}{R_3} = \frac{5,01}{8,2} \cong 611mA$$

La potencia en este caso resulta interesante calcularla. Siendo ésta la intensidad multiplicada por la tensión. Conocida la tensión e intensidad de emisor **se calcula la potencia** en la resistencia de $8,2\Omega$ y en el transistor.

Potencia disipada en el transistor: $P_{Q2} = (V_{CC} - V_{E2}) \cdot I_{E2}$

Potencia disipada en la resistencia: $P_{R3} = V_{E2} \cdot I_{E2}$

Para $\beta_2=25$:

$$P_{Q2} = (V_{CC} - V_{E2}) \cdot I_{E2} = (9 - 3,36) \cdot 0,41 \cong 2,31W$$

$$P_{R3} = V_{E2} \cdot I_{E2} = 3,36 \cdot 0,41 \cong 1,38W$$

Para $\beta_2=100$:

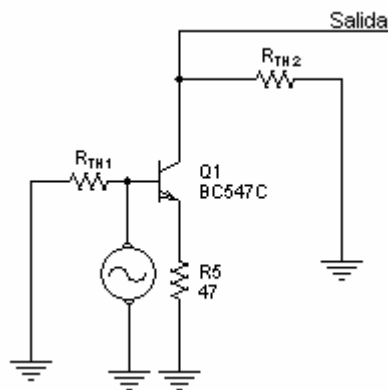
$$P_{Q2} = (V_{CC} - V_{E2}) \cdot I_{E2} = (9 - 5,01) \cdot 0,611 \cong 2,48W$$

$$P_{R3} = V_{E2} \cdot I_{E2} = 5,01 \cdot 0,611 \cong 3,06W$$

Se puede observar que la potencia del transistor no pasa de 2,5W, potencia calculada como máxima del transistor. Sin embargo la resistencia sobrepasa la potencia del transistor y puede llegar a 9W, antes calculado. Según las características de diseño la resistencia es de 5W lo que indica que no debe sobrepasarse esta potencia mucho tiempo.

6.2.3 Cálculo en alterna

La ganancia en alterna viene determinada por la ganancia de Q_1 , ya que Q_2 no tiene ganancia de señal. Si en el anterior circuito Thevenin se puentean las fuentes y se introduce una señal de entrada se tiene el siguiente circuito:



39. Equivalente Thevenin, para señal alterna.

La ganancia de Q_1 es:

$$G_{Q1} = \frac{R_C}{R_E} = \frac{R_{TH2}}{R_5}$$

Para $\beta_2=25$:

$$G_{Q1} = \frac{R_C}{R_E} = \frac{R_{TH2}}{R_5} = \frac{67,2}{47} \cong 1,43$$

Para $\beta_2=100$:

$$G_{Q1} = \frac{R_C}{R_E} = \frac{R_{TH2}}{R_5} = \frac{89,1}{47} \cong 1,9$$

Existe una pérdida de señal cuando se conecta la carga del altavoz ya que la impedancia de salida es alta en comparación con la carga. Así se tendría que la carga queda en paralelo con la resistencia Thevenin. Suponiendo que la carga del altavoz es de 8Ω se tiene:

$$G_{Q1} = \frac{R_{TH2} \parallel (R_{LOAD} \cdot \beta)}{R_5} = \frac{R_{TH2} \cdot R_{LOAD} \cdot \beta}{R_5 \cdot (R_{TH2} + R_{LOAD} \cdot \beta)}$$

Para $\beta_2=25$:

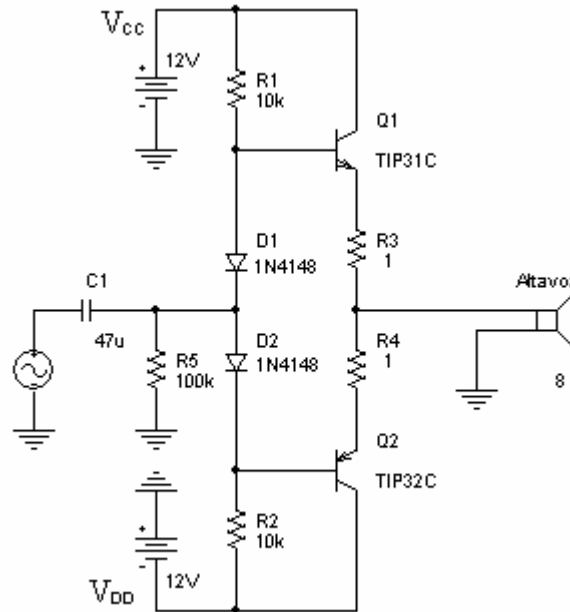
$$G_{Q1} = \frac{R_{TH2} \parallel (R_{LOAD} \cdot \beta)}{R_5} = \frac{67,2 \cdot 8 \cdot 25}{47 \cdot (67,2 + 8 \cdot 25)} \cong 1,07$$

Para $\beta_2=100$:

$$G_{Q1} = \frac{R_{TH2} \parallel (R_{LOAD} \cdot \beta)}{R_5} = \frac{89,1 \cdot 8 \cdot 100}{47 \cdot (89,1 + 8 \cdot 100)} \cong 1,71$$

6.3 Cálculo teórico Push-Pull

En este circuito no hay porque limitar la tensión a la indicada en el esquema, de hecho no se ha indicado en la placa. Lo que si es importante es utilizar una alimentación lo más simétrica posible ya que sino la tensión de salida tendrá una componente continua que puede quemar el altavoz. Los dos diodos se utilizan para evitar una **distorsión por cruce**, es decir como cada transistor conduce en un semiciclo o mejor dicho conducen un poco menos que un semiciclo ya que necesitan una tensión mínima de 0,7 voltios en la base, hay que elevar un poco la tensión para que conduzcan durante un semiciclo o poco más. También hay que destacar que si conducen durante más de un semiciclo se produce que ambos **transistores conducen a la vez** lo que puede hacer que circulen corrientes grandes por los transistores y **se destruyan**. Las resistencias R_3 y R_4 se colocan como estabilizadores para que no se produzca una polarización excesiva y se conduzca durante más de un semiciclo produciéndose grandes corrientes. El condensador se coloca como protección para que no haya amplificación de continua. Los dos transistores trabajan como seguidores de tensión en el correspondiente semiciclo, con lo que la ganancia de tensión es unitaria y sólo hay ganancia de corriente o potencia. R_5 no tiene efecto en el circuito se ha colocado como apoyo para equilibrar la alimentación simétrica pero su efecto es pequeño.



40. Esquema del amplificador Push-Pull clase B.

La corriente por R_1 y R_2 es la misma ya que el circuito está equilibrado y la tensión entre los dos diodos es cero. La intensidad vale $I_{R1} = \frac{V_{CC} - V_D}{R_1} = \frac{12 - 0,7}{10K} \cong 1,1mA$, y una parte de esta intensidad es la que circulará por la base del transistor. Esta intensidad de base dependerá mucho más de características de cada componente que de cálculos previos.

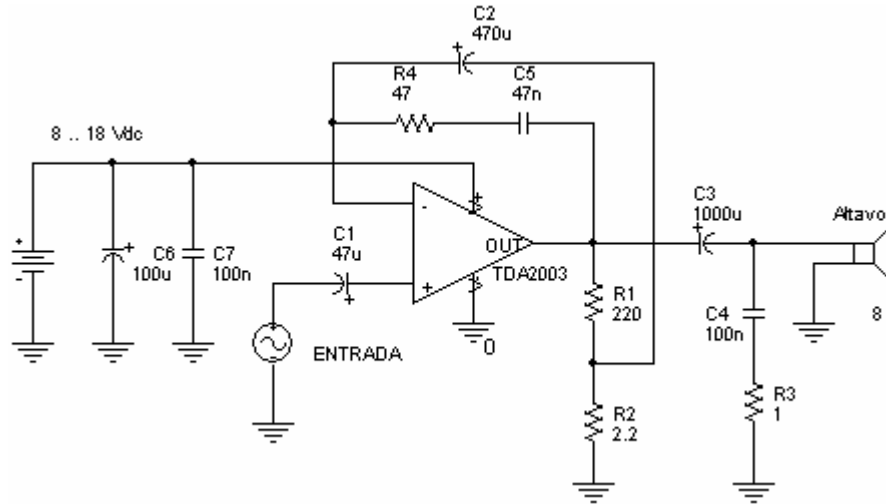
Para señal alterna el punto entre los dos diodos varía de tensión aumentando la corriente en una rama y disminuyendo la corriente en la otra rama. Si no existiesen los diodos la carga del altavoz se vería reflejada en la entrada como una adaptación de impedancia, o sea $Z_{IN} = R_{LOAD} \cdot \beta$.

Sin embargo los diodos causan que la máxima que podrá pasar por la base del transistor sea la que pasa por la resistencia de polarización, ya que por el diodo no circulará corriente en sentido inverso. Con una beta de 25 la corriente de colector máxima es $I_{C_MAX} = I_{B_MAX} \cdot \beta = 1,1m \cdot 25 \cong 28mA$ dando una potencia máxima de $P_{MAX} = I^2 \cdot R_{LOAD} = (28m)^2 \cdot 8 \cong 6,3mW$. Con una beta más común como 100 la corriente es $I_{C_MAX} = I_{B_MAX} \cdot \beta = 1,1m \cdot 100 \cong 110mA$ y la potencia es $P_{MAX} = I^2 \cdot R_{LOAD} = (110m)^2 \cdot 8 \cong 0,1W$.

Se observa que este diseño requiere ajustes según las características de cada componente. En esta práctica se limita bastante la potencia para que no existan problemas con distintos componentes, pero en la realidad todo queda a un ajuste final.

6.4 Cálculo teórico operacional de audio

El TDA2003 viene con el esquema en la hoja de características. Solo hay que montarlo y calcular los valores que dicen para las frecuencias de corte.



41. Esquema del amplificador con circuito integrado.

Según la hoja de características hay que poner $R_4 = 20 \cdot R_2 = 20 \cdot 2,2\Omega \cong 44\Omega$, y $C_5 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot B \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18000 \cdot 220} \cong 40\text{nF}$. Redondeando los valores el fabricante dice que ocurre lo siguiente; si se redondea hacia arriba el valor del condensador disminuye el ancho de banda, y si se redondea hacia abajo aumenta el ancho de banda; si se aumenta R_4 disminuye la atenuación a frecuencias altas, y si se disminuye puede oscilar.

6.5 Cálculo teórico altavoz

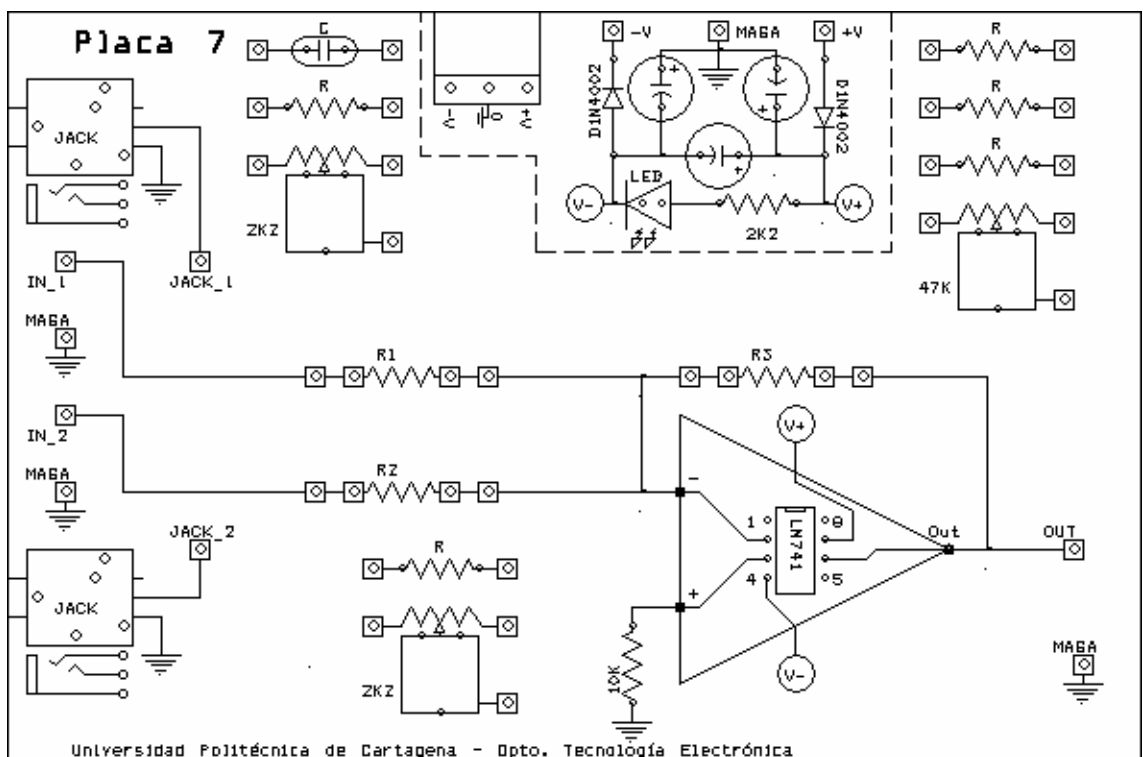
En realidad no habría que poner ninguna resistencia en serie con el altavoz, pero se limita la potencia del altavoz para evitar daños accidentales.

Si el altavoz es de 0,3W y 8Ω, la corriente máxima para no sobrepasar esta potencia es $P = I^2 \cdot R \Rightarrow I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{0,3\text{W}}{8\Omega}} \cong 0,2\text{A}$. Si para una tensión de 9 voltios queremos limitar una corriente de 0,2A hay que poner una resistencia de $R = \frac{V}{I} = \frac{9\text{V}}{0,2\text{A}} = 45\Omega$; con lo que se intercala una resistencia de 47Ω.

7 Placa de amplificador operacional como sumador inversor

7.1 Descripción

Las placas de amplificación con operacionales tienen un diodo en la alimentación para indicar la presencia de alimentación. También hay dos diodos para proteger de una posible inversión de polaridad en la conexión, además de aislar la placa de fluctuaciones en la alimentación ya que los condensadores se cargarán con la alimentación pero solo se descargan a través del operacional. Los condensadores absorben bastantes oscilaciones además de proporcionar una masa virtual cuando no se conecta la masa ya que aunque no mantenga una alimentación simétrica si mantiene el punto de masa virtual sin cambios bruscos. Estas protecciones permiten manipular la placa reduciendo los peligros de destruir el integrado.



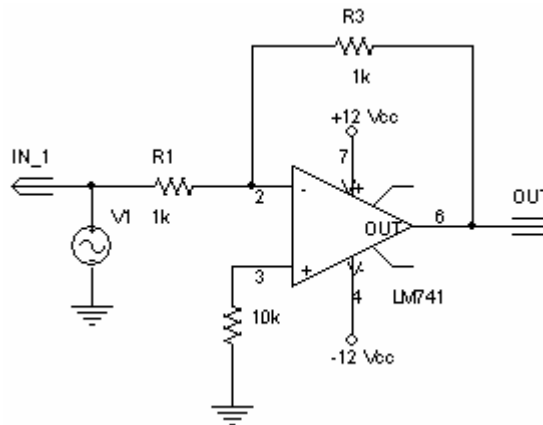
42. Placa de amplificador sumador inversor.

La placa permite colocar sobre el diseño de un amplificador sumador inversor distintos valores de resistencia, además de potenciómetros para variar la ganancia de cada rama. También existe la posibilidad de conectar aparatos de reproducción musical en las entradas con jack, y realizar una suma con ambas.

7.2 Cálculo teórico

Para los cálculos teóricos se considera un operacional ideal. Así en las entradas "-" y "+" la tensión será igual o el amplificador estará saturado en los límites de alimentación. En un operacional ideal la ganancia sería infinita y para el LM741 es de 10^5 . La impedancia de entrada será infinita y la de salida cero para un operacional ideal.

R_3 puede tomar los valores de $1K\Omega$, $10K\Omega$, y $100K\Omega$, ya que son los tres valores de resistencias fijas que hay en la placa.



43. Esquema del amplificador inversor.

La entrada positiva del operacional está conectada a masa a través de una resistencia, esta resistencia tendría un valor óptimo cuando fuese igual a la resistencia equivalente en la entrada negativa, pero en este caso la resistencia equivalente en la entrada negativa varía según que resistencias se conecten y no se puede optimizar la resistencia. Con lo que el valor de $10K$ es un valor promedio y no debe influir en los resultados. **La entrada positiva del operacional tiene 0 voltios.**

La entrada negativa está conectada con la salida, con lo que supone **realimentación negativa**. Y cuando la entrada negativa sea mayor que 0 voltios (entrada positiva = 0) la salida es $V_{OUT} = A_V \cdot (V_+ - V_-) = \infty \cdot (0 - (\epsilon)_-) = -\infty \cdot \epsilon$ con lo que la salida es negativa y hará disminuir la entrada negativa hacia cero voltios. A la vez si la entrada negativa es inferior a 0 voltios $V_{OUT} = A_V \cdot (V_+ - V_-) = \infty \cdot (0 - (-\epsilon)_-) = \infty \cdot \epsilon$ con lo que la salida es positiva y elevará la entrada negativa hacia cero voltios. Esto quiere decir que la realimentación negativa equilibra las entradas para que estas se igualen tanto más cuanto más alta sea la ganancia del operacional.

Así en la **entrada negativa hay 0 voltios** y la corriente que circula por R_1 es la misma que circula por R_3 ya que la impedancia de entrada del operacional es muy alta.

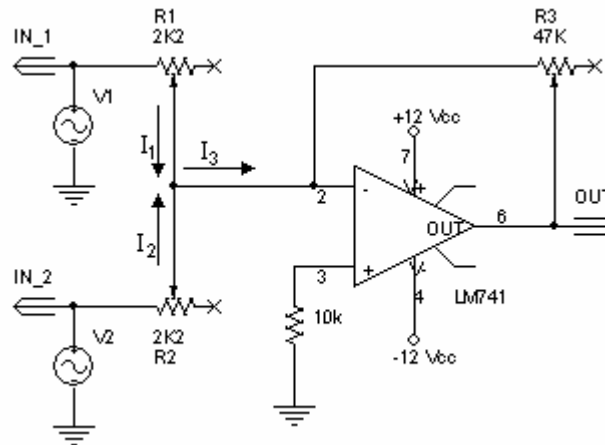
$$\text{Y se obtiene } I = \frac{V_{IN} - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_{OUT}}{R_3} \Rightarrow I = \frac{V_{IN}}{R_1} = -\frac{V_{OUT}}{R_3} \Rightarrow G = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{R_3}{R_1}.$$

Con lo que con los tres valores de R_3 se obtienen las siguientes ganancias:

$$G = -\frac{R_3}{R_1} = -\frac{1K\Omega}{1K\Omega} = -1; \quad G = -\frac{R_3}{R_1} = -\frac{10K\Omega}{1K\Omega} = -10;$$

$$G = -\frac{R_3}{R_1} = -\frac{100K\Omega}{1K\Omega} = -100$$

Con el circuito sumador solo hay que añadir en la otra entrada una señal y poner las resistencias o potenciómetros para obtener una **suma de señales**.



44. Esquema del amplificador sumador.

Las ecuaciones de las corrientes son:

$$I_1 + I_2 = I_3; I_1 = \frac{V_{IN_1} - V_-}{R_1}; I_2 = \frac{V_{IN_2} - V_-}{R_2}; I_3 = \frac{V_- - V_{OUT}}{R_3}.$$

Y sustituyendo se obtiene:

$$\frac{V_{IN_1}}{R_1} + \frac{V_{IN_2}}{R_2} = -\frac{V_{OUT}}{R_3} \Rightarrow V_{OUT} = V_{IN_1} \frac{R_3}{R_1} + V_{IN_2} \frac{R_3}{R_2} \Rightarrow$$

$$V_{OUT} = V_{IN_1} \cdot G_1 + V_{IN_2} \cdot G_2$$

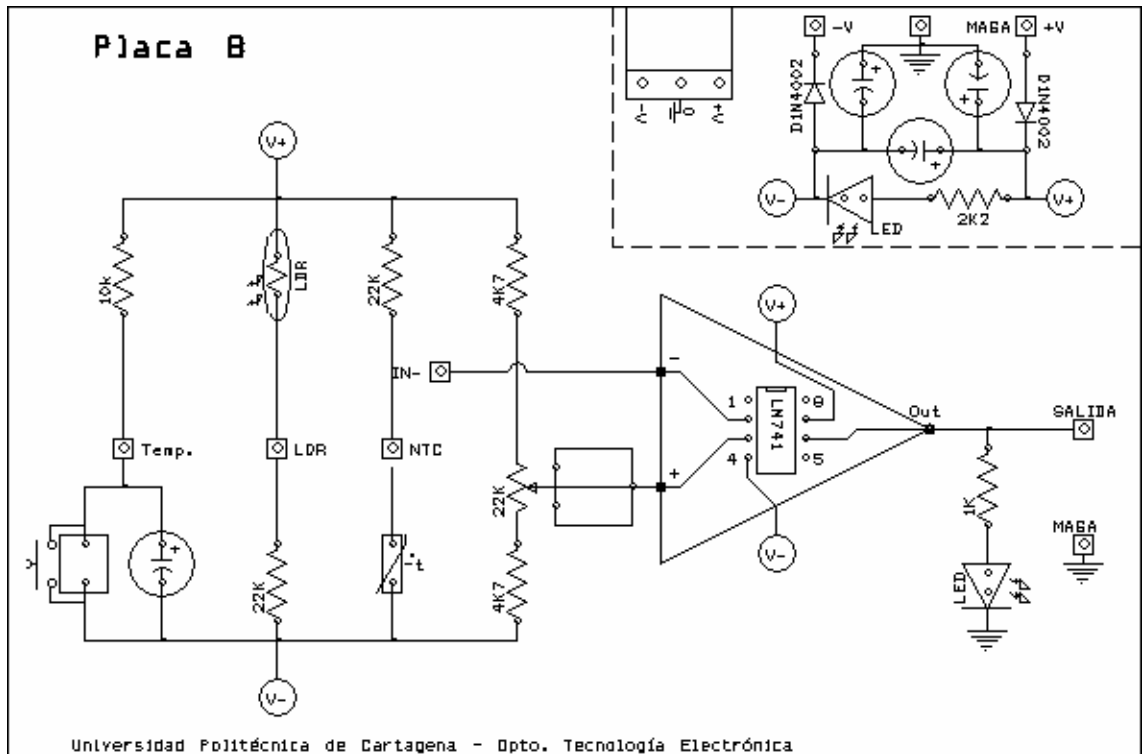
Y si fuesen unitarias las ganancias individuales de cada rama la tensión de salida sería la suma directa de las dos entradas.

8 Placa de amplificador operacional como comparador

8.1 Descripción

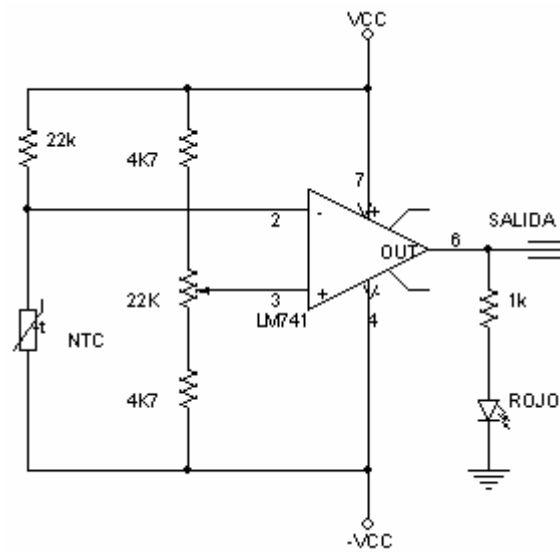
La alimentación es exactamente igual que la placa anterior. También hay un diodo LED a la salida del operacional que nos permite ver rápidamente si la salida está en saturación positiva si está encendido o en saturación negativa si está apagado. Las posibles conexiones son en la entrada negativa conectar la NTC o la LDR. El potenciómetro ajustará el nivel de señal en la entrada positiva que establecerá el umbral en entrada negativa que produce la inversión en la salida. También se puede conectar a la entrada un temporizador como el ya estudiado en la placa 5 pero con la diferencia de que éste no variará con la carga ni tendrá un tiempo prolongado de conmutación (zona activa del transistor).

En este diseño no importa la velocidad del operacional ya que las entradas varían en largos intervalos de tiempo.



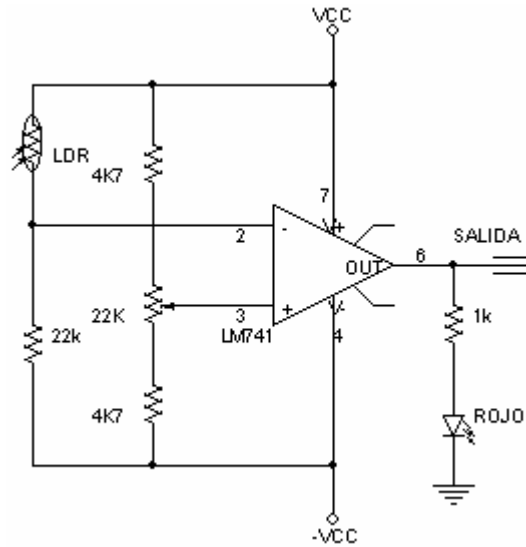
45. Placa de amplificador operacional como comparador.

8.2 Cálculo teórico



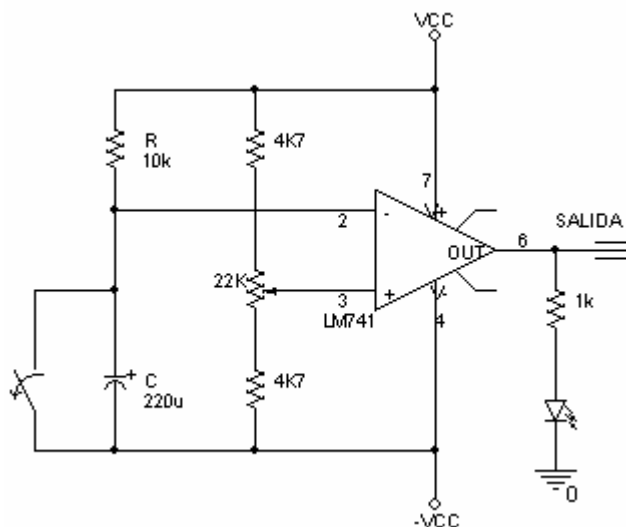
46. Esquema del comparador de temperatura.

La NTC tiene $22K\Omega$ a $25^{\circ}C$ y está puesta en serie con una resistencia de $22K\Omega$ con lo que la tensión en el punto medio será 0 voltios. El potenciómetro se puede ajustar por la mitad y al variar la NTC varía el estado de la salida. Al no haber realimentación la salida en lazo abierto es $V_{OUT} = A_V \cdot (V_+ - V_-) \approx 10^5 \cdot (100\mu V) = 10V$ y con estos valores estimados se ve que con poca diferencia de tensión en las entradas el operacional estará en saturación. Así cuando la temperatura sea mayor que la ajustada con el potenciómetro, la NTC habrá disminuido haciendo que la tensión en la entrada negativa disminuya y la tensión a la salida pase a un valor positivo encendiendo el LED. Concluyendo: el LED se enciende cuando se sobrepase la temperatura ajustada con el potenciómetro.



47. Esquema del comparador de luz.

La LDR tiene los mismos cálculos y variará de una resistencia pequeña cuando haya mucha luz a una resistencia mayor cuando haya poca luz. Por lo tanto con poca luz habrá una tensión negativa en la entrada y la salida será positiva, y viceversa cuando haya mucha luz la LDR será de poco valor y la tensión en la entrada será positiva, con lo que la salida será negativa. Concluyendo: el LED se enciende con poca luz.



48. Esquema del comparador de tiempo o temporizador.

El temporizador al igual que la placa 5 funciona cuando después de pulsar el botón se suelta éste y se inicia la carga del condensador. Siendo en el inicio de la carga una tensión inferior en la entrada negativa con respecto a la positiva la salida es positiva y el LED permanece encendido. Cuando la tensión de carga sea superior a la ajustada con el potenciómetro la salida será negativa y el LED se apaga.

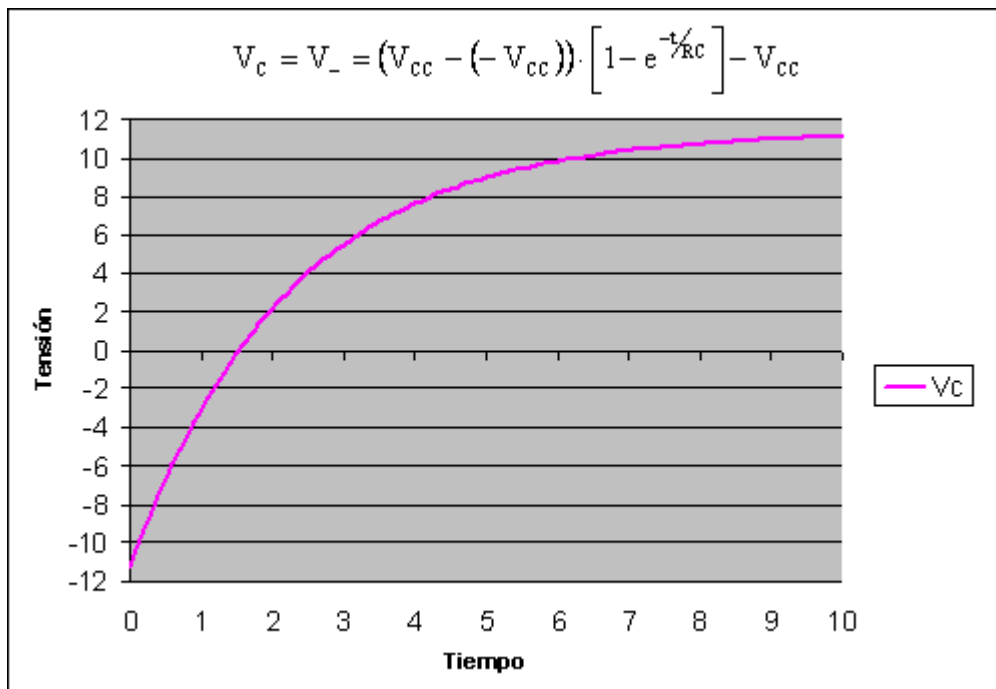
Con el potenciómetro ajustado a la mitad se tiene $V_+ = 0V$. El condensador se carga desde $-V_{CC}$ a $+V_{CC}$ con lo que la **ecuación de carga** resulta ser:

$$V_c = V_- = (V_{CC} - (-V_{CC})) \cdot [1 - e^{-t/RC}] - V_{CC};$$

Y si se despeja el tiempo en la ecuación queda:

$$V_- = 2 \cdot V_{CC} \cdot [1 - e^{-t/RC}] - V_{CC} \Rightarrow \frac{V_- + V_{CC}}{2 \cdot V_{CC}} = [1 - e^{-t/RC}] \Rightarrow e^{-t/RC} = 1 - \frac{V_- + V_{CC}}{2 \cdot V_{CC}} \Rightarrow \frac{-t}{R \cdot C} = \ln\left(1 - \frac{V_- + V_{CC}}{2 \cdot V_{CC}}\right) \Rightarrow t = -R \cdot C \cdot \ln\left(1 - \frac{V_- + V_{CC}}{2 \cdot V_{CC}}\right)$$

Donde solo hay que sustituir V_- por V_+ , o sea 0 voltios, y se obtiene el tiempo que tarda en apagarse el LED. Se puede considerar la caída en los diodos y estimar $V_{CC}=11,3$. Así $t = -R \cdot C \cdot \ln\left(1 - \frac{V_- + V_{CC}}{2 \cdot V_{CC}}\right) = -10K \cdot 220\mu \cdot \ln\left(1 - \frac{11,3}{2 \cdot 11,3}\right) \cong 1,5\text{seg.}$



49. Gráfica de la ecuación de carga.

Si colocamos el potenciómetro para obtener el punto máximo de tensión en la entrada positiva, se obtiene que el tiempo que se tarda en cargar el condensador es el **tiempo máximo** que se puede ajustar con el potenciómetro. Se obtendría la tensión según el divisor de tensión:

$$V_+ = [V_{CC} - (-V_{CC})] \cdot \frac{R_{4K7} + R_{POT}}{\Sigma R} - V_{CC} = 2 \cdot 11,3 \cdot \frac{4K7 + 22K}{4K7 + 22K + 4K7} - 11,3 \cong 7,9V$$

Y el tiempo que tardará en llegar a esa tensión es:

$$t = -R \cdot C \cdot \ln\left(1 - \frac{V_- + V_{CC}}{2 \cdot V_{CC}}\right) = -10K \cdot 220\mu \cdot \ln\left(1 - \frac{7,9 + 11,3}{2 \cdot 11,3}\right) \cong 4,2\text{seg.}$$

Igualmente si se calcula el **tiempo mínimo** que se puede ajustar con el potenciómetro el proceso es el mismo y resulta:

$$V_+ = 2 \cdot V_{CC} \cdot \frac{R_{4K7}}{\Sigma R} - V_{CC} = 2 \cdot 11,3 \cdot \frac{4K7}{4K7 + 22K + 4K7} - 11,3 \cong -7,9V$$

Y el tiempo es:

$$t = -R \cdot C \cdot \ln\left(1 - \frac{V_- + V_{CC}}{2 \cdot V_{CC}}\right) = -10K \cdot 220\mu \cdot \ln\left(1 - \frac{-7,9 + 11,3}{2 \cdot 11,3}\right) \cong 0,4\text{seg.}$$

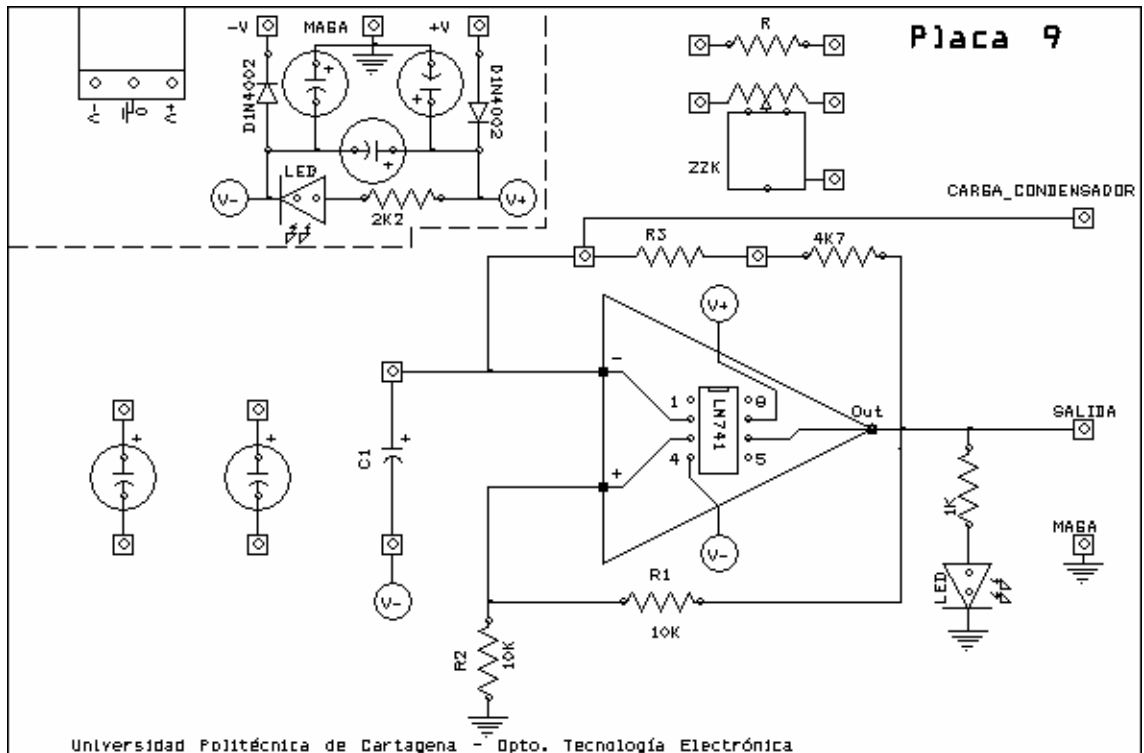
Nótese que aquí no influirá la carga ya que el operacional aísla al condensador de la carga, y que el operacional pasará de un estado a otro tan rápido como le sea posible sin tener zona intermedia o activa como en el caso del transistor de la placa 5. Con lo que el tiempo aquí calculado debe corresponderse con la realidad mucho más que los cálculos realizados para la placa 5.

9 Placa de amplificador operacional como oscilador

9.1 Descripción

En la placa se observa que la alimentación tiene el mismo sistema que las anteriores placas de operacionales. El oscilador tiene en la salida un LED que parpadeará a la frecuencia de oscilación que se ha calculado para que pueda ser apreciada a simple vista. El sentido de la vista humano no es capaz de percibir la frecuencia de 20Hz con lo que la frecuencia más alta debe de estar por debajo de ésta para que se aprecie.

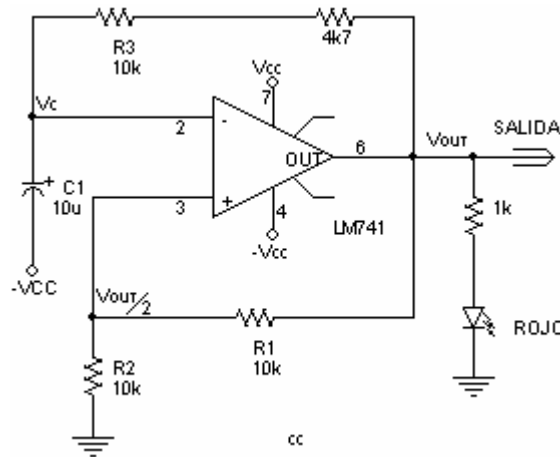
La rama de la entrada positiva es fija, y con las dos resistencias, R_1 y R_2 , iguales y apoyadas en el punto de masa; con lo que la tensión en la entrada positiva será la mitad de la de salida, y como el operacional estará en saturación será la mitad de 11,3 o $-11,3$ voltios. En la rama negativa se debe colocar un condensador o una resistencia o potenciómetro. Se observa que el condensador está apoyado en la tensión negativa, esto es porque si se apoyará en masa se invertiría la tensión del condensador electrolítico y causaría su destrucción. Colocar el condensador apoyado en la tensión negativa no varía la frecuencia de oscilación porque el condensador se cargará en el primer ciclo y después se cargará y descargará según la salida del operacional.



50. Placa de amplificador operacional como oscilador.

9.2 Cálculo teórico

Cuando el operacional ha cargado el condensador en el primer ciclo la ha hecho a una de las tensiones de la **entrada positiva**, o sea $V_+ = V_{OUT} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ siendo $R_1=R_2$ se tiene $V_+ = \frac{V_{OUT}}{2} = \frac{\pm 11,3}{2} \cong \pm 5,7V$. Así que se parte de que el condensador está cargado a una de esas dos tensiones y se aplica entonces en la salida la tensión de saturación de signo contrario. Por ejemplo el condensador está cargado a $-5,7$ voltios y la salida del operacional será 11,3 voltios, o viceversa $+5,7V$ en el condensador y $-11,3V$ en la salida.



51. Esquema del oscilador.

La ecuación de carga del condensador es:

$$V_C = V_- = (V_{OUT} - (-V_+)) \cdot [1 - e^{-t/RC}] - V_+$$

Y de esta ecuación se despeja el tiempo para calcular el periodo de oscilación:

$$\begin{aligned} V_+ = V_{OUT}/2 ; V_C &= \left(V_{OUT} - \left(-V_{OUT}/2 \right) \right) \cdot [1 - e^{-t/RC}] - V_{OUT}/2 \Rightarrow \\ \frac{V_C + V_{OUT}/2}{V_{OUT} \cdot 3/2} &= [1 - e^{-t/RC}] \Rightarrow e^{-t/RC} = 1 - \frac{V_C + V_{OUT}/2}{V_{OUT} \cdot 3/2} \Rightarrow \\ \frac{-t}{R \cdot C} &= \ln \left(1 - \frac{V_C + V_{OUT}/2}{V_{OUT} \cdot 3/2} \right) \Rightarrow t = -R \cdot C \cdot \ln \left(1 - \frac{V_C + V_{OUT}/2}{V_{OUT} \cdot 3/2} \right) \end{aligned}$$

Y el operacional cambiará de estado cuando la carga del condensador sea igual a la entrada positiva, o sea $V_C = V_+ = V_{OUT}/2$, por lo que sustituyendo se tiene:

$$\begin{aligned} t &= -R \cdot C \cdot \ln \left(1 - \frac{V_{OUT}/2 + V_{OUT}/2}{V_{OUT} \cdot 3/2} \right) \Rightarrow t = -R \cdot C \cdot \ln \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{OUT} \cdot 3/2} \right) \Rightarrow \\ t &= -R \cdot C \cdot \ln \left(1 - \frac{1}{3/2} \right) \Rightarrow t = -R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{3}{3} - \frac{2}{3} \right) \Rightarrow t = -R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{1}{3} \right) \Rightarrow \\ t &\cong -R \cdot C \cdot (-1,1) \Rightarrow t \cong R \cdot C \cdot 1,1 \end{aligned}$$

Con esta ecuación se ve que el periodo de oscilación no depende de la tensión solo de R y C. El periodo de oscilación será el tiempo de carga más el tiempo de descarga ya que es un ciclo completo, y como el tiempo de carga y descarga es el mismo el periodo es $T = 2 \cdot t$

C puede valer $10\mu\text{F}$ o $220\mu\text{F}$ según que condensador se conecte, y R será la suma de la resistencia fija, $4\text{K}7\Omega$, más la que se ponga en serie que puede ser $10\text{K}\Omega$ o el potenciómetro de $22\text{K}\Omega$.

- $C=10\mu\text{F}$, $R=P_{0\Omega} + 4\text{K}7\Omega=4\text{K}7\Omega$; **Mínima periodo** con el **potenciómetro**.

$$t \cong R \cdot C \cdot 1,1 = 4\text{K}7 \cdot 10\mu \cdot 1,1 \cong 50\text{ms} \quad T = 2 \cdot t = 2 \cdot 50\text{m} \cong 100\text{ms}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{100\text{m}} \cong 10\text{Hz}.$$

- $C=220\mu\text{F}$, $R=P_{22\text{K}\Omega} + 4\text{K}7\Omega = 26\text{K}7\Omega$; **Máxima periodo** con el **potenciómetro**.

$$t \cong R \cdot C \cdot 1,1 = 26\text{K}7 \cdot 220\mu \cdot 1,1 \cong 6,5\text{s} \quad T = 2 \cdot t = 2 \cdot 6,5 \cong 13\text{s}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{13} \cong 0,08\text{Hz}.$$

- $C=10\mu\text{F}$, $R=R_{10\text{K}\Omega} + 4\text{K}7\Omega = 14\text{K}7\Omega$; **Mínima periodo** con la **resistencia**.

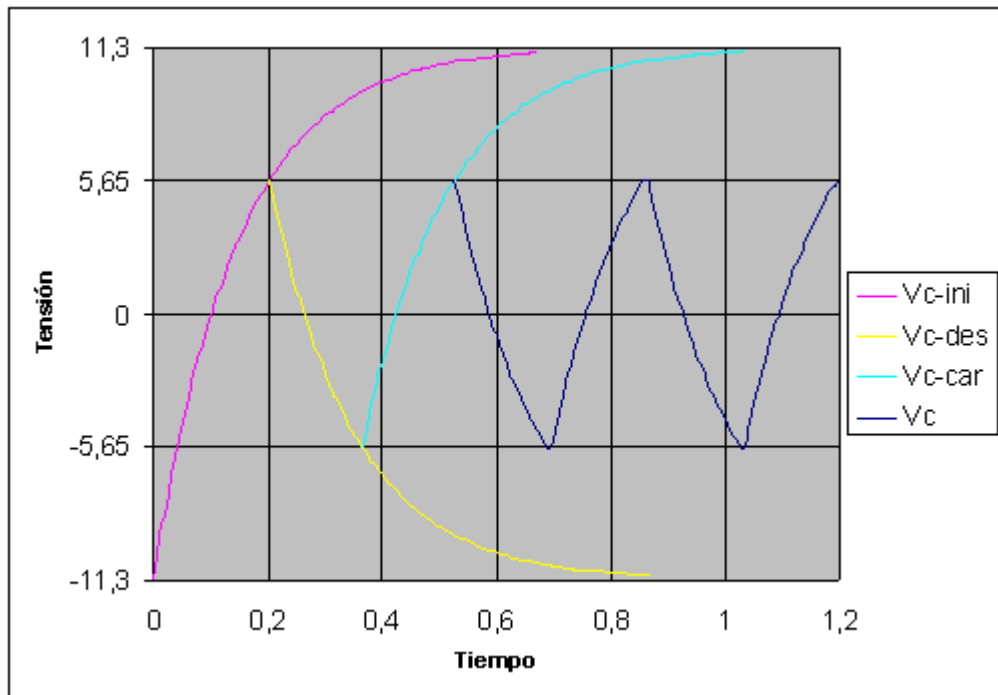
$$t \cong R \cdot C \cdot 1,1 = 14\text{K}7 \cdot 10\mu \cdot 1,1 \cong 0,16\text{s} \quad T = 2 \cdot t = 2 \cdot 0,16 \cong 0,32\text{s}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,32} \cong 3,1\text{Hz}.$$

- $C=220\mu\text{F}$, $R=R_{10\text{K}\Omega} + 4\text{K}7\Omega = 14\text{K}7\Omega$; **Máxima periodo** con la **resistencia**.

$$t \cong R \cdot C \cdot 1,1 = 14\text{K}7 \cdot 220\mu \cdot 1,1 \cong 3,6\text{s} \quad T = 2 \cdot t = 2 \cdot 3,6 \cong 7,2\text{s}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{7,2} \cong 0,14\text{Hz}.$$

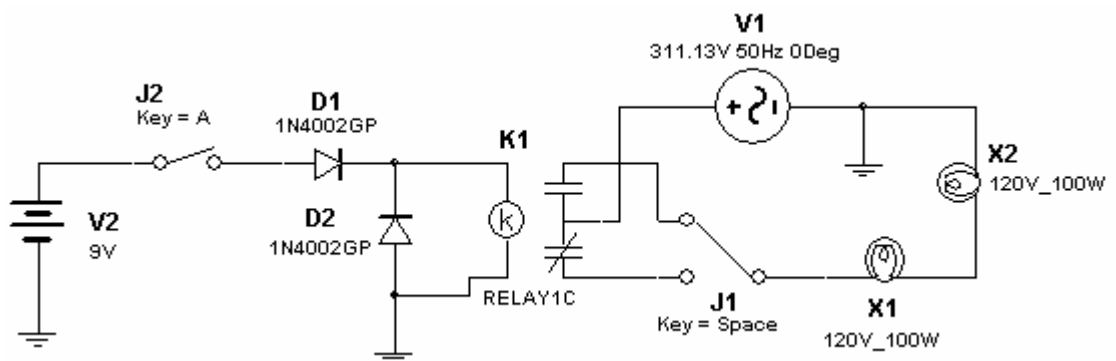


52. Tensión de carga del condensador, con $R=(10K+4K7)\Omega$, $C=10\mu F$.

Simulación de los diseños

1 Relé

En Multisim se simula el circuito de la placa de relé, representado en la figura:



1. Circuito del relé en multisim.

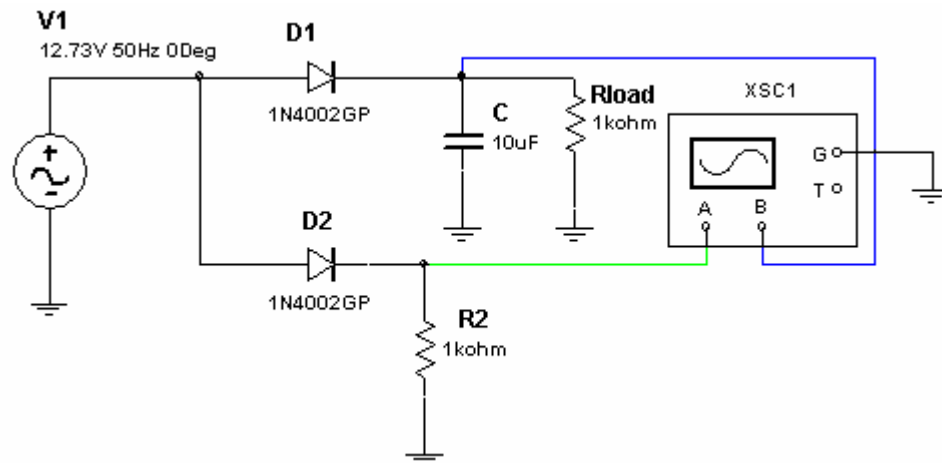
El circuito no requiere ni osciloscopio ni simulación especial, solamente simularlo como está, y pulsar los interruptores J1 con la tecla "Space" y J2 con la tecla "A". Se observará como cambian los contactos del relé y cambian el estado de las bombillas entre encendidas y apagadas.

No hay más simulación que comprobar que el circuito es correcto.

2 Rectificación y Filtrado

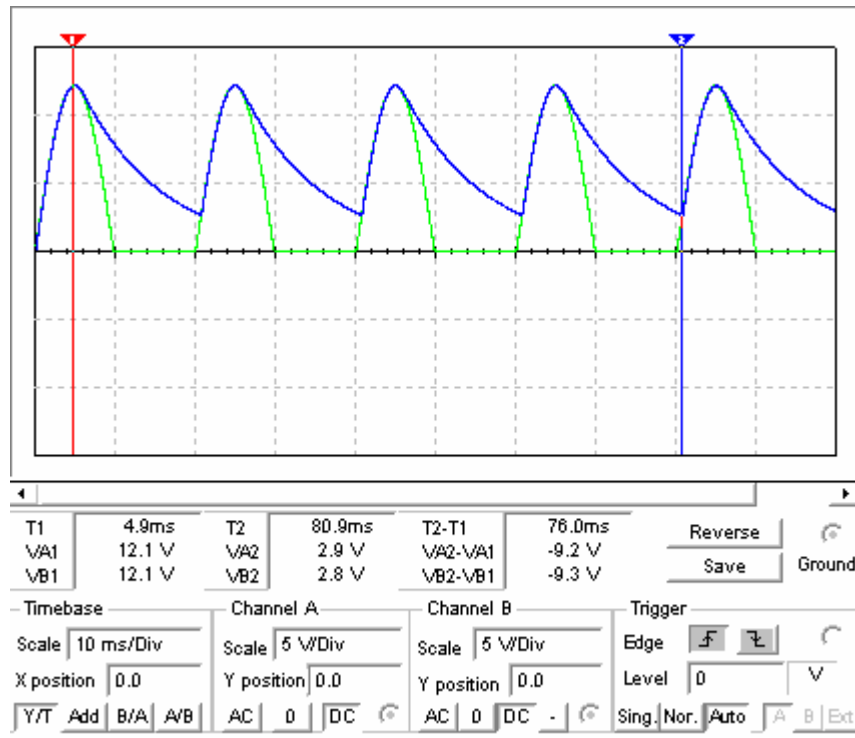
2.1 Media onda

El siguiente circuito es el rectificador de media onda. El circuito se ha creado doble, es decir **hay dos circuitos** que generan la media onda, el primero en el canal A está únicamente **rectificado sin filtrar**, y el **segundo está rectificado y filtrado**. De esta manera se observará ambas gráficas a la vez y se verá el efecto del condensador más claro. Para la simulación puede que el transformador no sea de 9 voltios y que modificar parámetros resulte poco fiable, así que se optará por quitar el transformador y poner V_1 a 9 voltios eficaces.



2. Circuito rectificador de media onda.

En el osciloscopio habrá la tensión solamente rectificada (verde), y la tensión con el condensador (azul). Aquí se ve como difiere de los cálculos realizados en el capítulo anterior, y cuando el condensador está cargándose la tensión en el condensador es la sinusoide de la rectificación, y cuando el condensador se está descargando corresponde con la ecuación de descarga.

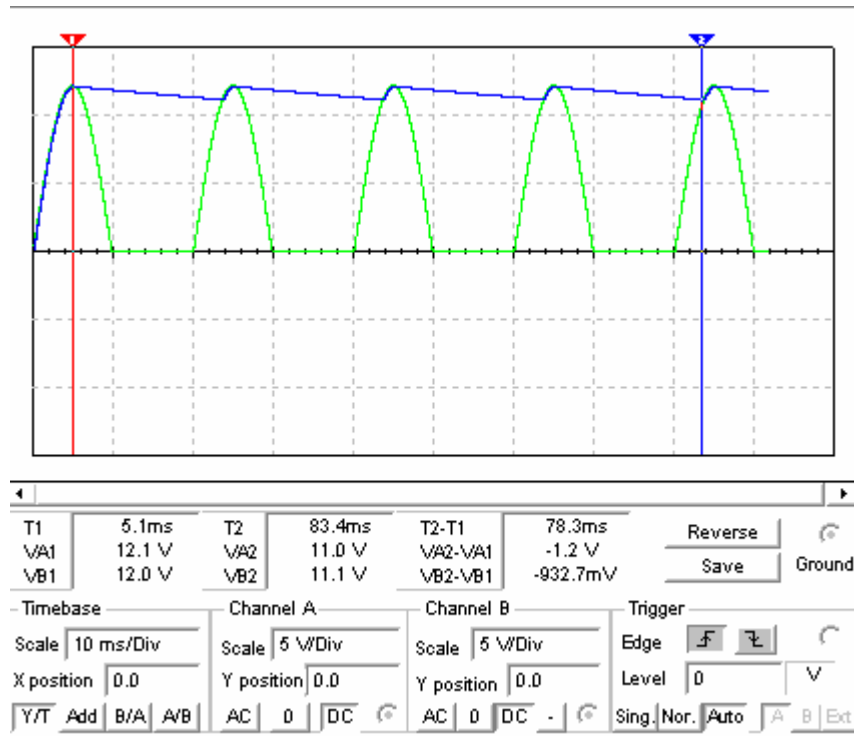


3. (Azul) salida para $C=10\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=1\text{K}\Omega$; (verde) salida sin filtrar.

Si se mide el punto más bajo con el cursor se obtiene 2,8 voltios, y en el cálculo teórico se obtuvo $V_C = V_p \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = 12 \cdot e^{\frac{-0,02}{1000 \cdot 0,00001}} = 1,62$ voltios. Esto es porque en el cálculo teórico se tomaba el punto inicial de descarga del condensador justo en la cresta de la senoide y el punto final justo en el siguiente ciclo sin considerar la subida de la media onda.

$$V_{\text{RIZ}} = V_p - V_C = 12 - 2,8 = 9,2$$

Variando R_{Load} y C se obtienen el resto de las gráficas que se asemejarán a las anteriores.



4. (Azul) salida para $C=220\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=1\text{K}\Omega$; (verde) salida sin filtro.

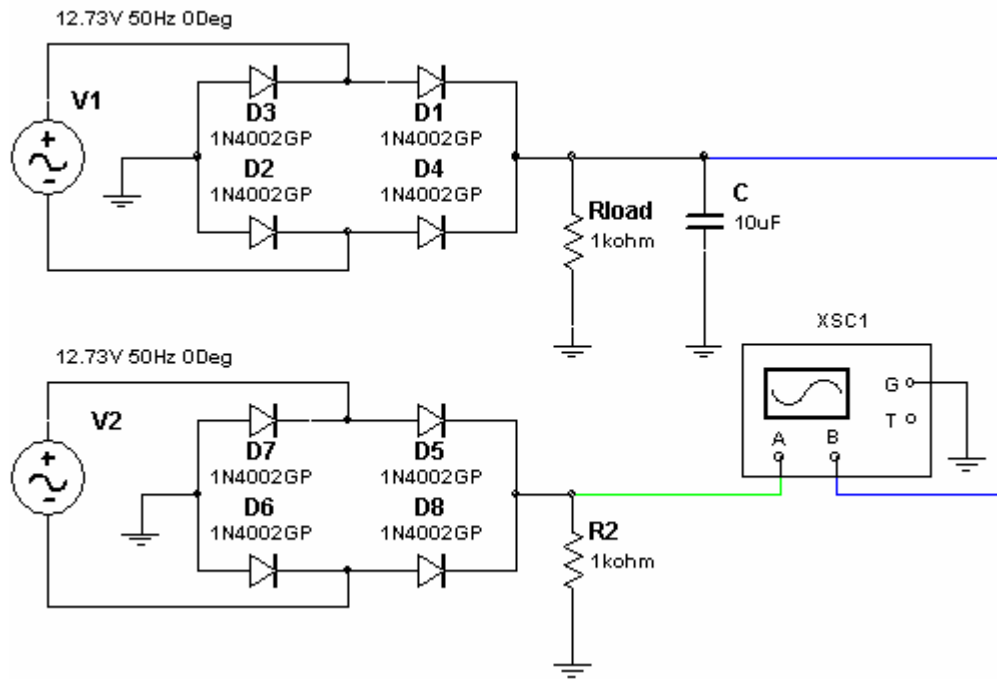
$$V_{\text{RIZ}} = V_p - V_c = 12 - 11 = 1$$

Repetiendo el proceso se obtienen los siguientes valores de rizado:

- Para $C=10\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=470\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_c = 12 - 1 = 11$
- Para $C=220\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=470\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_c = 12 - 10,5 = 1,5$
- Para $C=10\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=1\text{K}\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_c = 12 - 2,8 = 9,2$
- Para $C=220\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=1\text{K}\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_c = 12 - 11 = 1$
- Para $C=10\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=10\text{K}\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_c = 12,1 - 10,6 = 1,5$
- Para $C=220\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=10\text{K}\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_c = 12,1 - 12 = 0,1$

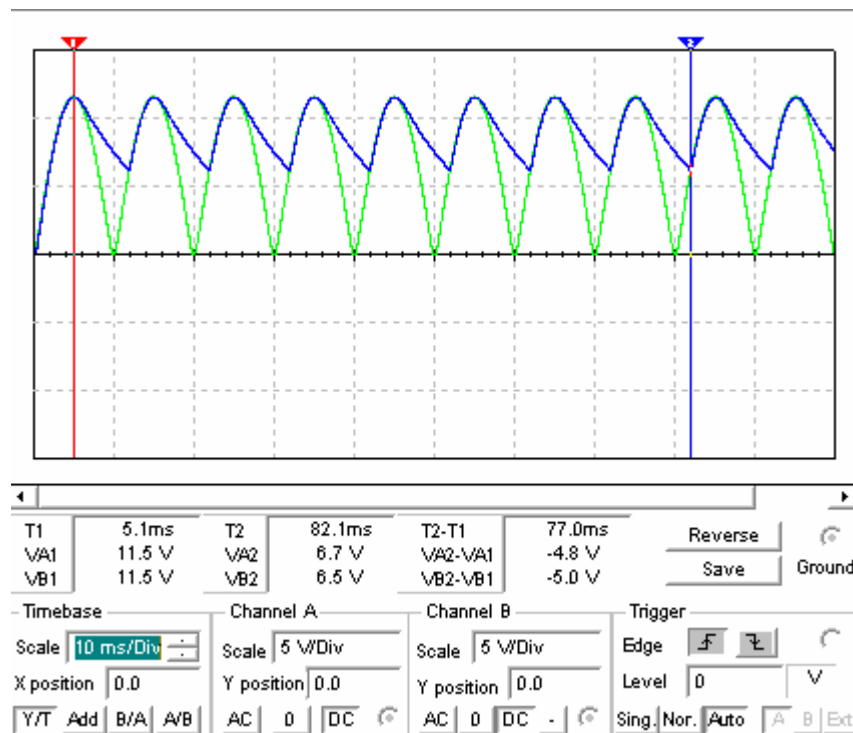
2.2 Onda completa

Igual que en el apartado anterior, el circuito es doble para comparar en el osciloscopio las dos señales.



5. Circuito rectificador de onda completa.

Las señales se pueden ver en el osciloscopio, y la diferencia con la media onda es que el condensador se descarga a la misma velocidad pero durante menos tiempo con lo que el rizado es bastante menor.



6. (Azul) salida para $C=10\mu F$, $R_{Load}=1K\Omega$; (verde) salida sin filtro.

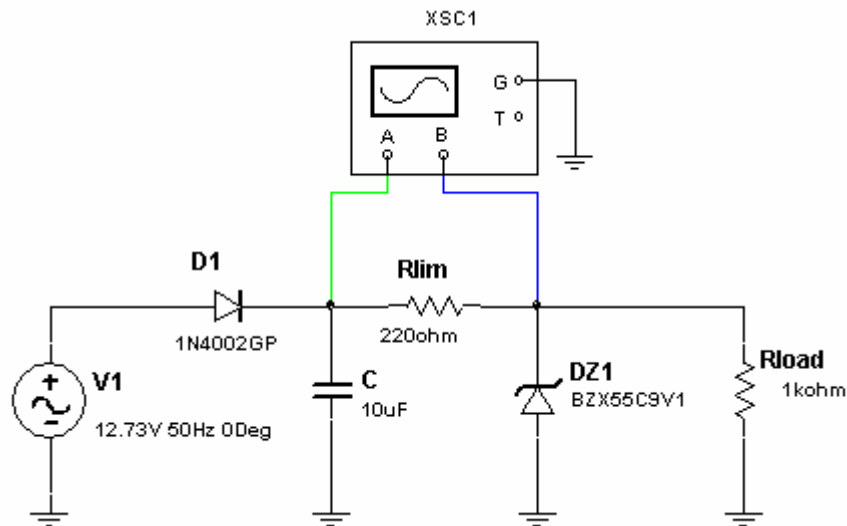
Obteniéndose los siguientes rizados según los componentes. Donde se puede observar como varía la caída de tensión en los diodos según sea la carga o la corriente que pasa por los diodos. Este dato no se tuvo en cuenta en el cálculo teórico aunque no sea significativo si se aprecia en la simulación.

- Para $C=10\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=470\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_C = 11,4 - 3,8 = 7,6$
- Para $C=220\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=470\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_C = 11,3 - 10,5 = 0,8$
- Para $C=10\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=1\text{K}\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_C = 11,5 - 6,5 = 5$
- Para $C=220\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=1\text{K}\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_C = 11,3 - 10,9 = 0,4$
- Para $C=10\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=10\text{K}\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_C = 11,5 - 10,8 = 0,7$
- Para $C=220\mu\text{F}$, $R_{\text{Load}}=10\text{K}\Omega$; $V_{\text{RIZ}} = V_p - V_C = 11,5 - 11,4 = 0,1$

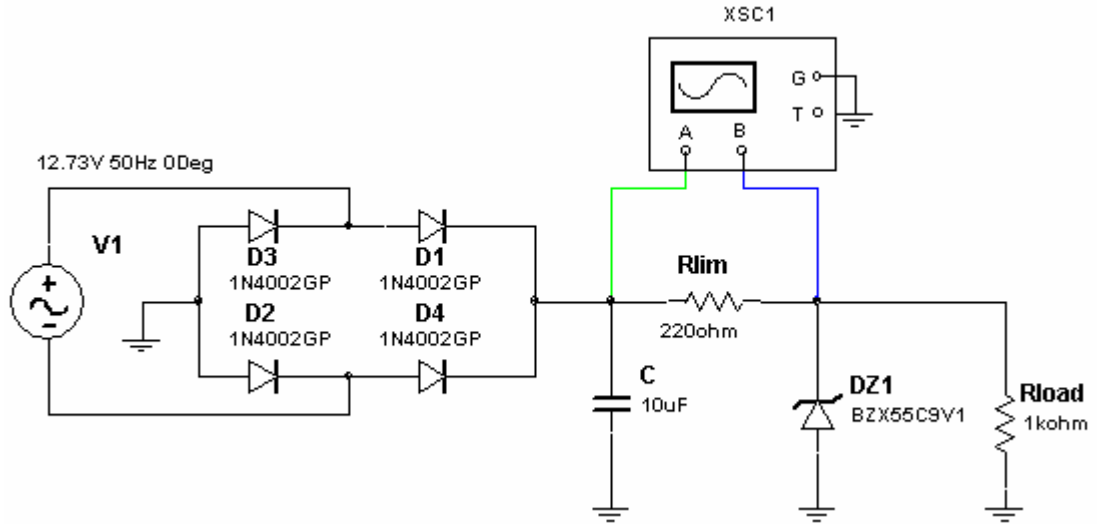
3 Estabilización

3.1 Estabilización zener

Con los siguientes circuitos, uno en media onda y otro en onda completa, interesa probar todas las posibles conexiones y estudiar en que casos no se estabiliza. En aquellos que se estabiliza se puede ver el rizado del zener en alterna.



7. Circuito zener de media onda.



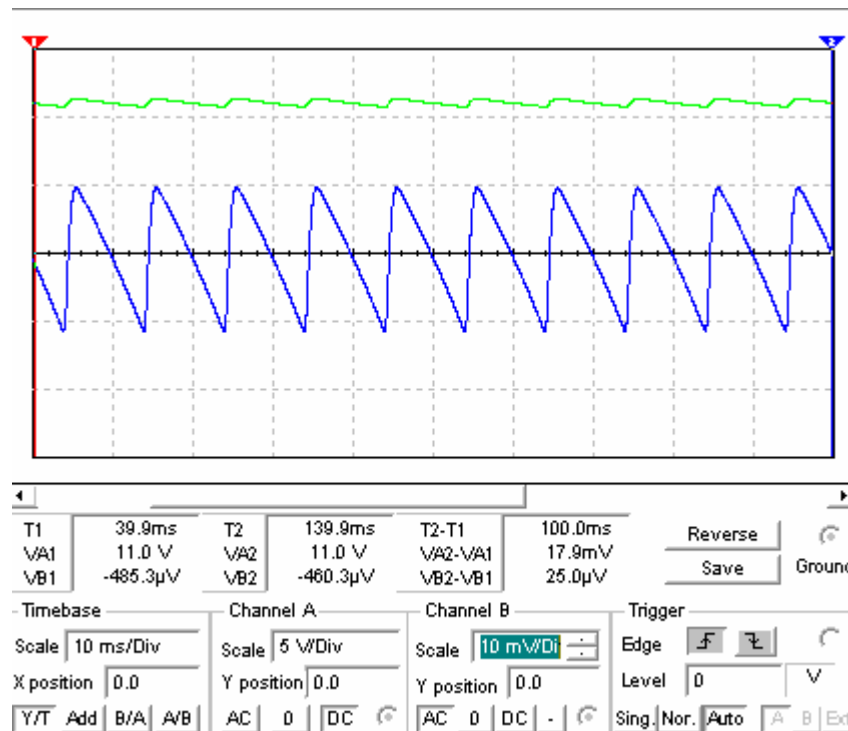
8. Circuito zener de onda completa.

A continuación se muestran los casos donde estabiliza y en los que no. "Si" significa que estabiliza, "C" significa que falta capacidad y el zener solo recorta mientras hay tensión, "CC" significa que el zener parece funcionar pero está pasando muy poca corriente y el zener no trabaja bien, "R" significa que la estabilización falla porque la resistencia limitadora y la resistencia de carga no permiten trabajar al zener en su forma correcta.

RLoad	470Ω				1KΩ				10KΩ			
RLim	120Ω		220Ω		120Ω		220Ω		120Ω		220Ω	
C	10μF	220μF	10μF	220μF	10μF	220μF	10μF	220μF	10μF	220μF	10μF	220μF
Media onda	CC	CC	No	No	C	Si	C	Si	C	Si	C	Si
Onda completa	No	No	No	No	C	Si	CC	CC	C	Si	C	Si

En los cálculos teóricos se vio que en onda completa una $R_{Load}=1K\Omega$, y $R_{Lim}=220\Omega$ no permitía hacer trabajar al zener, aquí se verifica, pero aparentemente parece que el zener trabaja en el pico de tensión. Si se mide la corriente del zener esta corriente apenas llega a 5mA.

Para los casos que si estabiliza se puede estudiar el rizado, para eso se verá la salida en alterna y se medirá con el osciloscopio.

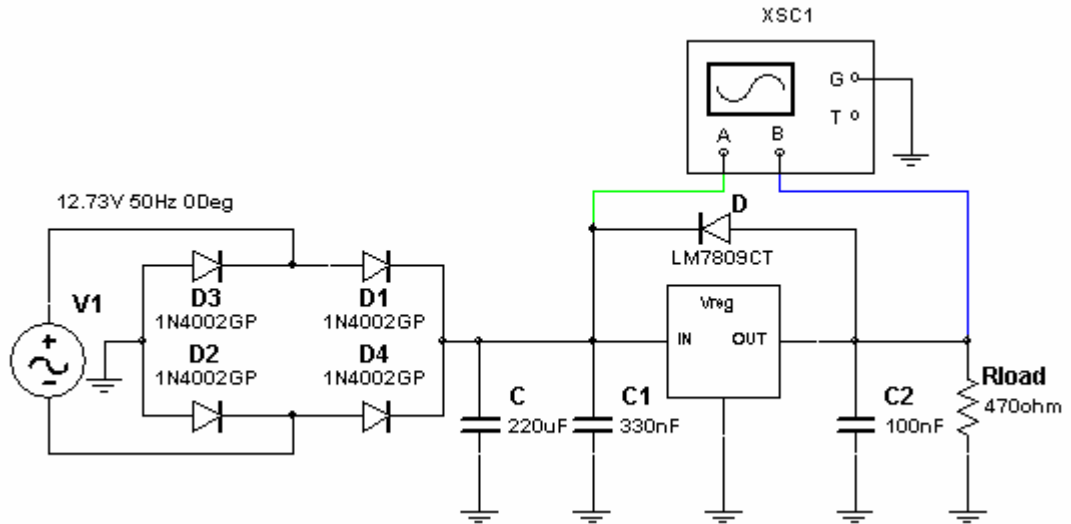


9. (Azul) rizado de salida para onda completa, $R_{Load}=1K\Omega$, $R_{Lim}=120\Omega$, $C=220\mu F$; (verde) entrada.

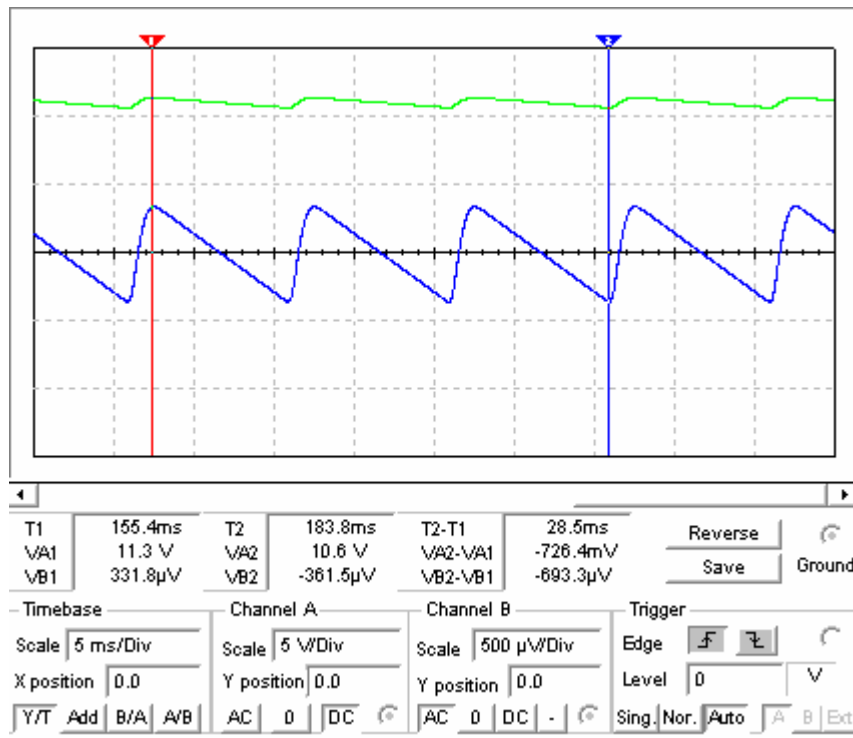
En este caso se ve que la cuadrícula esta en 10mV alterna, y se mide un rizado de $20mV_{pp}$. En el estudio teórico se multiplicaba la intensidad del zener por la resistencia zener máxima dando 89mV. La intensidad teórica era de 8,9mA y la simulada de 6,8mA, parecidas pero la diferencia de rizado estriba en que en el cálculo teórico se supuso que toda la intensidad de zener podría variar, en cambio la tensión de rizado es el incremento de la intensidad zener por la resistencia zener, $V_{RIZ} = \Delta I \cdot R_{ZENER}$, y el incremento de la intensidad depende del condensador y demás componentes haciendo el cálculo más complejo; porque **el cálculo preveía el peor de los casos.**

3.2 Estabilización integrado L7809CV

En el siguiente circuito se observa como el integrado prácticamente hace toda la tarea de estabilización. Los condensadores C_1 y C_2 no son necesarios para la simulación pero el fabricante los recomienda en la práctica. El condensador C es necesario para que se mantenga una tensión a la entrada superior a la de salida más la caída de V_{drop} . El diodo D no hace falta en la simulación pero en la práctica protege al integrado de corrientes inversas que lo destruirían. En la simulación se a puesto el integrado que hay en la base de datos, LM7809CT, donde "CT" indica el tipo de encapsulado y "LM" el fabricante, con lo que las características no deben variar.



10. Circuito estabilizador L7809.

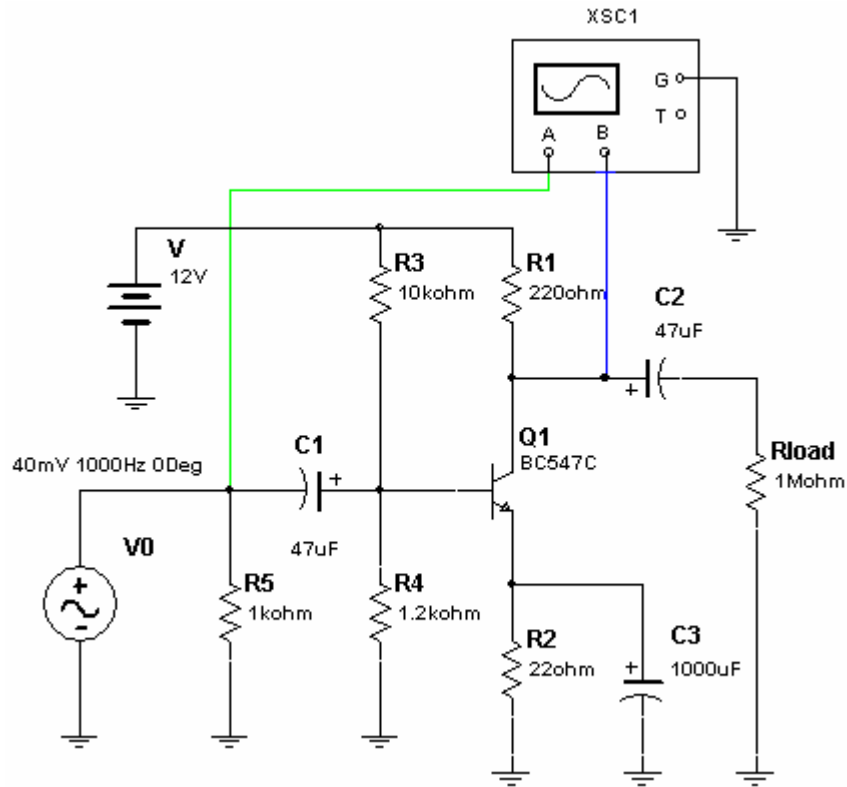


11. (Azul) rizado de salida del L7809; (verde) entrada.

El rizado medido con el osciloscopio es de $700\mu\text{V}$ frente a 730mV que hay en la entrada. En decibelios es $\text{dB} = -20 \log\left(\frac{V_{\text{RIZ-OUT}}}{V_{\text{RIZ-IN}}}\right) = -20 \log\left(\frac{700\mu}{730\text{m}}\right) = 60\text{dB}$ que es mayor que los 55dB de nuestras características y menor rizado que los 2mV calculados para el mismo circuito. Se puede determinar que **la simulación tiene unas características algo distintas** de nuestra hoja o *datasheet*.

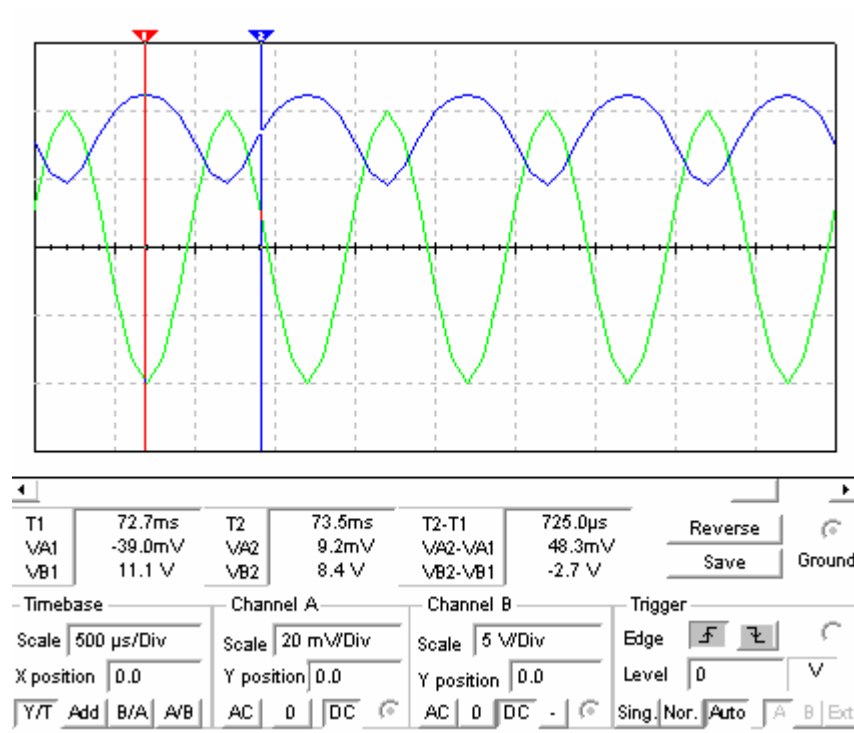
4 Pre-Amplificador de audio

En el circuito se aprecia como se han añadido resistencias para simular el circuito sin que los condensadores de paso nos produzcan errores de simulación. Por lo demás queda igual que en la placa a excepción de que el transistor sea el adecuado, ya que el componente más parecido en la librería de Multisim es BC547BP y tiene una beta o h_{FE} , BF en el modelo de Multisim, de 400 con lo que habría que cambiar la beta a un mínimo de 420 o probar si el resultado es parecido con la beta distinta.



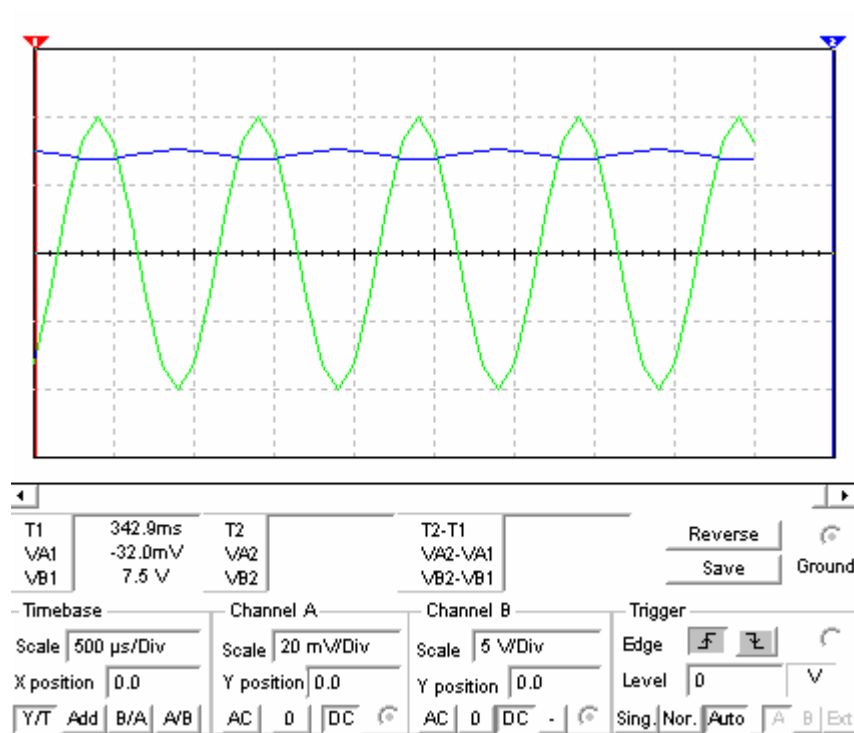
12. Circuito pre-amplificador clase A.

Se ha establecido una frecuencia de entrada de 1000Hz por ser habitual probar las etapas de sonido a esa frecuencia ya que está en un punto intermedio del espectro audible ($\approx 40\text{Hz} \leftrightarrow \approx 20\text{KHz}$).



13. (Azul) salida en continua; (verde) entrada.

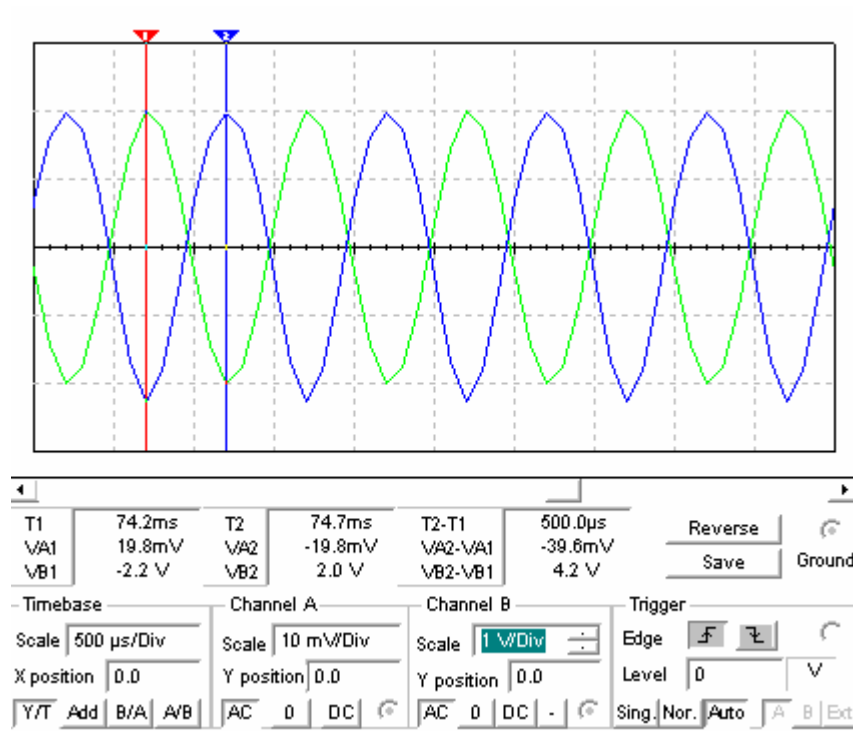
En la salida se observa la inversión de fase. También se observa que la señal de salida tiene mucha amplitud y en los límites superiores de tensión empieza a recortar la señal. Esto es porque la ganancia del transistor es elevada, y porque la tensión de polarización está por encima del punto medio. Se podría bajar la señal de salida, sin embargo se observa con la siguiente figura de la simulación sin condensador que es este condensador el que aumenta la ganancia del circuito.



14. Simulación sin condensador.

Se puede medir la tensión continua de polarización en la salida que es de 8 voltios en lugar de los 6,7 calculados. Sin embargo cuando la simulación se deja transcurrir más tiempo, ésta da unos resultados más acordes bajando la tensión de polarización a 7,2 voltios. Se pueden cambiar las propiedades de simulación del osciloscopio para establecer las condiciones iniciales partiendo del cálculo de corriente continua.

Si se mide la ganancia en alterna se obtiene con condensador una ganancia aproximada de 100, y sin condensador una ganancia de 10. La ganancia sin condensador es la esperada ya que resulta de dividir las impedancias de colector por las de emisor. Sin embargo la ganancia con condensador se esperaba que a 1000Hz fuese la propia beta del transistor, pero no se profundizó en un estudio exhaustivo ya que habría que haber trabajado con un circuito equivalente del transistor de parámetros híbridos.



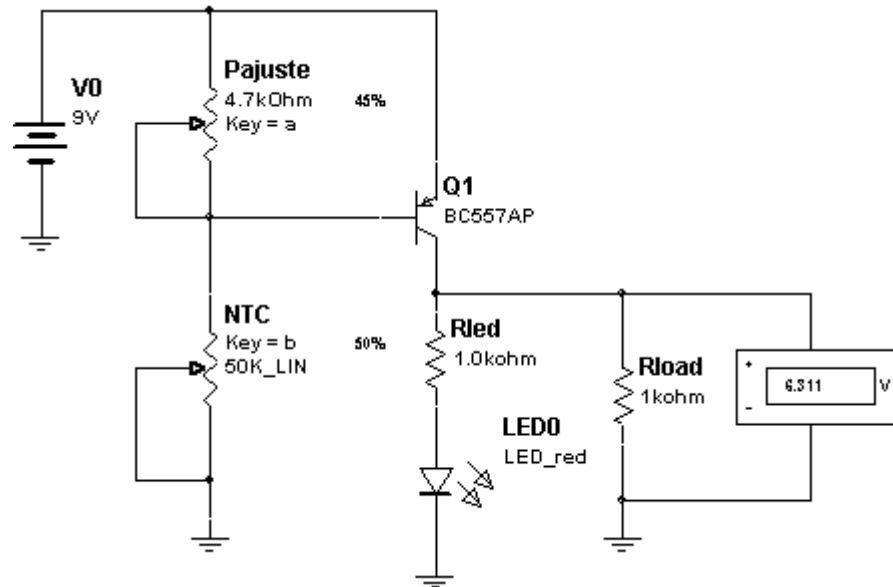
15. (Azul) salida ac con condensador; (verde) entrada.

En la figura se aprecia rápidamente por las escalas del osciloscopio que **la ganancia es de 100.**

5 Conmutación

5.1 Sensores

Bueno la simulación en multisim de sensores se puede realizar sustituyendo estos por potenciómetros y variando éste comprobar como cambia el estado del LED de salida. La NTC es de $22\text{K}\Omega$ a una temperatura de 25°C y la LDR varía más rápido con lo que la conmutación es más fiable. Igual que la LDR los otros sensores *reed* y de inclinación son más extremos cambiando de abiertos a cerrados instantáneamente. Por lo que se pone un **potenciómetro para simular la NTC** y para los demás sensores puede colocarse un interruptor.



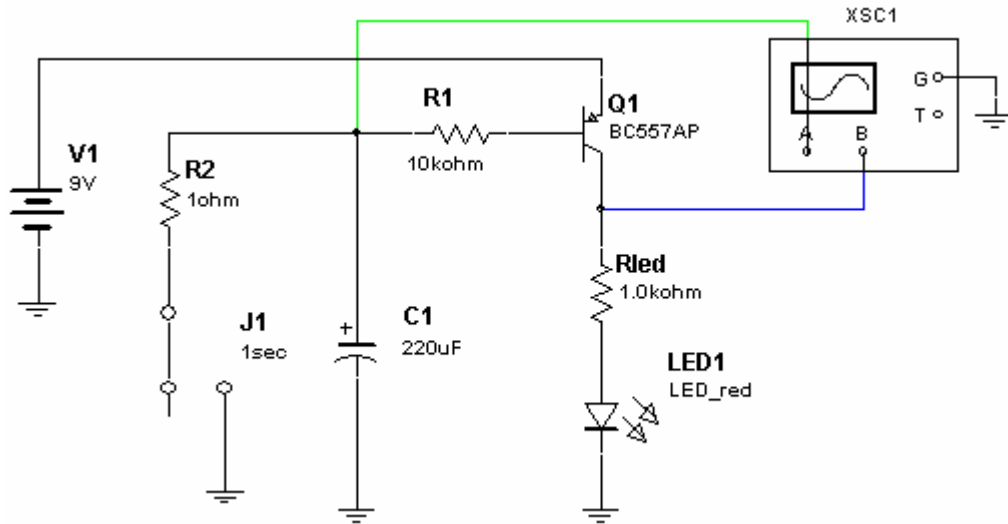
16. Circuito de sensores.

La simulación no requiere la colocación de un osciloscopio ya que se puede ver si el LED cambia de estado, aunque para el caso de la NTC puede ponerse un voltímetro para ver que el transistor tiene **parte de su trabajo en la zona activa**.

El transistor de la simulación tampoco corresponde con el empleado en las placas, con una $BF=330$, así que tampoco han de corresponderse al 100% con los cálculos realizados.

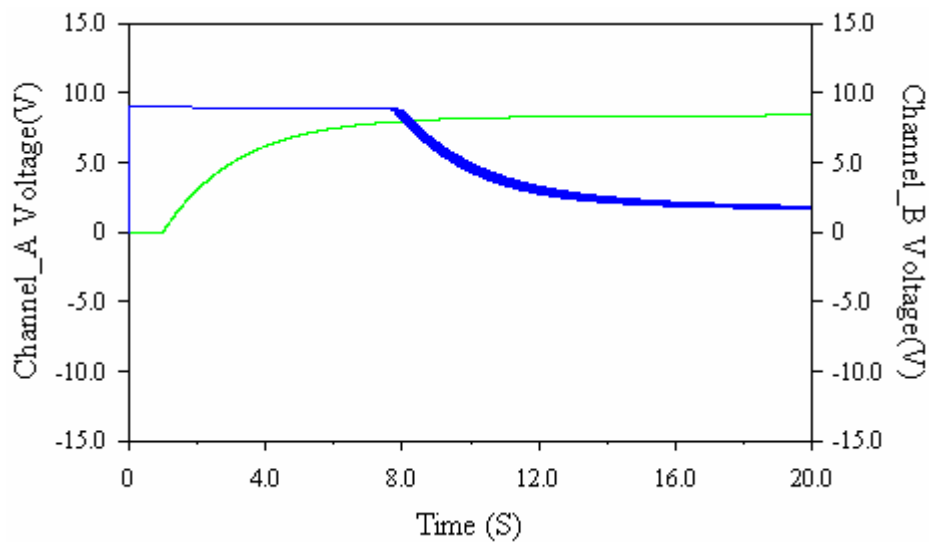
5.2 Temporizador

En la simulación del temporizador se ha colocado un **interruptor automático** que se abrirá transcurrido 1 segundo con lo que se inicia la carga del condensador. Esto se ha hecho porque con el osciloscopio no se puede visualizar todo el tiempo que dura el proceso, con lo que se limita el tiempo de la simulación del osciloscopio a 20 segundos y se copia la gráfica de todo ese intervalo de tiempo.



17. Circuito temporizador.

También se observa que no hace falta añadir la resistencia entre emisor y base para contrarrestar las fugas del condensador. Pero si hay que limitar con una resistencia la corriente del interruptor al inicio de la descarga, porque da un error al pasar una corriente infinita, **en la práctica el condensador ya tiene resistencia interna** que limita esta corriente.



18. (Azul) salida transistor; (verde) tensión condensador.

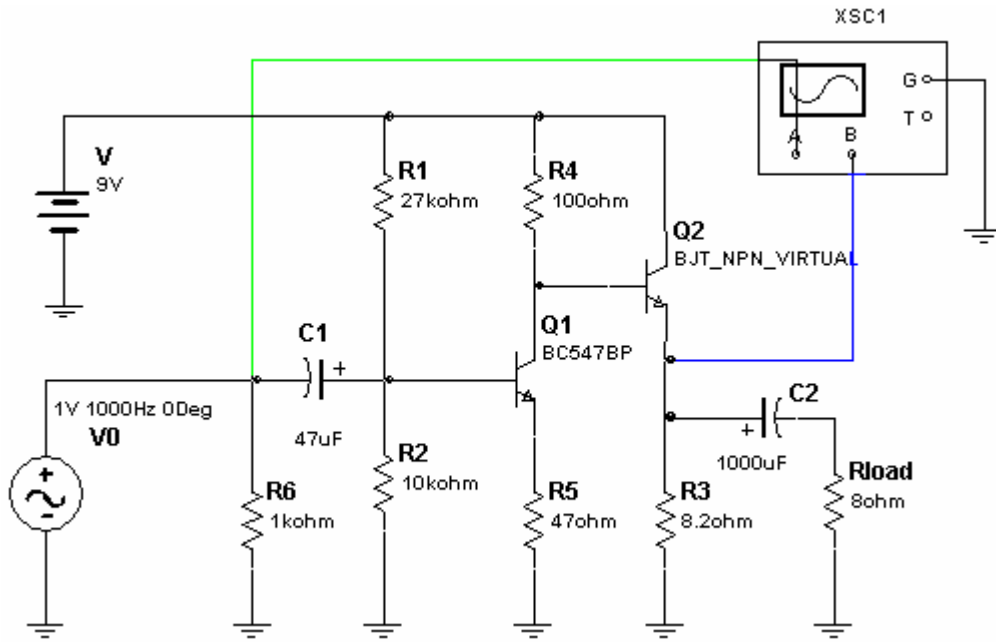
Se observa el tiempo en el que se carga el condensador hasta que hace disminuir la corriente de base del transistor y este pasa a la zona activa. Entre 1 segundo a 7,8 segundos, o sea 6,8 segundos. En contraste con los 8,7 calculados.

6 Amplificadores

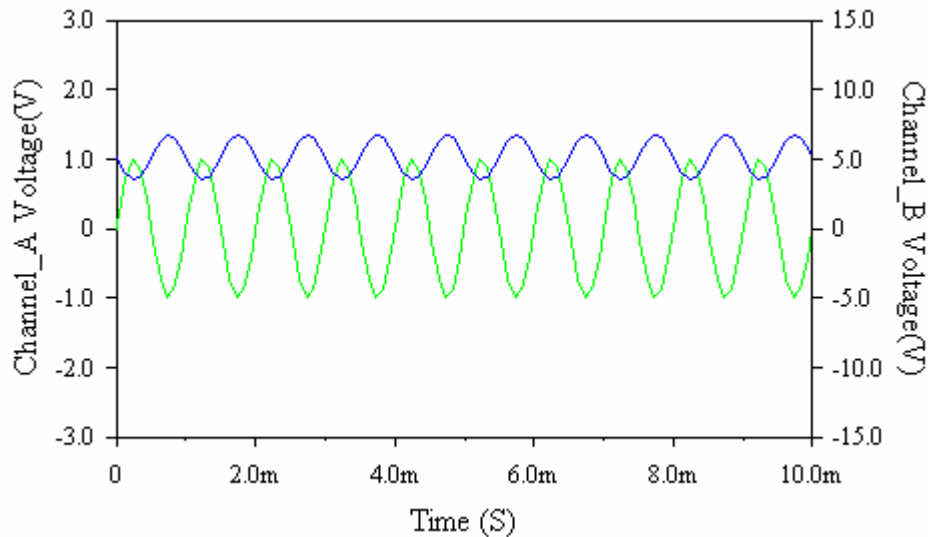
Hay tres tipos de amplificadores que se simulan.

6.1 Clase A

Este amplificador tiene dos etapas. Como va siendo habitual hay que añadir una resistencia al condensador de entrada con la fuente para que no se produzcan errores. Además no hay un componente semejante al transistor de salida por lo que se utiliza uno virtual.



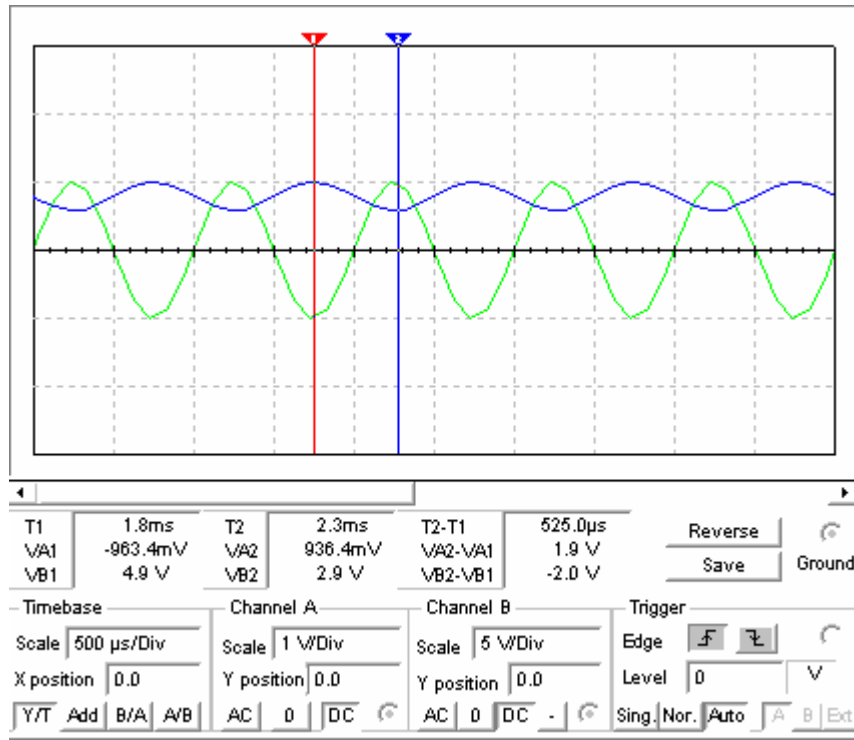
19. Circuito amplificador clase A.



20. (Azul) salida en continua; (verde) entrada de señal.

Como se ve en el osciloscopio, la componente continua de la salida es de 5 voltios pero la calculada está entre 3,7 voltios para el peor de los casos de una beta de 25 en el transistor de potencia y 5,5 voltios para un transistor ideal.

En los cálculos la ganancia sin carga era 1,4 y 1 cuando se conectaba la carga. Midiendo la salida se tiene 3,1 voltios de pico a pico frente a los 2 voltios pico a pico de la entrada. $G = \frac{3,1}{2} \cong 1,55$. Esta ganancia es superior a la esperada porque el transistor ideal tiene una beta de 100 y los cálculos estimaron el peor de los casos con una beta de 25. Si se modifica la beta del transistor virtual a 25 se obtiene:

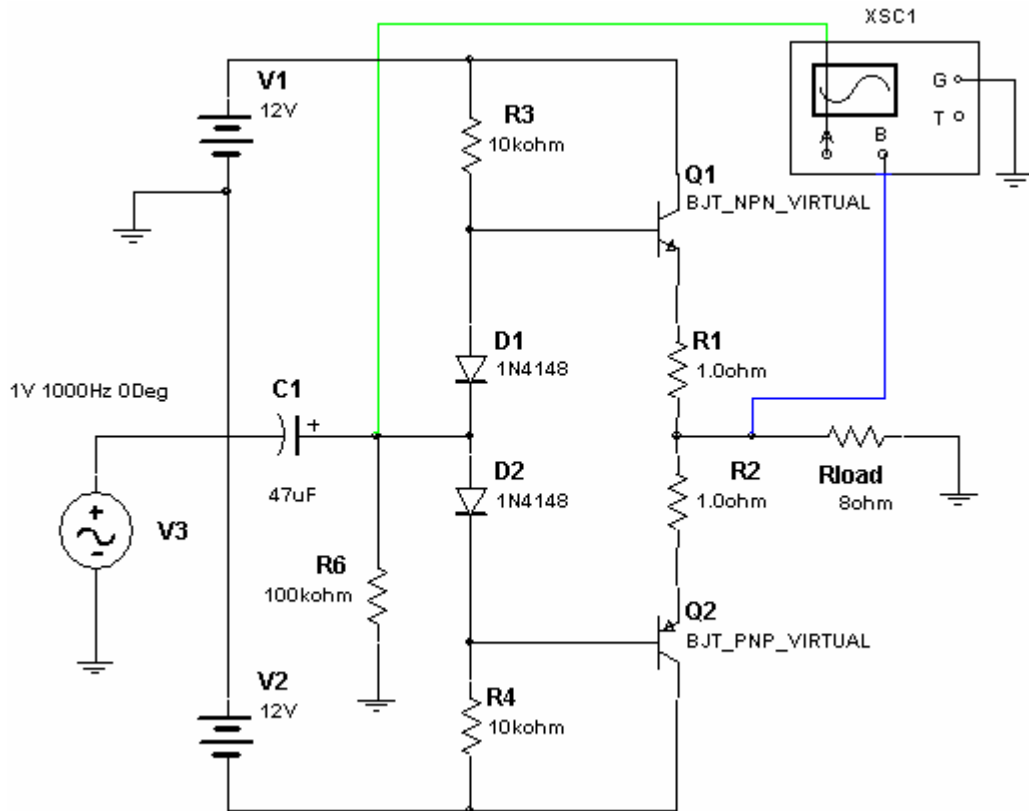


21. (Azul) salida en continua con $\beta=25$; (verde) entrada.

Donde se observa que la tensión en continua ha disminuido a 4 voltios, y la ganancia queda en la unidad. Estos resultados quedan más acordes con los calculados, pero en la práctica la beta del transistor será mayor que la mínima.

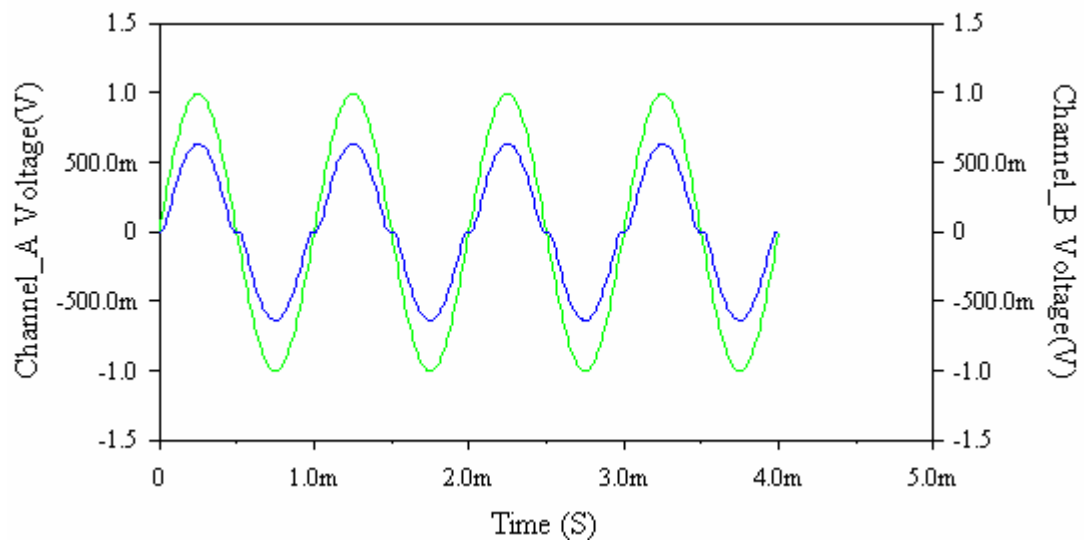
6.2 Clase B, push-pull

El circuito amplificador *push-pull* no requiere nada especial para su simulación.



22. Circuito push-pull.

La ganancia del circuito es la unidad, o mejor dicho algo menor que la unidad para compensar las pequeñas pérdidas producidas en las resistencias R_1 y R_2 y en las tensiones base-emisor de los transistores.

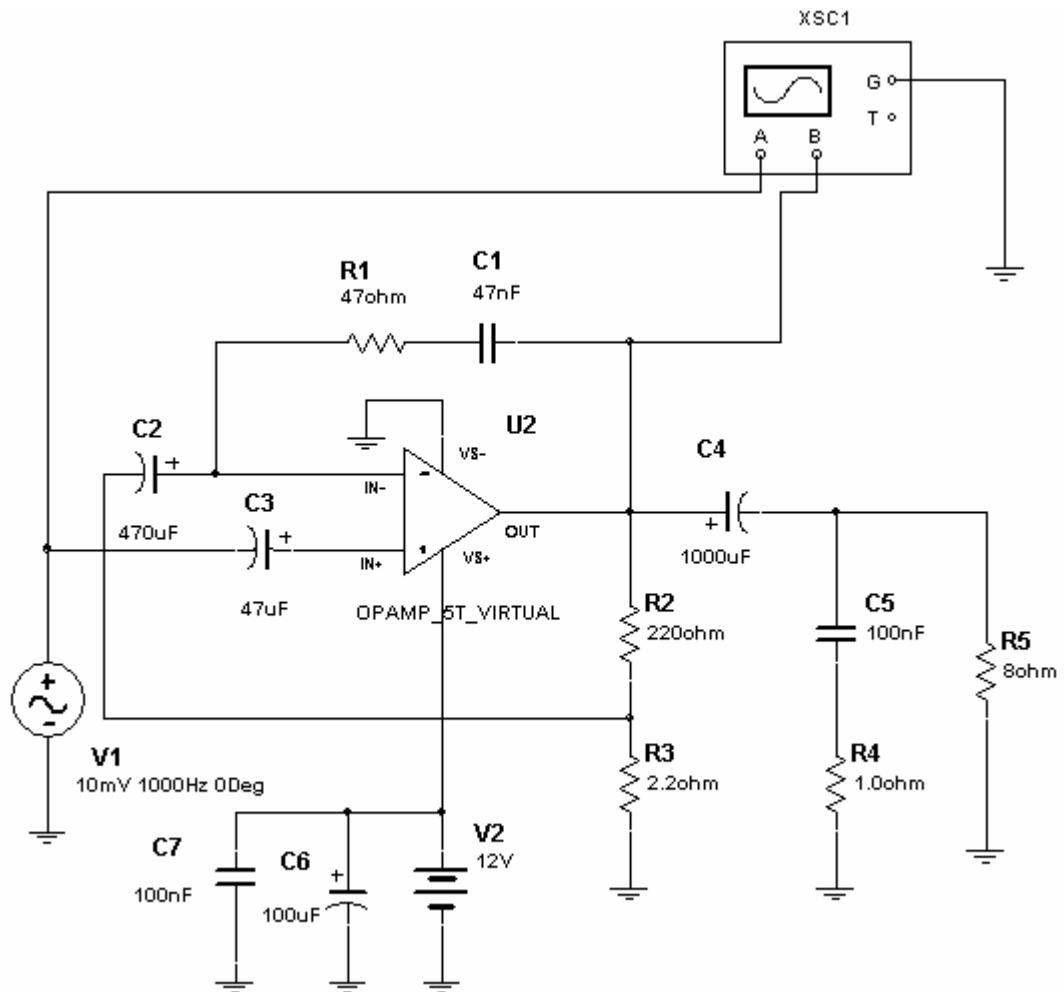


23. (Azul) salida; (verde) entrada.

Como se aprecia en la gráfica hay una distorsión por cruce. Ésta podría disminuir si se sube la polarización de los transistores, pero se puede producir que ambos transistores conduzcan a la vez y con corrientes excesivas. Además de que la polarización es muy crítica también depende de las características del transistor.

6.3 Amplificador integrado

El circuito del integrado se puede construir e intentar simularlo, pero si no se coloca el operacional concreto **no se va a poder simular** o el resultado será impreciso. Los integrados de audio son un poco especiales y distintos de los demás operacionales. Por ejemplo se puede colocar un condensador en una entrada sin colocar ninguna resistencia y el operacional funciona correctamente.

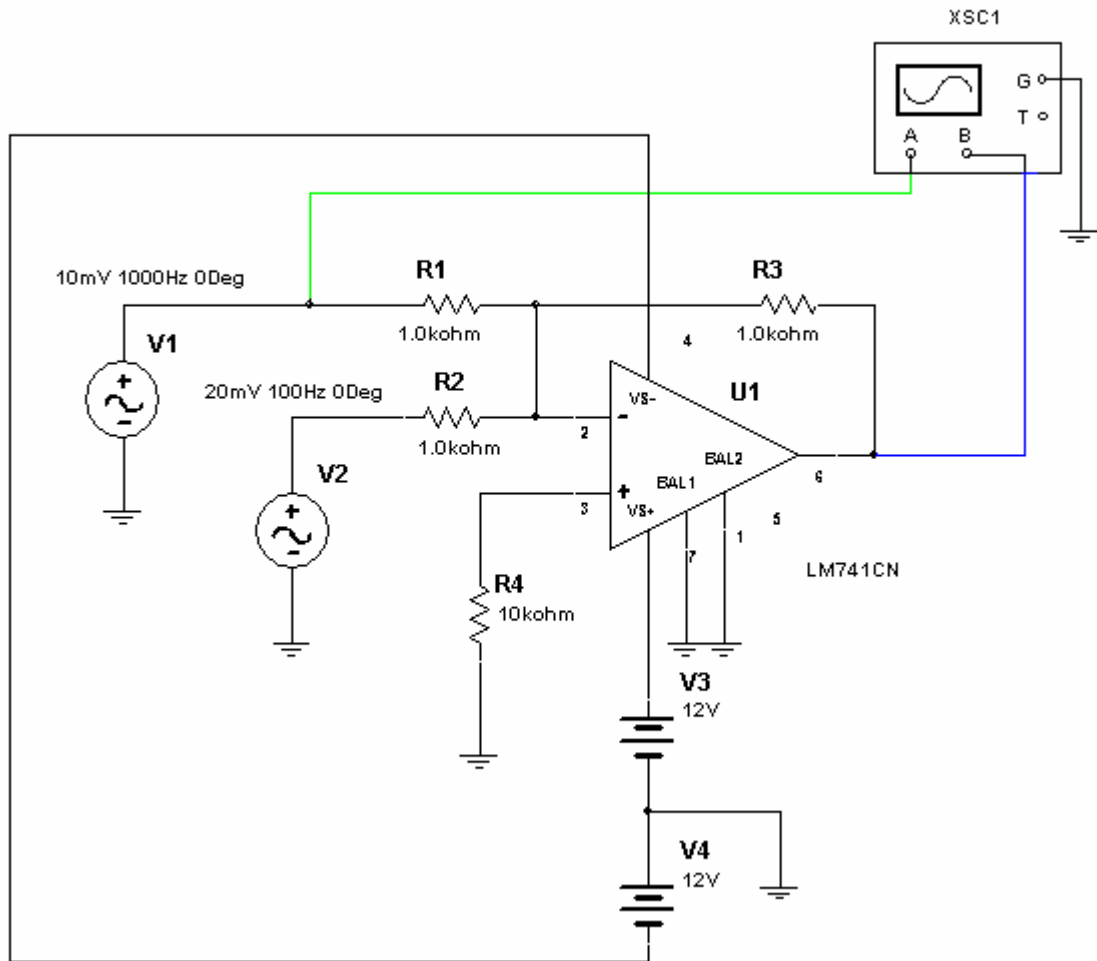


24. Esquema del amplificador; no apto para simulación.

7 Operacional inversor sumador

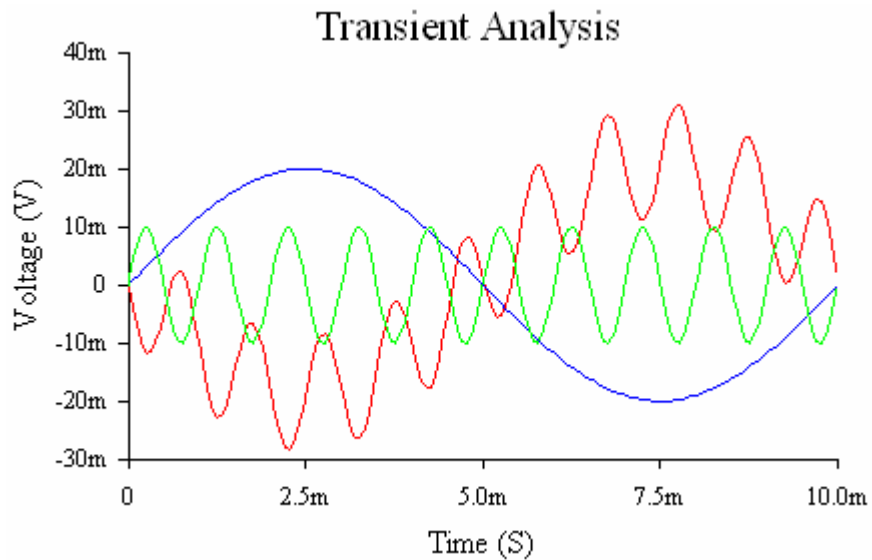
En el circuito amplificador inversor sumador, se ha optado por no amplificar las señales para una mejor representación de la salida en el análisis transitorio. La amplificación se obtendría por la relación de las resistencias; siendo la ganancia de la

señal 1: $G_1 = \frac{R_3}{R_1}$, y la ganancia de la señal 2: $G_2 = \frac{R_3}{R_2}$.



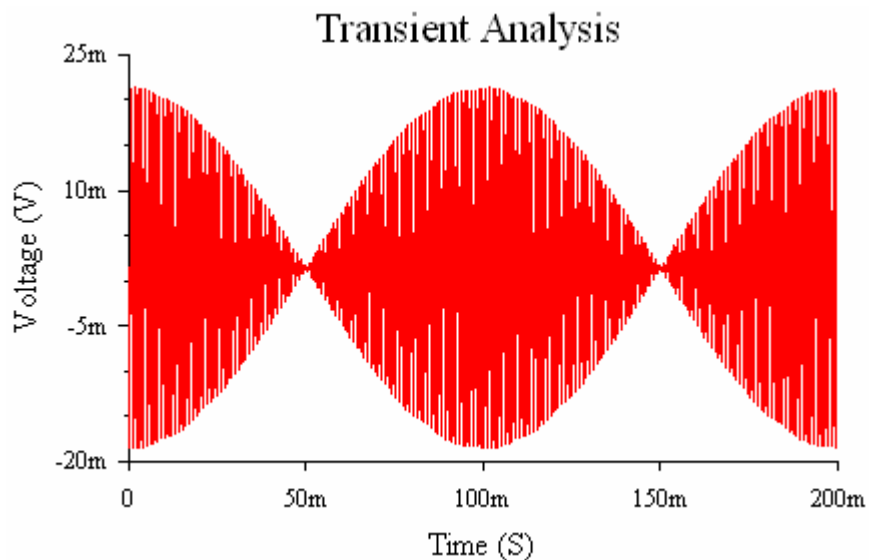
25. Circuito inversor sumador.

En el circuito se puede ver con el osciloscopio una entrada y la salida pero no las dos entradas y la salida a la vez, así que se usará el análisis transitorio para ver las tres señales a la vez.



26. (Rojo) salida; (verde) entrada 1; (azul) entrada 2.

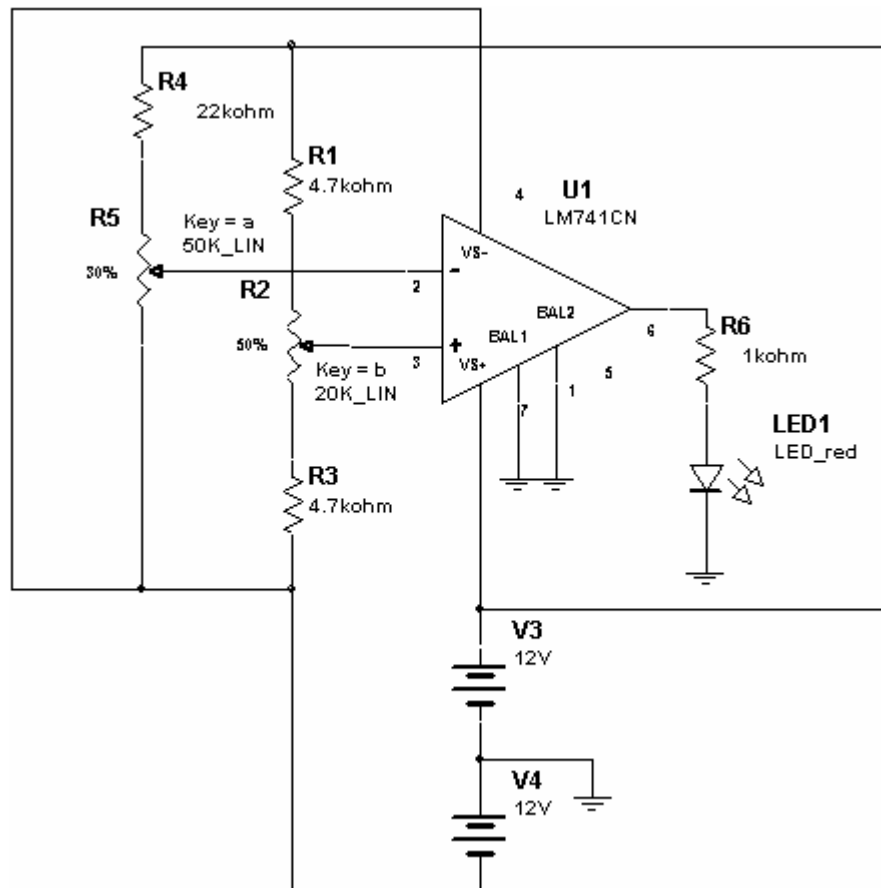
También se puede simular con **dos señales próximas en frecuencia** una modulación tipo AM. Por ejemplo si se pone una señal de 1000Hz y otra de 1010Hz en las entradas, aparecerá a la salida una señal de frecuencia la diferencia de estas dos entradas, es decir 10Hz, modulada en el ancho de banda entre las frecuencias de entrada, o sea entre 1000Hz y 1010Hz. Esto es un símil de lo que es la modulación en AM pero no es una modulación en AM.



27. Salida de dos entradas próximas en frecuencia.

8 Operacional comparador

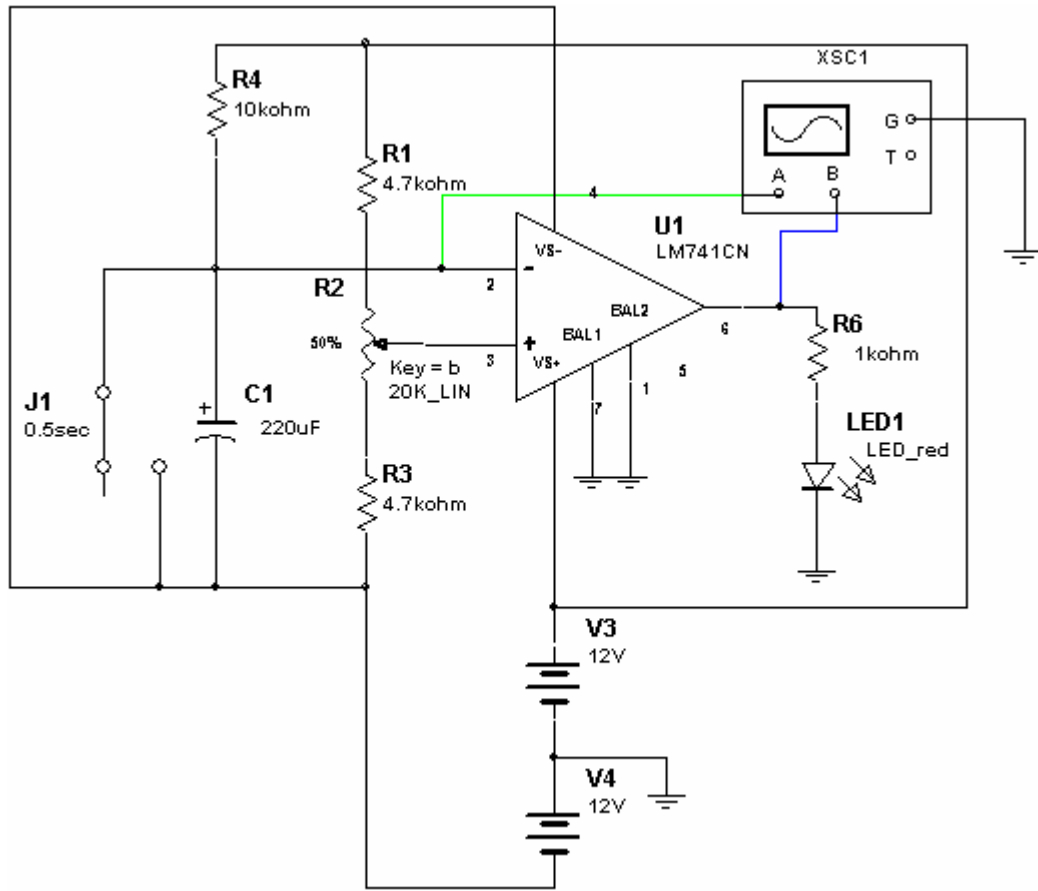
En la simulación del circuito comparador la salida es de máxima tensión o mínima tensión, es decir que no hace falta colocar un osciloscopio a la salida solo es necesario saber si la salida está en positivo o negativo. La NTC al igual que en la placa de transistores hay que **simularla con un potenciómetro**, así se puede observar que el diodo LED de salida cambia de estado según se varíe el potenciómetro sustituto de la NTC.



28. Circuito comparador.

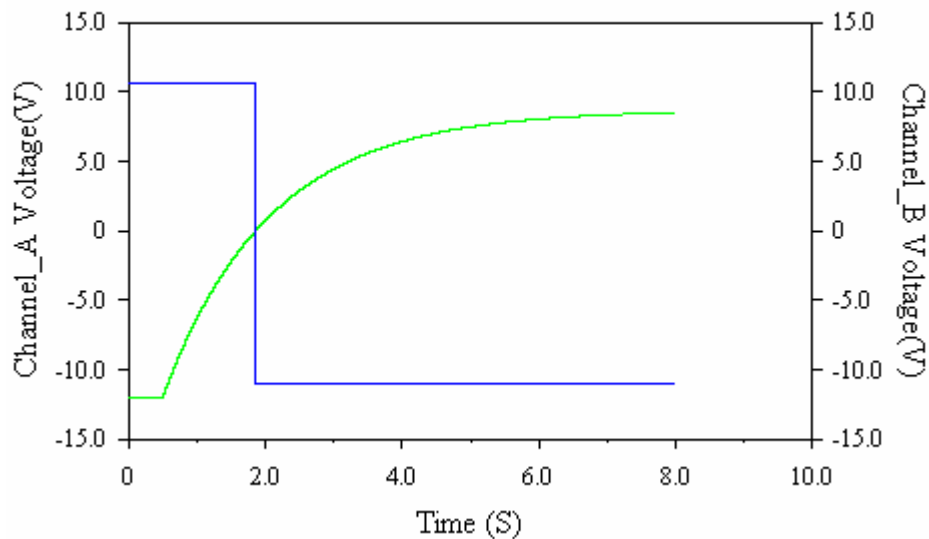
La simulación de la LDR es prácticamente igual.

La **simulación del temporizador** es más interesante, se puede comprobar que a diferencia que ocurría con el transistor, éste temporiza el tiempo calculado sin tener que depender de la carga, ni tiene tiempo de tránsito entre positivo y negativo.



29. Circuito temporizador.

8-temporizador

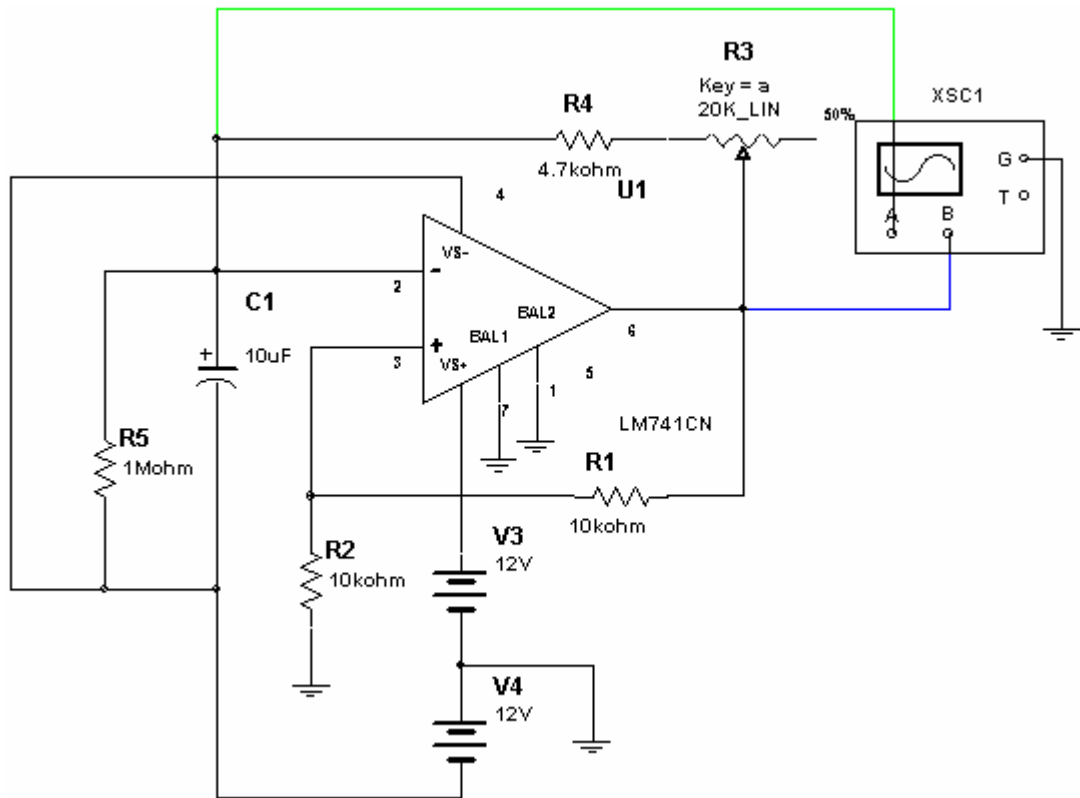


30. (Azul) salida operacional; (verde) carga condensador.

Como se ve en la gráfica de salida, el interruptor se abre a los 0,5seg. y el operacional cambia de estado a 1,9seg. El tiempo calculado con el potenciómetro es de 1,5seg. y el tiempo observado en la simulación es de $(1,9 - 0,5) \approx 1,4$ seg. lo que resulta muy parecido.

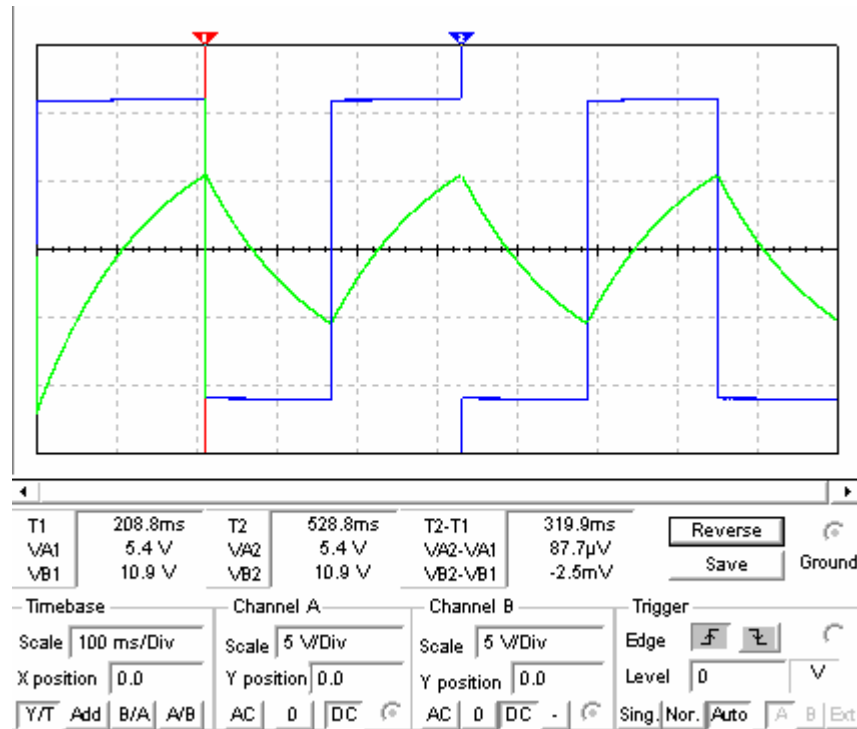
9 Operacional oscilador

El circuito oscilador tiene una resistencia en paralelo con el condensador para evitar fallos en la simulación.



31. Circuito oscilador.

La simulación se realiza con el condensador de $10\mu\text{F}$, la resistencia de $4\text{K}7\Omega$ y el potenciómetro con un valor de $10\text{K}\Omega$.



32. (Azul) salida operacional; (verde) carga del condensador.

Los cálculos para estos valores son de 0,32seg. y la simulación confirma el mismo valor. Se puede apreciar en la fórmula de los cálculos que el tiempo no dependía del valor de la tensión sino que dependía solo del valor del condensador y de la resistencia por lo que la caída de tensión a través del operacional no altera el resultado. Esto hace que el resultado simulado y el calculado sean los más parecidos de todas las placas.

Se pueden modificar los valores del potenciómetro y del condensador y se obtendrán valores semejantes a los calculados.

CAPÍTULO 5

Conclusiones

En el presente proyecto se ha intentado mejorar el entorno didáctico del alumno en el laboratorio. Inicialmente los alumnos montaban los circuitos sobre *protoboard* y estos tardaban en realizarse ocurriendo que apareciesen fallos en las conexiones de las *protoboards* debido al uso. Además de que no se pudiera examinar rápidamente el circuito para comprobar que estuviese correctamente conectado.

Inicialmente, antes de empezar con el proyecto en sí. Se repasó el manejo del *software* que se usaría más adelante. En este caso se estudió Orcad 9 tanto en la parte de diseño de circuitos y simulación como en la de diseño de placas.

Los **primeros diseños** fueron realizados en placas perforadas y montados con el fin de que funcionasen, pero estos no tenían una visualización rápida del circuito que estaba montado y fueron modificados.

Uno de los primeros cambios más significativos fue que los diseños se realizasen en **Orcad Layout** en lugar de Pspice. De esta manera el proyecto se encaminaba hacia un mejor diseño sobre la estructuración de la placa en lugar de continuar con la simulación.

Los diseños que no se usarían en las prácticas y que al principio se usarían como ejemplos en el libro de prácticas pasaron a un segundo plano para no retrasar la marcha de elaboración de las placas. Estos diseños extras al final quedaron postergados y excluidos del proyecto por no ser necesarios y exceder en tiempo y trabajo los objetivos del presente proyecto.

Otra prueba decisiva en el diseño final fueron las pruebas que se realizaron para diversos **sistemas de conexión**. Así se probaron espadines hembra donde introducir el cablecillo con solo pelarlo, o introducir las patillas del componente para colocar este en el circuito. Estos espadines hembra se descartaron por no ser fiables tras un uso reiterado. La decisión que parecía más idónea era la que se estaba utilizando en el laboratorio, con espadines machos en la placa y cablecillos con conectores para los pines, ya que aunque los cablecillos se fuesen estropeando con el uso es preferible reparar cablecillos a reparar las hembrillas en la placa.

Con los componentes seleccionados y ya probados en laboratorio quedaba la tarea de concretar la colocación de estos en la placa. Cada circuito debería de quedar montado en una sola placa, pero por razones de claridad algunos circuitos, como el de la fuente, se montan en dos placas. Otros circuitos más simples, como el del integrado 7809, o en los que no se requiere mucha claridad, como el de amplificadores de audio, se montan sobre una misma placa distintos circuitos.

Los componentes se dispersan por la placa para que no se aglutinen en una zona y estos han de quedar encajados con el circuito de serigrafía. En la serigrafía se construye el circuito esquemático, y se retoca ésta en Layout hasta que queda el circuito organizado. Algunos componentes de la placa no son parte del circuito principal y se opta por colocarlos agrupados para dejar más espacio en la placa para el diseño principal.

Una vez establecido el diseño de la placa. Se crean prototipos que permiten perfilar el diseño y añadir pequeñas reformas. Una vez que se da el visto bueno al diseño de las placas y al funcionamiento de las mismas en el laboratorio, se mandan a construir. Inicialmente el proyecto contemplaba la creación de las placas con los medios de la universidad pero la idea de hacer las placas por encargo resultó factible. La creación de tantas placas por los medios de la universidad resultaba una tarea ardua, y el **presupuesto de fabricación** de las mismas entraba en lo permisible por el departamento. Finalmente este presupuesto se redujo al montar todas las placas en un único fotolito, no tener éste pistas finas, y no usar mucho cobre en su elaboración.

En la fecha de la presentación de este proyecto, **las placas ya están montadas** y se haban realizado algunas prácticas con ellas. En dichas prácticas se observa la diferencia con respecto a las prácticas anteriores en que el alumno pierde menos tiempo en montar los circuitos con lo que consigue montar un mayor número de éstos. Al realizar las prácticas con las placas les resulta más sencillo ver el funcionamiento de los circuitos y en definitiva se hacen una mejor idea de los conceptos teórico-prácticos que se están aplicando. Con aplicaciones sencillas, como encender automáticamente unas luces, el alumno encuentra utilidad a la electrónica y manifiesta una motivación por comprender su funcionamiento. **En definitiva el alumno aprovecha al máximo el tiempo de las prácticas.**

Manual de uso de Layout

1 Paso de Capture a Layout

El primer paso que hay que dar para crear la placa es generar el archivo **Netlist** (.MNL) desde el proyecto en Capture.

Este archivo es necesario para decir a “*Layout*” los componentes y las conexiones entre ellos y es necesario a la hora de crear la placa.

Antes de poder generar el archivo .MNL se tiene que comprobar que el circuito esta libre de errores, para esto, desde la ventana del administrador de proyectos del Capture (no desde el esquemático y habiendo seleccionado sobre el archivo .DSN) se pulsa el botón **DRC** (Desing Rule Check) en la barra de herramientas:



Se abre una ventana donde se pueden elegir las opciones para la comprobación de errores, con dejar las que están por defecto es suficiente.

Una vez que el circuito este libre de errores se puede pasar a crear el archivo .MNL, para esto desde la ventana del administrador de proyectos pulsar el botón “**Create NetList**”:



Se abre la ventana de opciones, en la pestaña de arriba se elige “*Layout*” y se comprueba que están seleccionados “Run ECO to “*Layout*” (esta opción permite que cualquier cambio en el esquemático tenga su “eco” automático en “*Layout*” y viceversa), y “User Properties are in inches”. En la caja de texto se puede elegir donde se quiere guardar el archivo. Se pulsa en “Aceptar” y se crea el archivo. El programa nos avisara si todo ha ido bien.

Processing complete with no errors

Done

2 Creación de la placa

Una vez generado el **NetList** ya se puede crear el archivo de placa en “*Layout*”, para poder crearlo se necesitan 2 archivos:

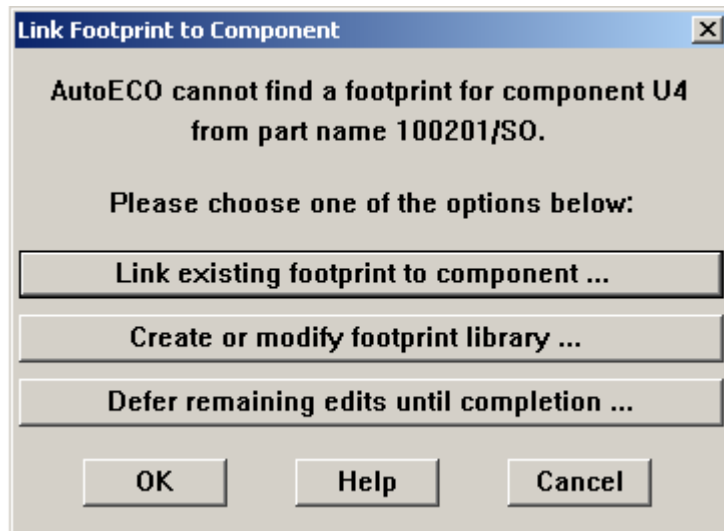
- .MNL: Contiene la lista componentes y conexiones entre ellos, es el archivo que se genera desde Capture en el paso anterior.
- .TCH: Son plantillas de placa que contienen los bordes de la placa y algunas reglas de diseño, se puede elegir una concreta o una por defecto (DEFAULT.TCH) para darle las medidas y la forma que se quiera. Esta plantilla contiene las capas que hay en el diseño, la medida si es milímetros o milésimas de pulgada, etc.

Abrimos “*Layout*” y Pulsamos en “**File -> New**”, se abre el cuadro de dialogo “**Load Template File**” y se elige el archivo .TCH (Se encuentra en */Orcad/Layouts_Plus/Data*), a continuación se abre el cuadro de dialogo “**Load Netlist File**” y se elige el archivo .MNL (donde se haya guardado en el paso anterior).

A continuación, en la ventana “**Save File As**” se elige donde se quiere guardar el archivo .MAX que será el que contenga el diseño de la placa.

Una vez creado lo primero que hay que hacer es asociar las partes del circuito a los *footprints* correspondientes en la ventana “**Link Footprint to Component**”

Un *footprint* es un archivo que contiene información sobre las propiedades físicas de un componente electrónico (tamaño, forma, numero de pines y su disposición, etc...). Cada elemento del esquemático en Capture debe tener asociado un *footprint* en “*Layout*” que definirá sus propiedades.



Se pulsa en “Link existing footprint to componente” si ya se tienen los componentes creados o “Create or modify footprint library” si se tienen que crear.

2.1 Editar plantillas

Para crear una plantilla solo hay que hacer los cambios en un archivo y guardar éste como “.TPL” o “.TCH”, o también se puede guardar como “.MAX”. Después solo hay que abrir este archivo como plantilla.

Por ejemplo si se quiere hacer varios diseños con el mismo tamaño de placa se puede crear el borde de la placa en la plantilla. También se pueden cambiar las medidas globales en la plantilla y así no hay que cambiarlas en todos los diseños, o poner texto como firma en todas las placas, o colocar marcas fijas que señalan los tornillos de sujeción.

3 Medidas globales

Antes de empezar a trabajar con la placa hay que definir las medidas del espacio de trabajo, para esto se pulsa en “**Options -> System Settings**” (Ctrl + G) y se selecciona **Milimeters (mm.)**.

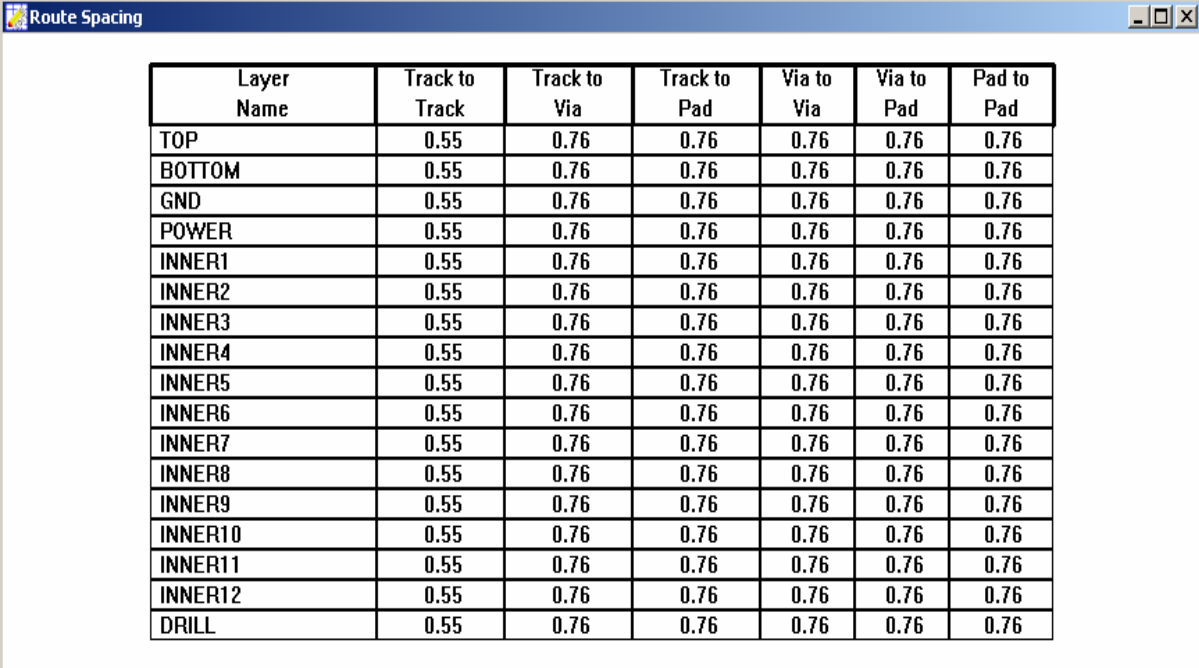
El siguiente paso es establecer las medidas y distancias del circuito, estas son: Anchura de pistas, tamaño de las vías y distancias.

Para establecer la anchura de las pistas se pulsa en la barra de herramientas el botón “**View Spreadsheet**”



Y se pulsa “Nets” en el menú desplegado. El programa mostrara una tabla con todas las conexiones, se pueden cambiar las medidas de todas a la vez o cambiar las que se quiera específicamente, si se quiere, por ejemplo, que determinadas conexiones tengan la pista mas ancha. También se puede seleccionar que las conexiones se tracen por una sola cara, sin cambios de cara.


Las distancias mínimas se cambian desde la “View-> Spreadsheet -> Strategy ->Route Spacing”, saldrá una tabla como esta:



Layer Name	Track to Track	Track to Via	Track to Pad	Via to Via	Via to Pad	Pad to Pad
TOP	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
BOTTOM	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
GND	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
POWER	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER1	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER2	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER3	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER4	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER5	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER6	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER7	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER8	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER9	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER10	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER11	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
INNER12	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76
DRILL	0.55	0.76	0.76	0.76	0.76	0.76

- -Track to Track: Especifica la distancia mínima entre pistas.
- -Track to Vía: Especifica la distancia mínima entre pistas y cambios de cara.
- -Track to Pad: Distancia mínima entre pistas y nodos (pines).
- -Vía to Vía: Distancia mínima entre cambios de cara.
- -Vía to Pad: Distancia entre cambios de cara y nodos.
- -Pad to Pad: Distancia mínima entre nodos.

Se puede establecer distancias distintas para cada capa o comunes.

Para establecer las propiedades de las capas, así como las capas donde se permite el ruteo, se pulsa el botón  y posteriormente se pulsa “Layer”. Aparece una tabla donde se pueden modificar los parámetros de cada capa. Siendo de principal importancia el atributo “Layer type” donde se puede especificar si la capa tendrá pistas o no, es decir si se puede rutear sobre ella o no.

3.1 Editar hojas

Para editar las hojas hay pulsar con el botón izquierdo del ratón sobre la característica que se desea cambiar y ésta queda seleccionada. Posteriormente se pulsa el botón derecho y aparecerá un menú donde se elige “**Properties...**”. Aquí se cambia el valor y solo es posible cambiar el valor seleccionado.

Si se mantiene pulsado el botón izquierdo y se crea un recuadro, se seleccionarán las celdas que hay dentro del recuadro y se editan todas a la vez. También se puede mantener pulsada la tecla “**Ctrl**” y se seleccionan múltiples celdas sin tener que estar seguidas.

Si se selecciona una celda de la 1ª columna queda seleccionada toda la fila donde está esta celda. Y si se selecciona una celda de la 1ª fila queda seleccionada toda la columna de esta celda.

4 Posicionado de componentes

Una vez asociados todos los componentes a sus “*footprints*”, pasaremos a la ventana de trabajo de “*Layout*”, donde se pueden ver todos los componentes del circuito y sus conexiones en amarillo.

Si la placa tiene que tener unas medidas exactas, es mejor crear el borde de la placa primero y luego posicionar los componentes dentro de este borde (**Ver bordes de la placa**)

Es el momento de distribuir los componentes por la placa. La distribución de los componentes es libre, aunque hay que evitar que se crucen demasiadas las conexiones ya que luego puede crear problemas a la hora de trazar las rutas.

Se puede ver la densidad de la placa desde “**View-> Density Graph**” para tener una ayuda a la hora de posicionar. Para volver a la vista normal pulsar en “**View-> Desing**”. Las zonas con más alta densidad se pueden ver en color rojo y rosa, y las menos en verde y azul. Si mas tarde hay problemas a la hora de trazar las rutas se puede ver en estos gráficos las zonas mas saturadas de la placa.

Para poder seleccionar los componentes se pulsa en el botón **Component Tool**



Y se selecciona el componente que se quiere mover. Se puede rotar el componente pulsando la tecla **R**.

Se pueden seleccionar varios componentes y moverlos todos a la vez arrastrando un cuadrado alrededor de ellos.

También se puede pinchar sobre “**Auto->Place->Board**” y probar como el programa colocará todos los componentes según un algoritmo. Pudiéndose anclar los componentes que no se quieren mover, (botón derecho, “**Lock**”).

4.1 Editar componentes

Para seleccionar un componente se ha de pulsar el botón:



Posteriormente se selecciona el componente pinchando (botón izquierdo) sobre éste, o se seleccionan varios manteniendo pulsado el botón desde un punto hasta otro formando un rectángulo que contiene los componentes a seleccionar. También se puede mantener pulsada la tecla “**Ctrl**” mientras se pincha sobre los componentes que se quieren seleccionar.

Después de seleccionado el componente o componentes se pulsa el botón derecho y se elige el menú que se desee. Por ejemplo la opción “**Propierties**” que permite cambiar las propiedades como el Footprint asociado; o la opción “**Lock**” que fija el componente y no se podrá mover hasta que se desbloquee.

También es posible añadir nuevos componentes pulsando el botón derecho y eligiendo la opción “**New...**”.

5 Bordes de la placa

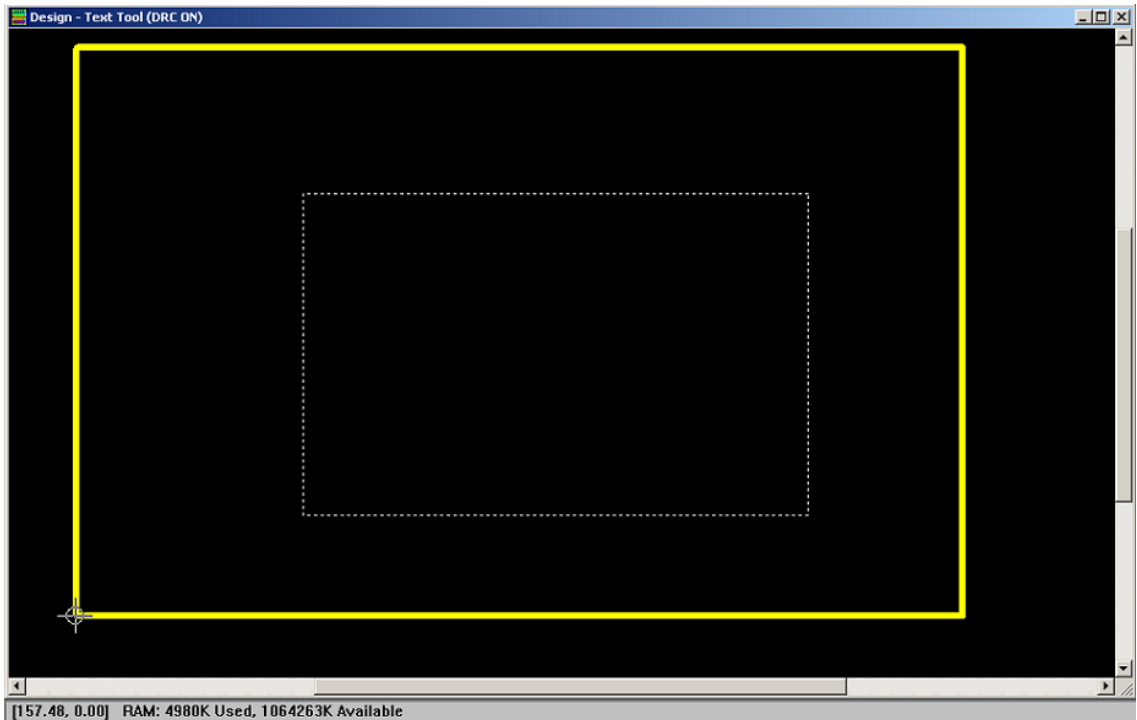
Una vez situados los componentes hay que crear el borde de la placa, que marcara las medidas físicas de la placa y su forma.

El tipo de obstáculo que se va a usar es “**Border Outline**”, que definirá los bordes físicos de la placa (tamaño y forma).

Para esto se pulsa en la barra de herramientas el botón **Obstacle Tool**, se selecciona el punto en la pantalla donde se va a empezar a trazar el borde y se pulsa con el botón derecho en **New**. Antes de trazar el cuadrado se pulsa en **Propierties**, en **Obstacle Type** se elige la opción “Border Outline”, en **Obstacle Layer** se selecciona “Global Layer” y en **Obstacle Name** y **Width** se escoge el nombre y la anchura del obstáculo. Una vez marcadas las propiedades se traza un cuadrado rodeando los componentes.

Una utilidad a la hora de establecer las medidas de la placa es usar un punto de origen de coordenadas, en cualquier momento se puede saber la distancia desde el puntero del ratón a este punto en las coordenadas X e Y. Es conveniente situar este punto en la esquina inferior izquierda para poder ver las coordenadas en positivo. Para esto se selecciona “**Tool-> Dimension-> Move Datum**” y se selecciona en que punto se quiere situar.

Debe quedar un cuadrado con este aspecto con los componentes en su interior.



En la imagen se puede ver el origen de coordenadas en la esquina inferior izquierda.

Si la placa ha de tener unas medidas concretas la mejor opción es situar primero el origen de coordenadas y luego trazar el borde partiendo desde ese punto, para ver las medidas, y luego situar los componentes dentro de este borde.

5.1 Editar bordes u obstáculos

Para seleccionar obstáculos como el borde de una placa o crear nuevos obstáculos se pulsa el botón siguiente:



Posteriormente se puede seleccionar obstáculos o crear nuevos. Para seleccionar se pulsa el botón izquierdo sobre el obstáculo o se crea un recuadro manteniendo pulsado el botón izquierdo. Manteniendo pulsada la tecla “**Ctrl**” es posible realizar una selección múltiple.

Para crear nuevos se pulsa el botón derecho del ratón y posteriormente se selecciona la opción “**New...**”, a continuación se pulsa el botón izquierdo y se inicia el trazado del obstáculo. Si se precisa cambiar alguna propiedad se pulsa el botón derecho y se editan las propiedades del obstáculo.

También se puede modificar la línea para que sea un arco seleccionando la opción “**Arc**”.

Para editar polilíneas es útil elegir la opción “**Any Angle Corners**”.

Los tipos de obstáculos son diversos y se hace una breve explicación de algunos (opción “**Properties**”):

- Detail: útil para cualquier línea.

- Border Outline: Ya se ha explicado es para delimitar la placa. “Layout” no trazará nada fuera de esta zona.
- Copper pour: Rellena toda la zona delimitada por el obstáculo con cobre separando este relleno de las pistas y uniéndolo con aquella que se indique.
- Place Outline: Se usa en la creación de los footprint para delimitar el espacio de éstos.

5.2 Capas

También es importante seleccionar la capa donde se crea el obstáculo ya que si se elige una capa de cobre, este obstáculo saldrá en el fotolito. Las capas más usadas son:

- Global Layer: Todas las capas.
- TOP: Capa superior, donde se trazan la pistas de cobre.
- BOTTOM: Capa inferior, pistas de cobre.
- INNER...: Capas intermedias entre la de abajo y la de arriba, de cobre.
- SSTOP: Capa superior, donde se imprimen los dibujos de los componentes, obstáculos, y textos. No contiene cobre.
- SSBOT: Capa inferior, igual que SMTOP.
- ASYTOP: Capa superior, no usada. Normalmente tiene el valor del componente para facilitar su posterior ensamblado.
- ASYBOT: Igual que ASYTOP, pero en la capa inferior.
- SMTOP: Capa superior, donde se coloca la capa de barniz. Normalmente los pads de la placa tienen una zona mayor que estos para evitar que esta zona se barnice y no se pueda soldar el componente.
- SMBOT: Igual que SMTOP, inferior
- DRILL: Capa donde aparecen los taladros con sus diámetros.

6 Trazado de Pistas

Una vez posicionados los componentes y creado los bordes de la placa es el momento de crear las pistas. Hay dos formas de hacerlo, automática o manualmente, aunque se pueden combinar las dos maneras, por ejemplo trazando algunas pistas más importantes de forma manual y para el resto usar la herramienta automática.

Antes de nada hay que elegir las caras que se van a utilizar y desactivar las que no, se pulsa en “**View-> Spreadsheets**” y se elige “**Layers**”, se muestra una tabla con la lista de capas. En la columna “**Layer Type**” se puede ver el uso de la capa (Routing o Unused). Para desactivar las capas que no queremos usar se hace doble clic en ella y se selecciona “Unused Routing”.

Se puede intentar trazar la placa solo activando la cara “Bottom”, aunque si la placa tiene muchos componentes y muchas conexiones se tendrá que activar también la capa “TOP”.

Para empezar a trazar las pistas se pulsa “**Auto-> AutoRoute-> Board**” y comienza el ruteado automático, cuando termine se anunciará con un mensaje “**All sweeps completed (or disabled)**”. Puede que alguna pista haya tenido que quedarse sin trazar, se vera la conexión en amarillo sin trazar. Si hay alguna pista que no haya podido trazarse se debe volver a cambiar la disposición de los componentes, intentando evitar las zonas con densidad muy alta, o reducir las distancias o el tamaño de las pistas si es posible.





Siempre que se terminen de trazar las pistas, hay que utilizar el “**Cleanup Design**” que se encuentra en el menú “**Auto**”, para depurar el trazado.

6.1 Editar pistas y conexiones

Para editar la conexión y reconectar *pads* hay que pulsar el botón siguiente:



Sin seleccionar nada se pulsa el botón derecho y se elige que se desea hacer. Por ejemplo “**Disconnect pin**” para desconectar un *pad* de una pista. Después se elige “**Add**” para añadir un Pad a una pista. Esto cambia la conexión y el archivo “.net”, e informará que hay que hacer “**AutoEco**” si se quiere cambiar también el diseño. Nota: si se realiza autoeco puede ser que ocurra que no se respeten modificaciones que se hallan hecho en “*Layout*” y se pierdan.

Se pueden trazar las pistas manualmente con los botones **AutoPath Route Mode** y **Show Track Mode**   y editar las pistas con los botones **Edit Segment Mode** y **Add/Edit Rout Mode**   en la barra de herramientas.

Destacar que pulsando el botón derecho del ratón aparece un menú donde hay 4 formatos para “**corners**”. Según el que se seleccione, las pistas trazarán curvas a 135°, 90°, cualquier ángulo, o redondeadas.

7 Vistas para imprimir

Una vez que la placa este terminada es el momento de imprimir las caras en blanco y negro.

Para imprimir las caras en blanco y negro se pulsa “**Options ->Post Process Setings**” y nos saldrá una tabla con las caras.

Se pulsa con el botón derecho en la cara que queremos imprimir, primero se elige la opción **“Propiedades”** y se marca la opción dentro de **“Print Manager”** **“Force Black and White”**, así se imprimirá en la impresora. Si se trata además de la capa **“BOTTOM”** marcamos también **“Mirror”** para que la cara salga invertida. Para imprimir la cara se pulsa otra vez con el botón derecho sobre la placa y se elige **“Plot to print manager”**. Se elige impresora y listo.

Se puede ver la placa antes de imprimir pulsando en **“Preview”**.

7.1 Editar texto

Para editar texto hay que pulsar el siguiente botón:



La selección se realiza igual que para los componentes o los obstáculos.

Si hemos usado dos caras se puede poner un texto en cada una para diferenciarlas. En la barra de herramientas, botón derecho, se elige **“New”** y en las opciones elegimos el grosor de la línea, el texto y la cara donde se va a poner, si se pone texto en la cara **“BOTTOM”** hay que marcar la casilla **“Mirrored”** ya que la capa sale invertida al imprimir.

Si se quiere que el texto sea una especificación de un componente se elige esa especificación por ejemplo **“Reference Designator”** y se pulsa el botón **“Comp Attachment...”** para designar un componente.

8 Creación de componentes

Las librerías de **“Layout”** son amplias pero siempre puede ocurrir que haya que modificar o crear algún componente nuevo. Para ello hay que pulsar el botón siguiente:



Ahora trabajamos en el **“Library manager”**, si se vuelve a pulsar otra vez el botón volvemos al diseño.

Es mejor no modificar las librerías y crear una propia. Así que se elige el *footprint* de una librería que se quiere modificar y se pulsa el botón de **“Save As...”** para salvar en otra librería para lo que se pulsa el botón **“Create New Library...”**. Se pone el nombre de la librería nueva en la que se pueden ir colocando otros *footprints* del mismo modo.

A la hora de modificar los *footprints* es interesante recordar según el apartado “5.2 Capas” el uso de cada capa. Así se pondrán los obstáculos en la capa correspondiente: en “BOTTOM” si se quiere que aparezca como cobre; en “SSTOP” si se quiere que se imprima como un dibujo de serigrafía; en “ASYTOP” para colocar el valor del componente e imprimir una hoja que facilite la colocación de los componentes. Hay que observar que aunque no se usen en un determinado proyecto algunas capas, éstas podrían usarse posteriormente así que conviene respetar su uso.

Igual que en el apartado 5.1 se trazan los obstáculos. Creando uno del tipo “**Place outline**” que indica el espacio que ocupa dicho componente y no permitirá a “*Layout*” que se superponga con otros componentes. Los demás obstáculos conviene ponerlos del tipo “**Detail**”.

También siguiendo con las indicaciones del apartado 7.1 se pone texto al componente. Si se elige una especificación, ésta aparecerá en la capa que se indique. Lo más común es poner “**Reference Designator**” en las capas “SSTOP” y “ASYTOP”; y “**Component Value**” en la capa “ASYTOP” para conocer el valor del componente a la hora del ensamblaje sin indicarlo en serigrafía.

Ahora quedaría crear y editar los *pads* para lo que se siguen las indicaciones del apartado 8.1. Hay que tener en cuenta la propiedad “Pad Name” ya que es respetada y mantenida por “Orcad” y las conexiones que se hagan con “Orcad” deben de corresponder con la librería.

8.1 Edición y creación de Pads

Para seleccionar un *pad* hay que pulsar el botón siguiente:



A diferencia de los anteriores, aquí solo se puede elegir un *pad* y éste no puede editarse, tan solo elegir un *pad* dentro de la librería de *padstacks*.



Aunque si se selecciona el *pad* y después se pulsa el botón








Y a continuación se elige del menú, la opción “**Padstacks**”. Aparecerá una hoja con los *pads* utilizados en el *footprint* y aparecerá marcado el *pad* antes seleccionado.

Aquí si se puede editar el *pad* igual que se editan las hojas, ver apartado 3.1. Pero es conveniente respetar el uso de cada capa. Así que normalmente un *pad* contiene: una figura en la capa del cobre “BOTTOM”, “TOP”, “INNER...”; otra figura en la capa “DRILL” que significa el diámetro del agujero; otra figura en la capa “SMTOP” y “SMBOT” que significa máscara de barniz y será un poco más grande que la figura de la capa de cobre ya que no debe barnizarse esa parte de cobre para poder realizar soldaduras. Conviene recordar que aunque no se utilicen estas capas en una impresión casera, podrían usarse posteriormente para pedidos de placas.

Las figuras de los *pads* son:

- Round: 
- Square: 

- Oval: 
- Annular: 
- Oblong: 
- Rectangle: 
- Thermal Relief: 
- Undefined: No trazará nada en esa capa.

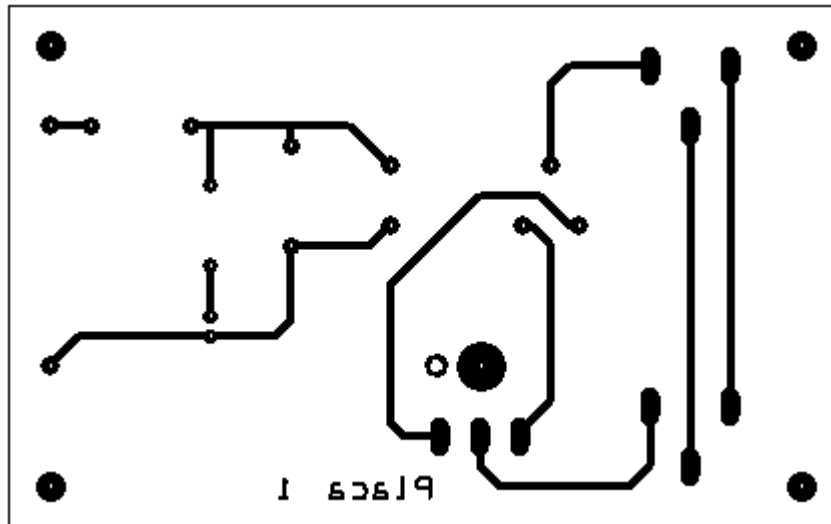
Nota: Hay que seleccionar toda la fila para poder establecer la forma y valores a la vez.

Como construir una placa casera

1 Impresión con Layout

Para imprimir la capa “*BOTTOM*” que corresponde con la capa de cobre, seguimos las instrucciones del anexo A, apartado 7. Hay que observar que en la impresión en papel vegetal puede ocurrir que éste papel no absorba bien la tinta y emborrone la hoja. Por lo tanto conviene ajustar las propiedades de la impresora. Sobre si aplicar la propiedad “*mirror*” conviene saber que el papel vegetal puede girarse y se invierte la imagen, lo que nos interesa es que la **cara con la tinta quede contra el cobre** de la placa para una mejor insolación. Normalmente no hay que aplicar la opción “*mirror*”.

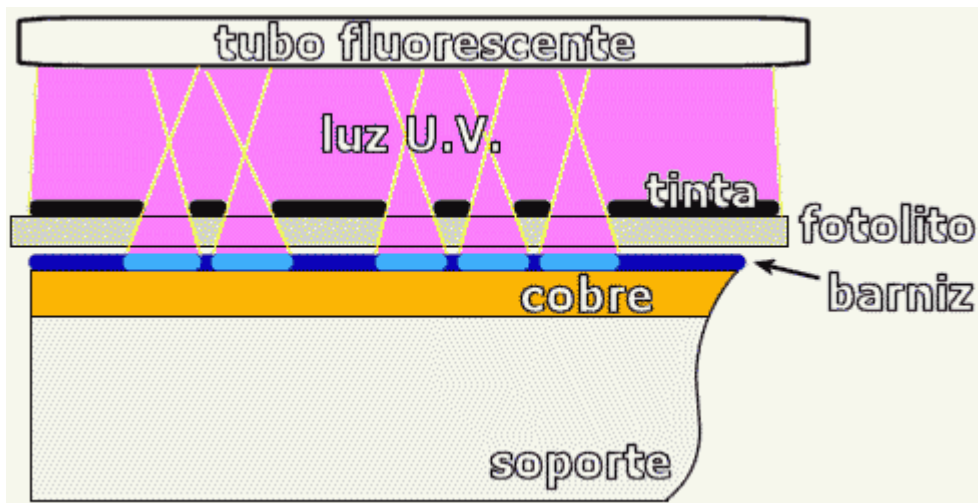
Puede examinarse la impresión y comprobar que ésta queda bien definida y si se aprecian **pequeños fallos** estos pueden corregirse con un **rotulador oscuro**.



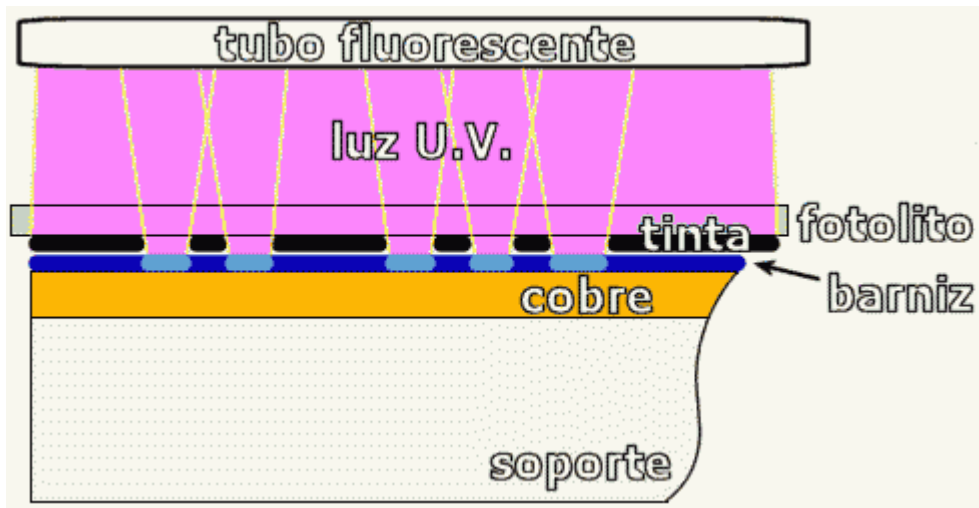
1. Fotolito.

2 Preparar la placa

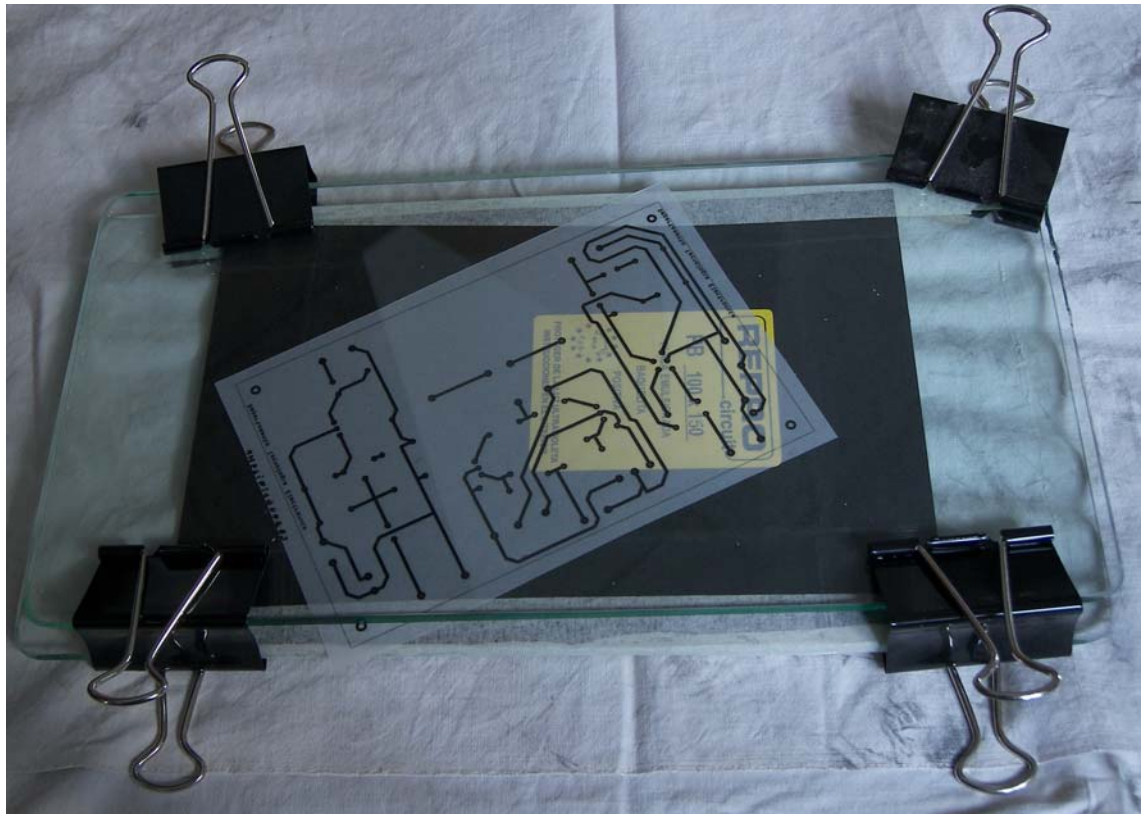
Una vez impreso el papel vegetal. Se destapa la placa en un ambiente con poca luz, sin tubos fluorescentes, y si es luz roja mejor. Si hay que limpiar la placa porque esté sucia o se haya recortado con una sierra, hay que llevar cuidado de no arañar la película fotosensible. Se puede limpiar con una brocha suave, y raspar los cantos si éstos han sido serrados. Después se coloca la hoja impresa sobre la placa para que **coincida la parte de cobre con la tinta del papel vegetal**. Detrás de la placa se pone un panel o cristal opaco y delante del papel vegetal un cristal del mismo tamaño. Se sujetan los cristales con pinzas de librería. Se puede usar cualquier trapo para tapar el fotolito y no exponerlo hasta que se quiera insolar.



2. Colocación incorrecta del fotolito.



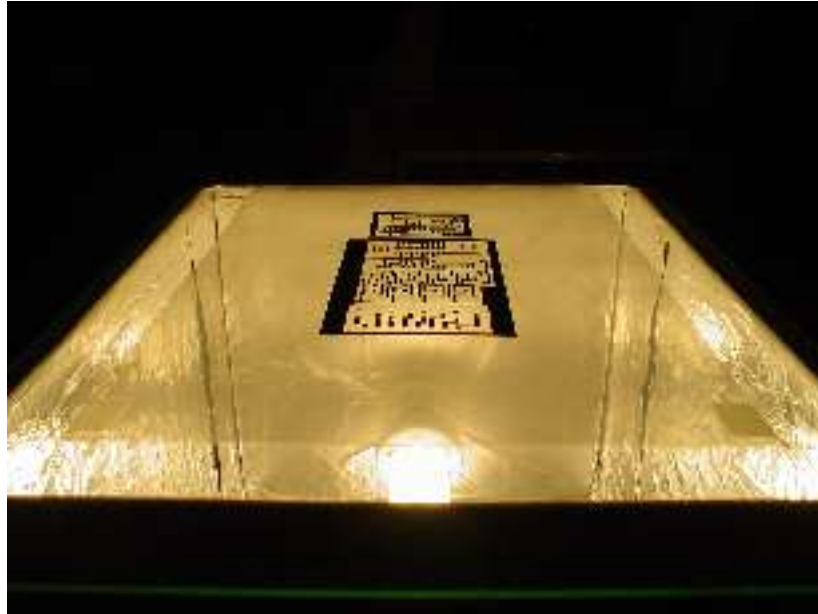
3. Colocación correcta del fotolito.



4. Insoladora solar.

3 Insolar

Con el papel vegetal puesto en la placa, se puede insolar ésta. Si la insolaración se realiza a la luz solar, puede bastar con una exposición entre 2 y 3 minutos según la placa y la luz del sol. Una vez insolarada se tapa y se vuelve a un lugar tenue para revelar el fotolito.



5. Insoladora.

4 Revelado del fotolito

Para revelar el fotolito puede utilizarse los productos que se venden en las tiendas de electrónica, o usar sosa cáustica (NaOH), que se compra en cualquier droguería. También será necesario un recipiente como el que se usa para mezclar pintura.

La sosa es una base fuerte y puede quemar igual que si fuera un ácido, también conviene saber que no hay que mezclar con ácidos. La sosa se diluye en agua. Para saber que proporción de sosa hay que mezclar, conviene hacer una mezcla intentando hacerla suave. Después con un fotolito insolado se echa agua sin sosa y posteriormente se va echando la mezcla preparada poco a poco hasta que se vea que el fotolito revelado se va disolviendo poco a poco. Se agita la cubeta donde está la placa para que la base vaya atacando por igual todo el fotolito. Anotar que la experiencia es la mejor profesora ya que no siempre saldrán las cosas a la primera. **El revelador preparado puede reutilizarse**, además de que ya se conoce la velocidad de atacado de éste.

Una vez que sea visible el dibujo de las pistas y no se esté disolviendo el fotolito revelado, se puede sacar la placa y proceder a un lavado con agua.

Ya limpia y seca de la sosa, la placa se examina cuidadosamente para verificar que el dibujo queda como se desea. Si se aprecia **algún fallo** puede protegerse el cobre **pintando** con un rotulador permanente o eliminarse parte del fotolito, **rascando** con una cuchilla, donde se desea que penetre el ácido.



6. Revelado del fotolito.

5 Revelado del cobre

Ahora se tiene el cobre que se quiere en la placa protegido con el fotolito, por lo tanto cuando se ataque la placa con el ácido se disolverá el cobre que no tiene la protección del fotolito.

Antes en el revelado del fotolito se atacaba éste con una base, y ahora es un ácido. El ácido es justamente lo contrario a una base desde el punto de vista químico (oxidación-reducción “reacción redox”). Por lo tanto se consigue que la base no ataque al cobre pero sí al fotolito, y el ácido haga lo contrario, ataque al cobre pero no al fotolito.

El ácido que se puede obtener puede ser el que se vende en las tiendas de electrónica o de una forma casera en forma de “Salfuman” u otros como lejías que tengan una concentración alta de **ácido clorhídrico** (ClH). El ácido es acompañado con agua oxigenada (H_2O_2) que sirve como catalizador para acelerar la eliminación del cobre en la placa. Así se echan partes más o menos iguales en la cubeta con la placa, y se procede a agitar la cubeta para que el ácido ataque por igual. Esta operación durará más tiempo que el revelado del fotolito y primeramente aparecerá la placa limpia de cobre en los bordes de ésta, por lo que **los bordes sufren más el ataque del ácido** y conviene no trazar pistas próximas a estos.

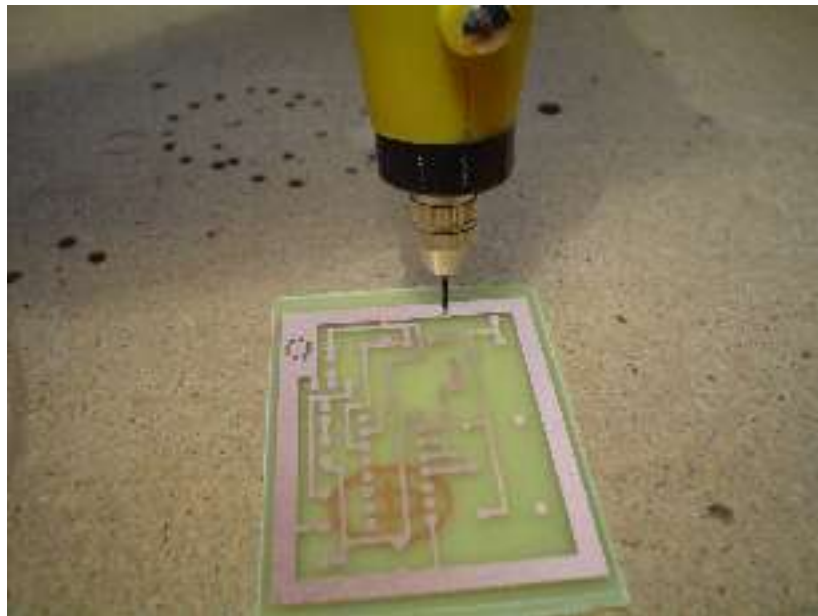


7. Placa con el cobre atacado por el ácido.

6 Limpieza y acabado

Una vez limpia la placa del cobre que se deseaba eliminar, se enjabona la placa para que no queden restos de ácido que sigan atacando el cobre.

Bien limpia la placa se debe **eliminar el fotolito** que ya no sirve para nada, y éste se elimina fácilmente con alcohol etílico ($\text{CH}_3\text{-CH}_2\text{OH}$) y una brocha. Se puede usar este alcohol para enfriar la broca mientras se realizan los taladros a la placa y así la broca no pierde el filo y de paso se va limpiando la placa. Se suelen usar brocas entre 0,7mm y 1mm.

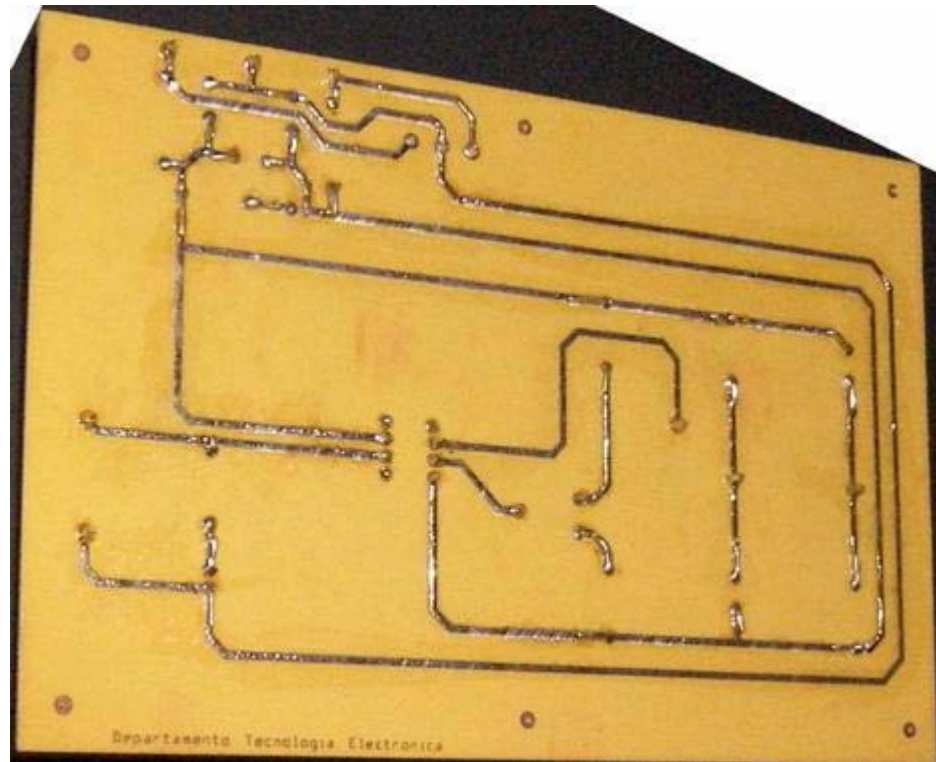


8. Taladrado de placa.

Una **comprobación de continuidad** en las pistas indicará si alguna pista está cortada o hay conexiones entre pistas. Si la pista está cortada se puede reparar en el punto de corte soldando algún pedazo de pata de algún componente. O si lo que ocurre es que hay una conexión entre pistas debe de cortarse el cobre que las conecta con un cúter.

También es recomendable **estañar el cobre**, así quedará protegido de la oxidación y el ataque de restos de ácido, además de aumentar la sección de la pista en sitios que por el ataque del ácido haya quedado ésta más fina. Para estañar el cobre se puede aplicar una resina que facilite el fundido del estaño y éste se disemine más fácilmente por toda la pista.

Cuando se hayan **soldado todos los componentes** y quede la placa probada se puede **barnizar** ésta con algún barniz de tipo spray u otros. Esto dará más protección y se alargará la vida de la placa, pero para sustituir algún componente deberá de quitarse el barniz antes de meter el soldador. El alcohol isopropílico ($\text{CH}_3\text{-CHOH-CH}_3$) es buen disolvente, y la acetona ($\text{CH}_3\text{-CO-CH}_3$) es mejor disolvente pero puede disolver plásticos de los componentes.

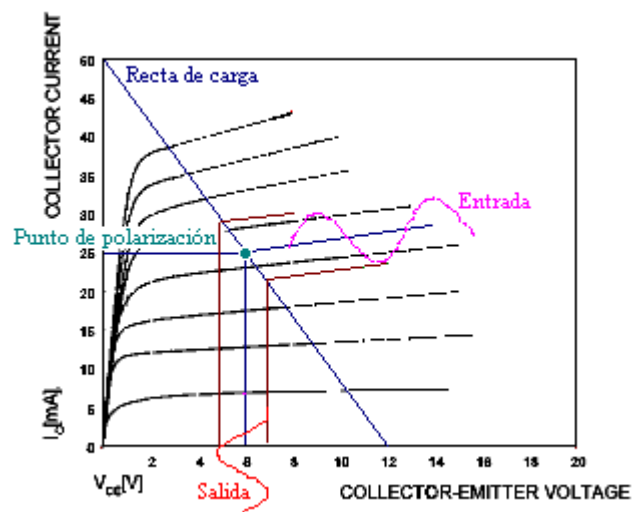


9. Placa acabada.

Clases de amplificación

1 Amplificador de clase A

La corriente de salida circula durante todo el ciclo de la señal de entrada.

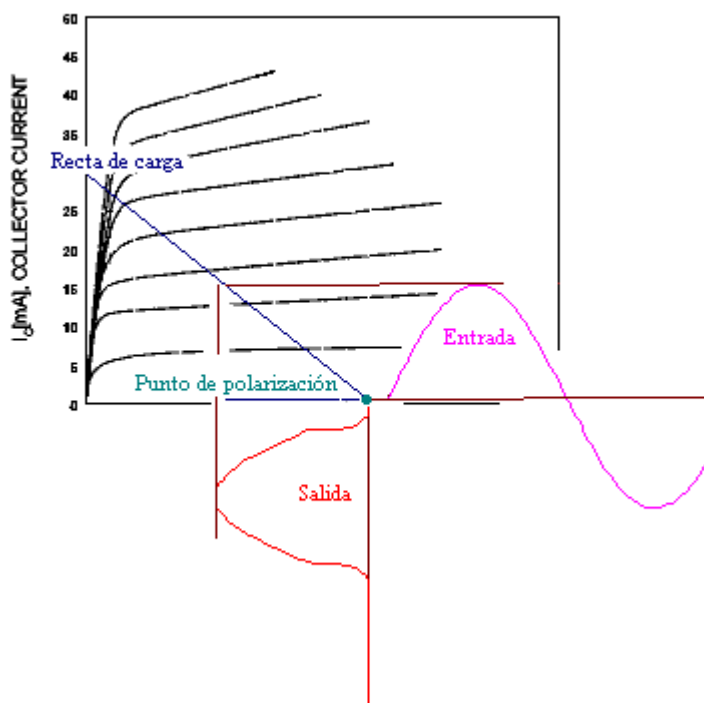


1. Gráfica de polarización de un transistor en clase A.

La corriente de polarización del transistor de salida es alta y constante durante todo el proceso, independientemente de si hay o no hay salida de audio. Así el amplificador siempre tiene un consumo de potencia fijo, superior al que transmite a la salida. La distorsión introducida es muy baja, pero el rendimiento también será bajo, estando siempre por debajo del 25%.

2 Amplificador clase B

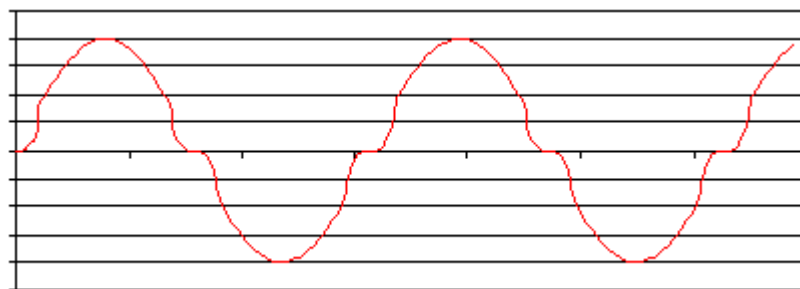
La corriente de salida sólo circula, aproximadamente, durante medio ciclo de la señal de entrada. Durante el otro medio ciclo, la señal no es amplificada. Se produce a la salida un cambio alternativo de positivo, hay señal; a negativo, no hay señal.



2. Gráfica de polarización de un transistor en clase B.

Además, no circula corriente a través de los transistores de salida cuando no hay señal de audio. La distorsión introducida por tanto, es muy elevada, aunque el rendimiento mejora notablemente respecto a la clase A, aunque siempre será inferior al 80%.

Se utiliza en grupo de dos amplificadores, uno para cada semi-onda, y la salida de ambos se superpone. La salida de ambos superpuesta podría dar una salida completa pero por motivos de linealidad y otros factores como la tensión base-emisor, se produce una distorsión por cruce.

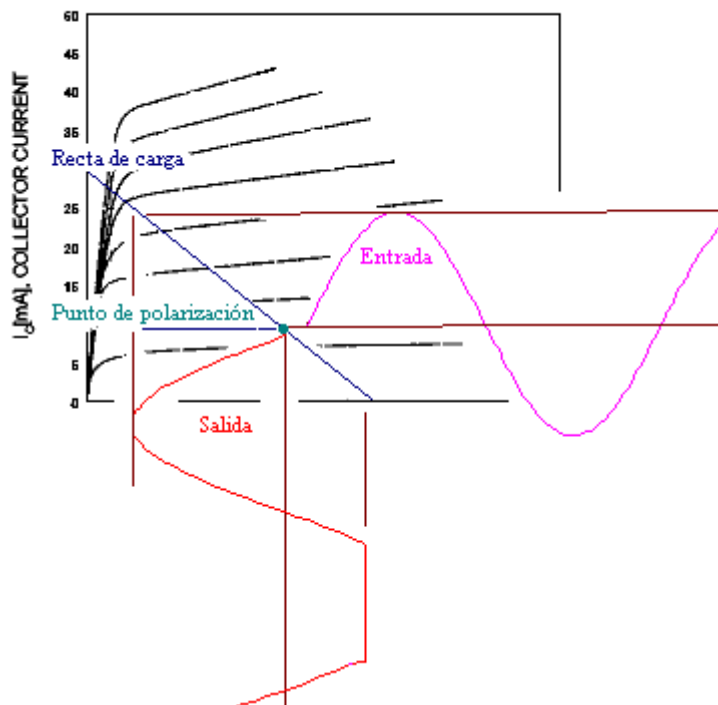


3. Distorsión por cruce.

La calidad de este tipo de etapa de potencia es muy pobre, por lo que sólo es utilizado en sistemas que no requieran calidad sonora, como sistemas telefónicos, porteros automáticos, etc.

3 Amplificador de clase AB

La corriente de salida circula entre medio ciclo y el ciclo completo de la señal de entrada.

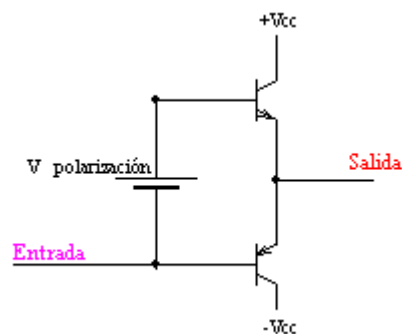


4. Gráfica de polarización de un transistor en clase AB.

Como en los amplificadores de clase A, hay una corriente de polarización constante, pero relativamente baja, evitando la distorsión de cruce. Son los amplificadores de más calidad. Es una mejora de la clase B para evitar la distorsión excesiva. Su rendimiento es mejor que el de la clase A, pero inferior a la B.

Se utiliza con distintos amplificadores para cada polaridad de la señal, así un amplificador amplifica la señal positiva y otro amplifica la señal negativa. Las salidas de los distintos amplificadores se superponen para completar una onda completa. Esta salida es totalmente completa porque no queda momento en el que no conduzca uno de los amplificadores.

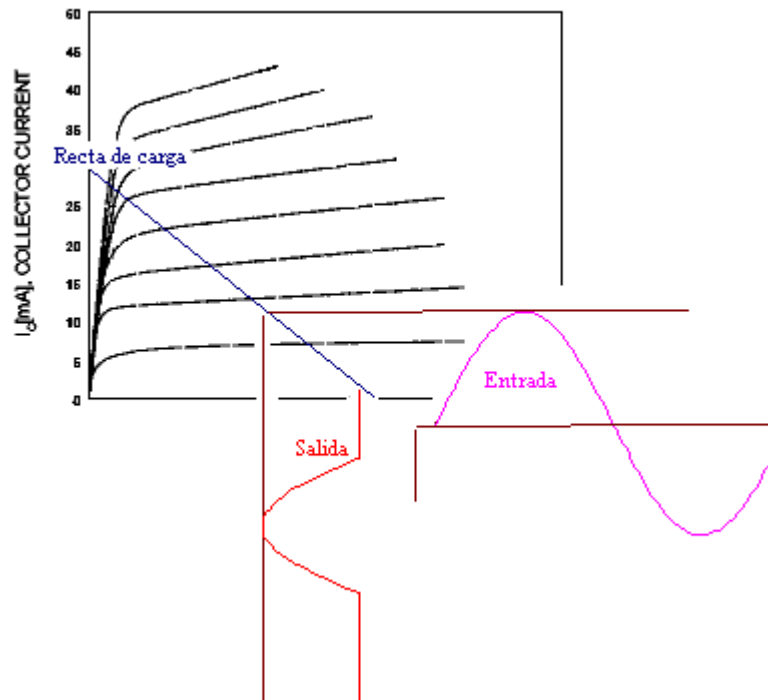
La forma más común con transistores es la Push-Pull, tira y empuja, y cuando se superponen las salidas si conducen mucho los dos amplificadores a la vez podría haber un problema, por lo que esta forma de salida precisa aproximarse al límite entre la clase A, para evitar distorsión, y la clase B, para que no conduzcan a la vez.



5. Salida Push-Pull con polarización.

4 Amplificador de clase C

La corriente de salida solo circula durante menos de medio ciclo de la señal de entrada.



6. Gráfica de polarización de un transistor en clase C.

La clase C trabaja para una banda de frecuencias estrecha y resulta muy apropiado en equipos de radiofrecuencia.

5 Amplificador de clase D

Clase D: Esta clase de operación usa **señales de pulso** (digitales), que están encendidas por un intervalo corto, y apagadas durante un intervalo largo. El uso de técnicas digitales hace posible obtener una señal que varía a lo largo del ciclo completo para producir la salida a partir de muchas partes de la señal de entrada. La principal ventaja de la operación en clase D es que el amplificador está encendido (usando potencia) sólo por intervalos cortos y la eficiencia general puede ser muy alta. Finalmente se define la eficiencia de potencia de un amplificador, como la relación de la potencia de salida a la potencia de entrada; la cual se hace mayor yendo de la clase A hasta la clase D.

