

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

Diseño de un Pedal de Efectos Fuzz y Octavador Para la Guitarra



Grado en Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Trabajo Fin de Grado

Julen Izkue Rodriguez

María José Erro Betrán, Santiago Tainta Ausejo

Pamplona, 29 de junio de 2016

Agradecimientos, dedicatorias o citas

Me gustaría dar las gracias a María José Erro y Santiago Tainta por la gran ayuda y también a mi familia y amigos.

Resumen

El objetivo de este proyecto es el diseño de un pedal de sonido para guitarra eléctrica con dos efectos que puedan ser accionados independientemente. Estos serán una simple distorsión tipo *Fuzz* y un Octavador, el cual produce una señal a la salida con el doble de frecuencia que la de entrada. Ambos efectos serán implementados mediante electrónica analógica.

Tras analizar el comportamiento de ambos efectos, se procederá al diseño de un circuito para su implementación, así como a la simulación de los mismos para comprobar su correcto funcionamiento. Una vez corregidas las posibles discrepancias, se completará el trabajo diseñando un PCB sobre el que será montado el circuito diseñado.

Con el PCB finalizado, se procederá a montar el pedal y se comparará el funcionamiento del mismo con lo esperado.

Lista de palabras clave

- Electrónica analógica
- Guitarra eléctrica
- Pedal de guitarra (*stomp-box*)
- Distorsión *Fuzz*
- Octavador
- *Ring-modulator*
- Placa de circuito impreso (PCB)
- *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis* (SPICE)

Índice

Agradecimientos, dedicatorias o citas.....	2
Resumen	3
Lista de palabras clave	3
Índice.....	4
1. Introducción	6
1.1 Objetivos.....	7
1.2 Metodología	7
2. Estado del Arte	8
2.1 Tecnología de la Guitarra Eléctrica	8
2.1.1 Pastillas.....	8
2.1.2 Circuitos de tono y volumen de la guitarra	10
2.2 Efectos	13
2.2.1 Fuzz Face - Distorsión.....	13
2.2.2 Green Ringer – Octavador.....	15
2.2.3 Otros efectos.....	17
3. Análisis y pruebas	20
3.1 Fuzz Face.....	20
3.1.1 Análisis del circuito.....	21
3.1.2 Simulaciones en Spice.....	32
3.1.3 Pruebas en placa de pruebas.....	39
3.2 Octavador/Ring-modulator	41
3.2.1 Análisis del circuito.....	41
3.2.2 Simulaciones en Spice.....	49
3.2.3 Pruebas en placa de pruebas.....	57
4. Diseño y montaje del PCB.....	60
4.1 Proceso del diseño del PCB en Design Spark.....	60
4.1.1 Esquema del proyecto	60
4.1.2 Esquemáticos de cada efecto.....	63
4.1.3 Diseño del PCB	64
4.2 Montaje	68

5.	Resultados y discusión	69
5.1	Resultado del montaje	69
5.2	Pruebas con la guitarra	69
5.3	Líneas futuras	71
6.	Bibliografía y referencias	72
7.	Anexos	73
7.1	Anexo 1: Presupuesto	73
7.2	Anexo 1: Figuras ampliadas	74
7.2.1	Esquemático del Fuzz Face.....	74
7.2.2	Esquemático del Green Ringer	74
7.2.3	Esquema de conexiones del PCB.....	74
7.2.4	Cara inferior del PCB.....	74
7.2.5	Cara superior del PCB.....	74
7.3	Anexo 2: Hojas de características.....	80
7.3.1	Diodo 1N4148.....	80
7.3.2	Transistor 2N3904.....	80
7.3.3	Transistor 2N3906.....	80
7.3.4	Transistor 2N5088.....	80
7.3.5	Potenciómetro logarítmico de 500k Ω	80
7.3.6	Potenciómetro lineal de 1k Ω	80
7.3.7	Potenciómetro logarítmico de 100k Ω	80

1. Introducción

Este trabajo de fin de grado consiste en el análisis e implementación de dos efectos de sonido para guitarra eléctrica. Uno de los efectos es una distorsión tipo *Fuzz*, esto es, se altera la forma de la señal añadiendo armónicos mediante transistores que entran en saturación y recortan la señal. El otro efecto, llamado octavador, consigue duplicar la frecuencia de la señal de entrada, subiendo así una octava a la nota tocada por la guitarra mediante una técnica similar al rectificado de onda.

Ambos efectos son implementados con circuitos de electrónica analógica. Para este proyecto se ha diseñado un circuito impreso que contiene ambos circuitos y va conectado a sus correspondientes interruptores y potenciómetros para ser controlados.

Este proyecto está diseñado en formato pedal de guitarra (*stomp box*). Esto significa que el dispositivo se encontrará conectado entre la guitarra y el amplificador, y está pensado para ser accionado con el pie cuando sea requerido mediante dos interruptores tipo pulsador. El circuito es alimentado por una pila de 9V y tiene tres potenciómetros para configurar los efectos, tal y como muestra la Figura 1 .

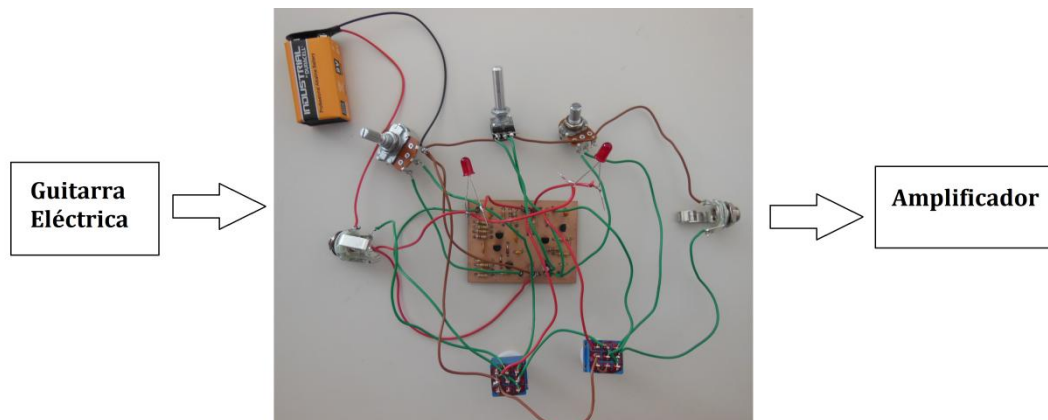


FIGURA 1. ESQUEMA BÁSICO DEL PROYECTO

1.1 Objetivos

El objetivo general de este proyecto es la extensión de conocimientos en el ámbito de la electrónica analógica aplicada a audio, específicamente en la aplicación de efectos de sonido para la guitarra eléctrica.

Para conseguir dicho objetivo general, se plantean los siguientes objetivos específicos:

- Estudio de diferentes libros específicos sobre las partes eléctricas que forman parte de la sonorización de la guitarra eléctrica.
- Análisis eléctrico de los dos efectos que han sido posteriormente implementados.
- Diseño y montaje de un dispositivo operativo que contenga los dos efectos anteriormente analizados.

1.2 Metodología

Para conseguir los objetivos mencionados se ha seguido la siguiente metodología:

Conforme se redactaba un estado del arte del trabajo se ha ido obteniendo conocimiento sobre los temas del proyecto. Posteriormente, una vez decidido específicamente qué iba a ser implementado de forma práctica en este Trabajo de Fin de Grado, se ha procedido a realizar un análisis eléctrico de los circuitos que lo componen. Para ello se ha tenido que ampliar conocimientos en técnicas de análisis de circuitos de electrónica analógica.

Se ha continuado con el estudio previo al montaje del proyecto mediante el uso de software de SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis*) y pruebas sobre placas de prototipos.

Finalmente se ha diseñado una placa de circuito impreso sobre la que montar un pedal de guitarra con los efectos estudiados.

2. Estado del Arte

En este apartado se trata de introducir los aspectos generales que rodean los elementos del proyecto. Se comienza con los elementos eléctricos presentes en la sonorización de las guitarras eléctricas, desde que las pastillas generan una señal eléctrica que depende de la vibración de las cuerdas hasta que esa señal llega al amplificador. Por el camino, se introducen los pedales de efectos, centrándose en los dos efectos implementados en el proyecto.

2.1 Tecnología de la Guitarra Eléctrica

Se procede a exponer de forma básica los elementos eléctricos de la guitarra eléctrica.

2.1.1 Pastillas

Las pastillas son elementos transductores que convierten desplazamientos mecánicos en señales eléctricas. Por lo tanto, son el elemento clave de la guitarra eléctrica y es donde comienza la cadena de procesos por los que pasa la señal hasta ser reproducida por el altavoz.

Las pastillas más empleadas en las guitarras eléctricas son las magnéticas, cuyos primeros modelos fueron patentados en 1930 por George Beauchamp [1] y popularizados en 1950, pero también existen pastillas ópticas y piezoeléctricas.

Las pastillas ópticas emplean LED (*Light Emitting Diode*) infrarrojos y fotodetectores para detectar la posición de la cuerda mientras que las piezoeléctricas emplean sensores piezoeléctricos colocados debajo del elemento que sujeta las cuerdas de la guitarra. Estos sensores piezoeléctricos generan una corriente que depende de la diferencia de presión entre el elemento que sujeta las cuerdas y la tapa de la guitarra. Las pastillas piezoeléctricas suelen ser empleadas para amplificar guitarras acústicas. Las ópticas, aun con sus mejores propiedades en cuanto a linealidad como transductores, apenas son empleadas [2].

Las pastillas magnéticas, tal y como se ve en la Figura 2, están compuestas por imanes permanentes bobinados colocados junto a las cuerdas de la guitarra. Normalmente se coloca un imán cilíndrico junto a cada cuerda pero también hay pastillas compuestas por un solo imán.

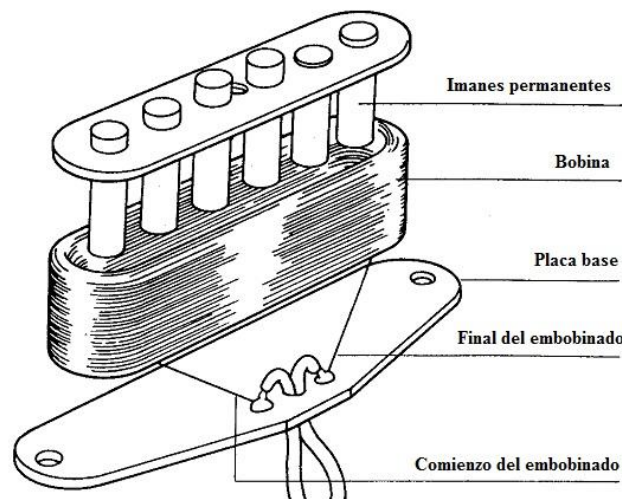


FIGURA 2. ELEMENTOS DE UNA PASTILLA MAGNÉTICA (EXTRAÍDA DE [2])

Alrededor de estos imanes se espira un alambre, creando una bobina que será la que cree una corriente eléctrica que representará las vibraciones de las cuerdas. Esta corriente eléctrica es causada por una fuerza electromotriz inducida que depende de las variaciones del flujo magnético que ve la bobina, tal y como dice la ley de inducción electromagnética de Faraday.

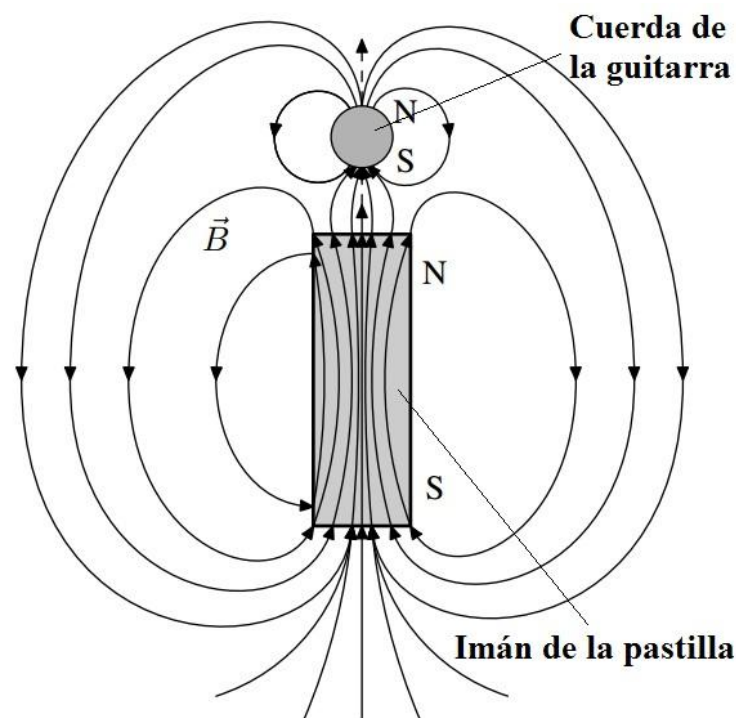


FIGURA 3. EFECTO DE UNA CUERDA DE GUITARRA SOBRE EL CAMPO MAGNÉTICO DE UN IMÁN DE LA PASTILLA (EXTRAÍDA DE [2])

Las vibraciones mecánicas que sufren las cuerdas metálicas de la guitarra cuando se golpean alteran el campo magnético de la bobina, creando dichas variaciones de flujo magnético. En la Figura 3 se aprecian las líneas del campo magnético creadas

por el imán de la pastilla, y como estas se conectan con la con las de la cuerda de la guitarra a través de sus correspondientes polos norte y sur.

2.1.2 Circuitos de tono y volumen de la guitarra

Según Anderton [5, p. 75], el control de tono más básico usado en guitarras eléctricas es similar al circuito de la Figura 4. Las características de la pastilla quedan definidas por la resistencia R_p , la inductancia L_p y la capacitancia C_p .

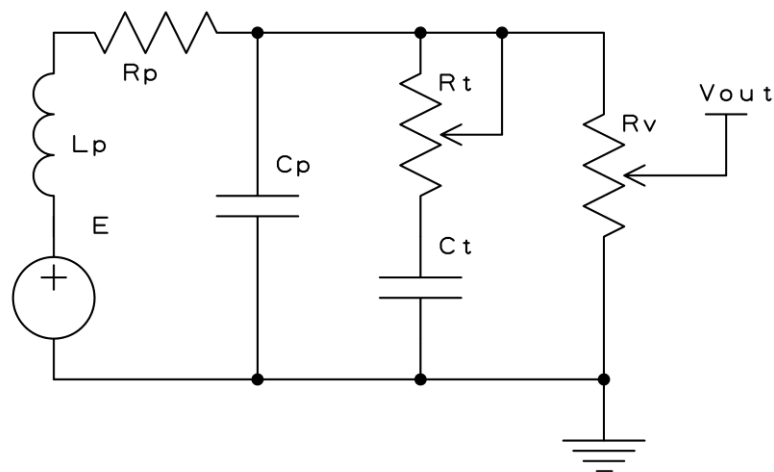


FIGURA 4. PASTILLA MÁGNETICA CON CIRCUITO ESTANDAR DE TONO Y VOLUMEN

El circuito de tono queda soldado sobre la guitarra, y está compuesto por el potenciómetro y condensador colocados en paralelo, R_t y C_t respectivamente. Mediante el potenciómetro R_t se controla la cantidad de señal que se quiere pasar por el condensador C_t , el cual forma un filtro paso bajo.

Como la impedancia de los condensadores, X_c , disminuye según la frecuencia de la señal se incrementa, siguiendo la relación descrita en la ecuación (1), la señal se ve atenuada en las frecuencias altas mientras que queda inalterada para frecuencias bajas.

$$X_c = \frac{2\pi}{C \cdot f}$$

(1)

La frecuencia de corte f_c es la que determina a partir de qué punto se empieza a atenuar la señal. Esta se define como la frecuencia para la cual la tensión salida es $\frac{1}{\sqrt{2}}$ veces menor que la tensión de entrada, donde la potencia de salida queda reducida a la mitad respecto a la entrada. Esta frecuencia se rige por la ecuación (2).

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

(2)

Para finalizar se coloca un segundo potenciómetro al final del circuito con el que se es capaz de controlar la amplitud de la salida.

Los valores usados para caracterizar la pastilla son los siguientes [2]:

$$R_p = 10k\Omega, C_p = 240pF, L_p = 5H$$

Aplicando la ecuación (3) se obtiene aprecia que a $f_{res} = 4.6kHz$ habrá un pico de resonancia provocado por el circuito RLC.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p \cdot C_p}}$$

(3)

Los valores típicos de los potenciómetros de tono y volumen son $R_t = 250k\Omega$ y $R_v = 500k\Omega$ y los del condensador C_t entre $0.01\mu F$ y $0.1\mu F$ [2, p.252]. En aplicaciones de audio casi siempre se utilizan potenciómetros logarítmicos. Esto es debido a que el oído humano no responde ante diferencias de amplitud de forma lineal, sino logarítmicamente [3]. Esto quiere decir que para que un sonido sea apreciado como el doble de intenso, tendrá que ser casi 10 veces mayor la diferencia de presión en el aire.

Teniendo eso en cuenta, para que el control del potenciómetro resulte lineal a nuestros sentidos, estos tendrán que compensar esa no linealidad del oído. Ahí entran los potenciómetros logarítmicos, también llamados de audio. En la Figura 5 se muestran las curvas de la resistencia en función de la posición de giro del potenciómetro. Tanto para los potenciómetros lineales, logarítmicos o inversamente logarítmicos.

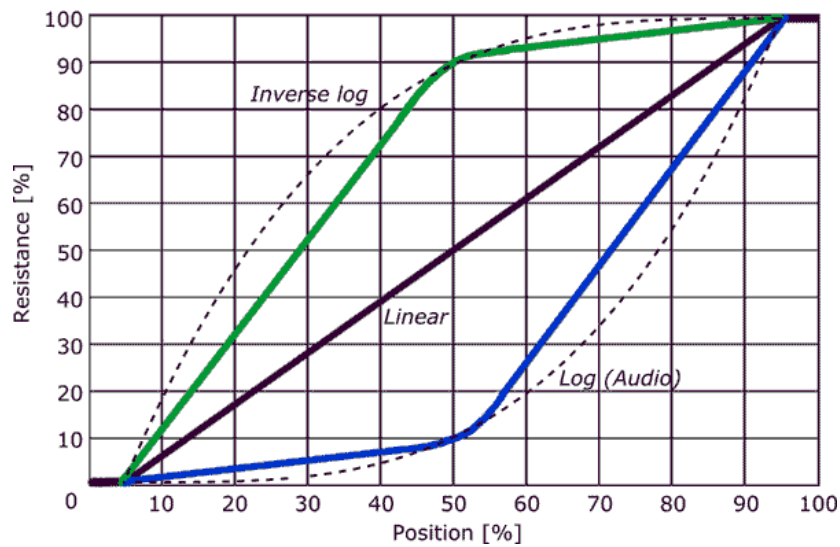


FIGURA 5. CURVAS DEL PORCENTAJE DE LA RESISTENCIA EN FUNCIÓN DE LA POSICIÓN DEL POTENCIÓMETRO PARA LOGARÍTMICOS Y LINEALES (EXTRAÍDA DE [4])

La siguiente Figura 6 se muestra el efecto del circuito de tono sobre la señal en función de la frecuencia, diferenciando cuatro curvas diferentes correspondientes a cuatro valores de la resistencia del tono. Se observa cómo al bajar la resistencia la frecuencia de corte disminuye.

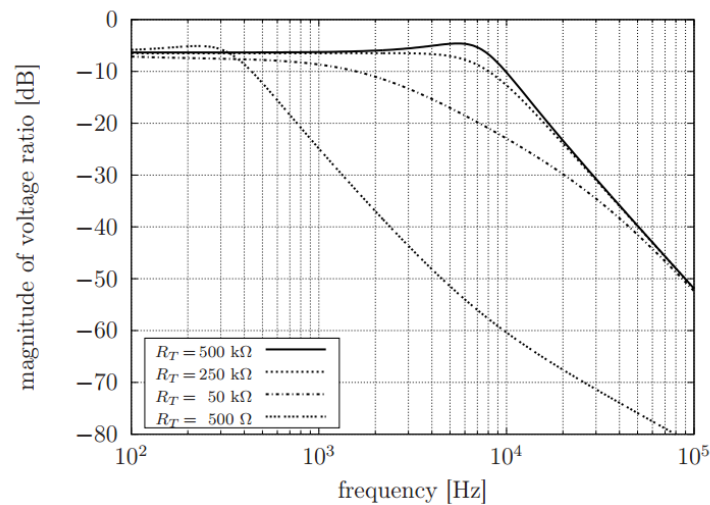


FIGURA 6. RESPUESTA DE FRECUENCIA CALCULADA DEL CIRCUITO DE TONO (EXTRAIDA DE [2])

2.2 Efectos

El hecho de que se utilice la electricidad para transferir el sonido de la guitarra hasta el altavoz nos da infinitas posibilidades para modificar la señal antes de que sea reproducida. Para ello fueron inventados los pedales de efectos.

Se empezarán comentando con más detalle los efectos que se han implementado en el proyecto y finalmente se describirán brevemente otros efectos existentes.

2.2.1 Fuzz Face - Distorsión

Uno de los dos efectos implementados está basado en el diseño del “*Silicon Fuzz Face*” de *Arbiter Electronics*, mostrado en la Figura 7. A continuación se hará un repaso de la historia del dispositivo y se hará una descripción del mismo.



FIGURA 7. PEDAL COMERCIAL FUZZ FACE SILICON

a. *Historia*

En 1962, la empresa Gibson introdujo al mercado el primer “*fuzzbox*” (caja de fuzz), con el nombre “*Maestro FZ-1 Fuzz-Tone*”. Fueron los dispositivos más populares dentro del mercado de pedales de guitarra durante varios años [6], llegando a ser empleado por Keith Richards de los *Rolling Stones* en el riff de la canción “*(I Can’t Get No) Satisfaction*” [7].

Posteriormente, en 1966, apareció el *Fuzz Face*, de *Arbiter Electronics*, conocido y popularizado en gran parte gracias al extenso uso del mismo por Jimi Hendrix a lo largo de su carrera musical [8].

El diseño del circuito está basado en la topología de amplificación *shunt-serie* con retroalimentación, topología que otros fabricantes como *Vox* o *Sela Sound* habían empleado con anterioridad en sus pedales *Tone Blender* [9].

Ya que los transistores de germanio eran más comunes que los de silicio en la época [2], estos primeros modelos empleaban dichos transistores. Sin embargo, principalmente debido a que las propiedades de los transistores de germanio empleados en la época eran sensibles a la temperatura, el sonido que producían se veía afectado por el ambiente. A consecuencia de esto se empezaron a fabricar modelos con transistores de silicio, que aportaban una operación más estable y un sonido diferente.

El diseño del circuito empleado en el proyecto está basado en la versión de silicio del *Fuzz Face* y es descrita en el siguiente apartado.

b. Descripción del efecto y fundamentos

El efecto *fuzz* básicamente aplica sobre la señal un recorte (*clipping*) como el que haría un amplificador de válvulas extremadamente saturado. Los picos de la señal de entrada quedan recortados, y los valles aplanados, generando el característico sonido distorsionado.

Sobre el término “distorsión” existe cierto debate. Cualquier circuito que altere el contenido armónico de la señal está por definición distorsionando dicha señal. Por lo que el *fuzz* es simplemente un tipo de distorsión. Sin embargo se suelen realizar diferencias con la distorsión a secas del *fuzz* o el *overdrive* (sobresaturación).

Estas diferencias son altamente subjetivas y no hay una forma cuantitativa o sin ambigüedades de distinguirlas. La diferencia suele hacer referencia al tipo de *clippeo* o recorte que ejerce el efecto sobre la señal.

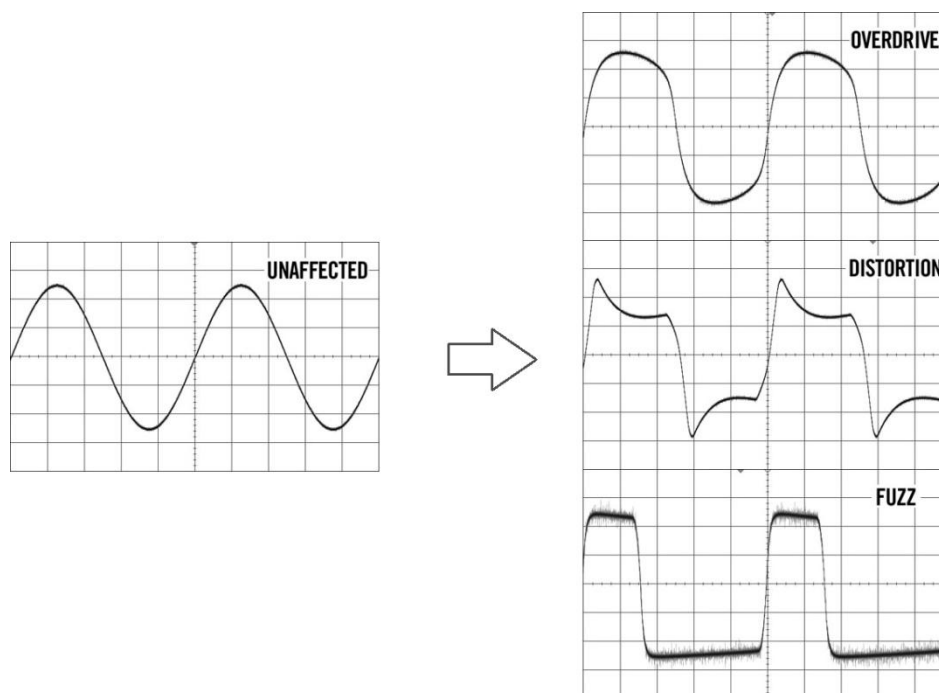


FIGURA 8. RESPUESTA TEMPORAL ANTE UNA SEÑAL SENOIDAL DE DIFERENTES TIPOS DE DISTORSIÓN

En la Figura 8 se aprecia el efecto de un ejemplo de cada tipo de distorsión mencionado sobre una señal senoidal. En el *overdrive* el efecto es relativamente sutil. Solo obtiene un recorte “suave” en los picos, a lo que se le llama “*soft-clipping*”. El sonido obtenido con este tipo de distorsión es considerado acústicamente agradable y cálido.

Mediante el recorte más brusco (*hard-clipping*) que ofrece la distorsión se obtiene un sonido más fuerte y áspero. Mediante este tipo de recorte se añaden armónicos que alteran drásticamente la forma de la señal.

En el caso del *fuzz* el recorte es total, aplanando completamente la señal hasta prácticamente convertirla en una señal cuadrada. En el caso de la Figura 8 el recorte además es asimétrico, es decir, el semi-ciclo superior ocupa menos tiempo del periodo que el inferior.

Este último tipo de recorte es el que ejerce el *fuzz* realizado para el proyecto, cuyo funcionamiento será descrito en profundidad en el apartado 3.1 en la en la página 21.

2.2.2 Green Ringer – Octavador

El otro efecto implementado en el proyecto, el llamado *Dan Armstrong Green Ringer* (Figura 9), puede considerarse un efecto octavador, es decir, que duplica la frecuencia de la señal de entrada. Sin embargo es algo más complejo que eso como se describirá a continuación.

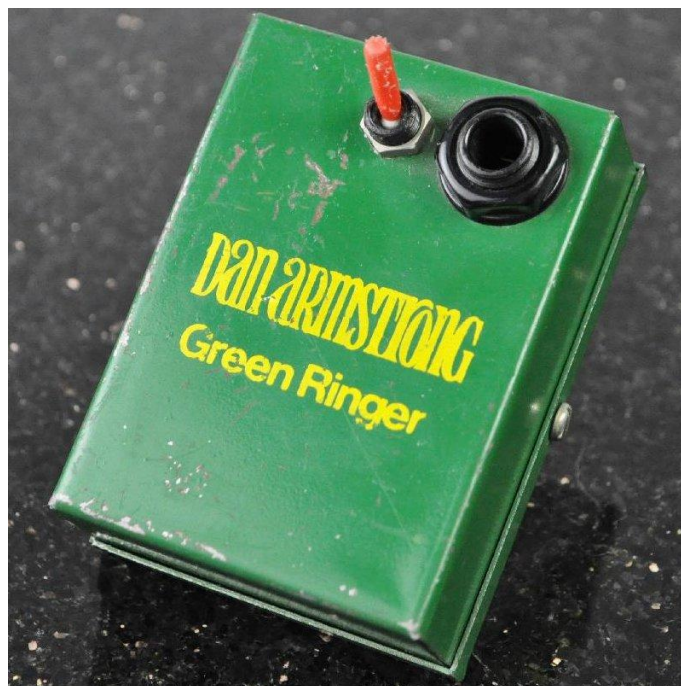


FIGURA 9. DAN ARMSTRONG GREEN RINGER

a. **Historia**

Cuando en 1971 el luter Dan Armstrong dejó de trabajar en la compañía de instrumentos musicales y amplificadores *Ampeg*, fue obsequiado con un prototipo del *Ampeg Scrambler*. Según Armstrong, el *Scrambler* era “algo parecido a un ring modulator, pero no muy bien diseñado y a consecuencia de ello no vendieron muchos. En esa época todos vendían unidades fuzz de un tipo u otro. Ampeg intentó vender el *Scrambler* como una unidad fuzz y mientras que algo distorsionaba, también hacía muchas otras cosas.”[10]

Entonces, cuando Armstrong empezó a trabajar para *Boosey & Hawkes* y se hizo amigo del electricista George Merriman, fueron modificando el circuito del *Scrambler* hasta que consiguieron que sonase una octava más alta de lo que se tocaba.

Montaron el circuito sobre una pequeña caja verde (de ahí viene el “green” del nombre) que estaba pensada para ser conectada directamente sobre la guitarra. Disponía de un interruptor tipo palanca para activar o desactivar el efecto. Posteriores re-ediciones del mismo fueron creadas en formato pedal con interruptor tipo pulsador como la mayoría de efectos pensados para guitarristas.

b. **Descripción del efecto y fundamentos**

Un “*ring modulator*” (modulador anillo) es un tipo de modulador de amplitud en el que la señal de entrada y otra señal (moduladora) periódica son multiplicadas, produciendo en la salida una señal completamente nueva. En la Figura 10 se ve el resultado de una senoidal reproduciendo la nota *LA*, cuando se emplea un *ring modulator*.

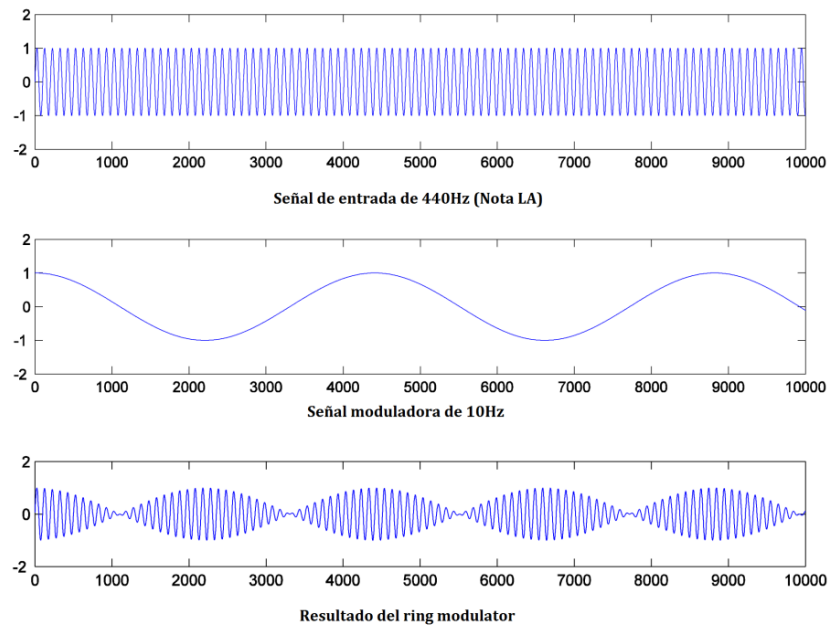


FIGURA 10. RESULTADO DE UN RING MODULATOR (EXTRAIDA DE [12])

Aunque el *Green Ringer* esté ligeramente basado en este concepto el resultado es bastante diferente. En palabras de Armstrong “*hicimos que sonara una octava más agudo, y también como dos octavas abajo, aparte de otros sonidos estupendos – todo dependiendo de la nota tocada originalmente.*” [11]

Básicamente, está pensado para que cuando se toca una sola nota se reproduzca adicionalmente la octava de la misma, pero que cuando se tocan dos notas se reproduzca la suma y diferencia de las dos frecuencias, tal y como haría un *ring modulator*. Dependiendo del intervalo entre las dos notas, los tonos adicionales que produce serán armónicamente relacionados o disonantes.

2.2.3 Otros efectos

Se introducen a continuación los conceptos básicos de algunos de los tipos de efectos más usados.

a. *Moduladores de amplitud (Tremolo)*

Al igual que los ring modulator o los octavadores, el tremolo es un modulador de amplitud. Modulación significa que ciertos aspectos de una señal varían siguiendo aspectos de una segunda señal, a la que se le llama moduladora.

En el caso del *tremolo*, la señal modulante actúa sobre el valor de amplitud o volumen de la señal de entrada. Esto crea una sensación de volumen oscilante.

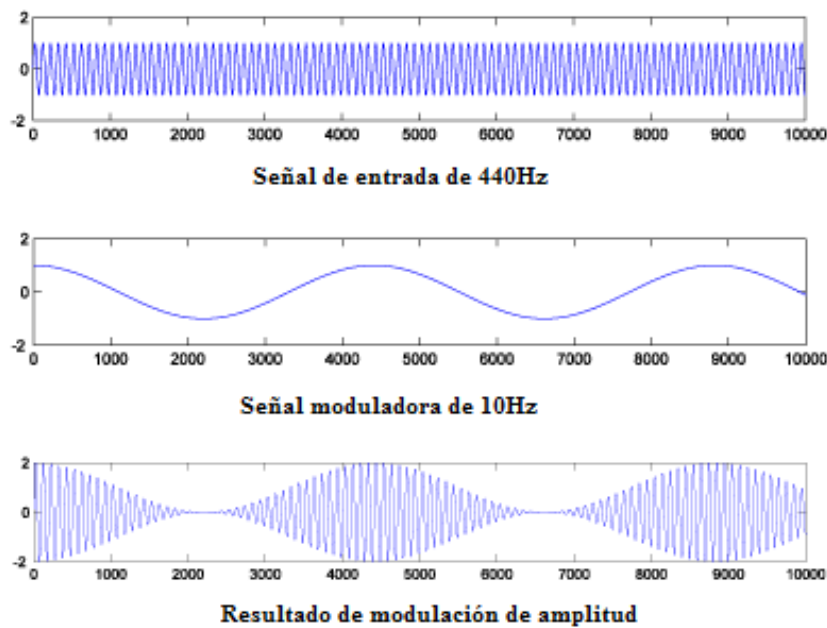


FIGURA 11. RESULTADO DE MODULACIÓN DE AMPLITUD TIPO TREMOLO (EXTRAIDA DE 12)

Este efecto es en ocasiones confundido con el *vibrato*. Este último es un modulador de frecuencia, es decir, produce variaciones sobre el tono que se toca siguiendo una onda modulante. En la Figura 12 se observa cómo la onda empieza a oscilar cada vez más despacio (es decir, disminuye la frecuencia) hasta las 2500 unidades de tiempo, donde vuelve a oscilar cada vez más deprisa (aumenta la frecuencia).

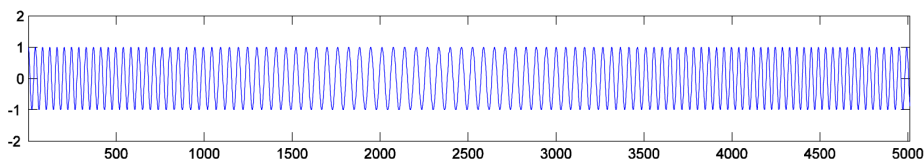


FIGURA 12. RESULTADO DE MODULACIÓN DE FRECUENCIA ENTRE DOS SEÑALES SENOIDALES (EXTRAIDA DE 12)

b. *Moduladores de fase (Phaser)*

Los “*phase shifter*” o “*phaser*” siguen el mismo concepto que los moduladores de amplitud solo que aplicándolo sobre la fase de la señal en vez de la amplitud. Sin embargo, la señal producida con este efecto suele ser sumada a la señal original en vez de reemplazarla completamente.

Estos efectos suelen ofrecer control sobre la frecuencia a la que se produce el desplazamiento de fase y en ocasiones también sobre el desplazamiento máximo que aplica.

El *flanger* es un efecto bastante similar. Este combina la señal con una copia de la misma que es retrasada por un periodo que varía constantemente (típicamente

menos de 20ms) [14]. El resultado es considerablemente más drástico que el *phaser*.

c. ***Efectos del rango dinámico (Compresor)***

La idea de la compresión en audio consiste en atenuar la señal cuando este sobrepasa cierto valor de amplitud predeterminado [13]. De esta forma pueden quedar amplificadas las partes de la señal de bajo nivel, quedando los valores de amplitud de la señal más uniformes [2].

Aunque existan algunos pedales con estos efectos, las técnicas de compresión o expansión resultan mucho más interesantes en ámbitos de estudios de grabación que para la música en directo.

d. ***Efectos temporales***

Algunos de los efectos ya comentados como el *flanger* podrían ser considerados efectos temporales, ya que combinan la señal con copias retrasadas de la misma. También podría ser incluido el *chorus*, el cual se obtiene combinando la señal con copias ligeramente retrasadas y desplazadas tonalmente, dando la sensación de que hay varias guitarras tocando lo mismo al mismo tiempo [15].

Sin embargo, lo que se suele entender por efectos temporales son *delay* y la reverberación. Los *delay* reproducen de nuevo la señal de entrada al pasar cierto tiempo, para el cual mínimamente el oído humano debe ser capaz de distinguir las distintas repeticiones de la señal, igual que un eco. La reverberación sigue el mismo concepto pero el tiempo entre las repeticiones es tan corto que oído humano no es capaz de distinguir las diferentes repeticiones, lo cual hace que sea percibido como una adición que modifica el sonido original.

3. Análisis y pruebas

En este apartado se analizan los circuitos electrónicos que componen el proyecto. Para ello se realiza un análisis para corriente continua y de señal de cada circuito, se explica el funcionamiento de cada parte y componente que forman el circuito y posteriormente se realizan distintas pruebas sobre el circuito, mediante software de simulación y montajes experimentales sobre placas de prueba.

3.1 Fuzz Face

Tal y como se ha adelantado en el apartado 2.2.1, el circuito de *Fuzz Face* es muy similar al de una etapa pre-amplificadora que podría ser empleada en varios proyectos electrónicos.

Lo que lo distingue de un preamplificador regular es que el diseño se realizó de una forma errónea deliberadamente, consiguiendo que este no actúe como un amplificador lineal, sino que en todo momento esté en saturación. De esta forma se obtiene el sonido distorsionado esperado.

Está compuesto por componentes tan básicos como resistencias, condensadores y transistores. Estos últimos eran transistores de germanio del tipo PNP en el diseño del *Fuzz Face* original, tal y como se ha comentado en el apartado 2.2.1. Este diseño (Figura 13) está basado en la versión de transistores NPN de silicio. La diferencia con el de germanio aparte del tipo de transistor se encuentra en que se alimenta con $V_{CC}=-9V$ en vez de con $V_{CC}=9V$.

Arbiter Electronics empleó distintos transistores para este circuito, incluyendo los BC108C, BC183L, BC109, BC109C y BC209C, de los cuales la mayoría siguen pudiendo ser encontrados. Sin embargo, muchos otros transistores de silicio pueden sonar bien, incluso el ubicuo 2N3904 [7.3.2] que será el que se emplee en este proyecto, debido a su facilidad de obtención [17].

3.1.1 Análisis del circuito

Se procede a hacer un estudio del circuito mostrado en la Figura 13 (ampliada en 7.2.1), realizando análisis en corriente continua y explicando la función de cada componente o partes del circuito.

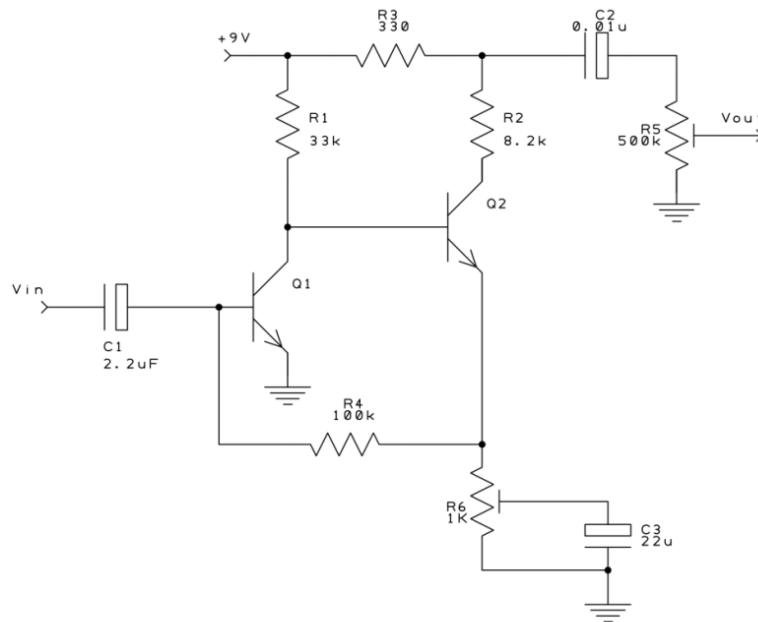


FIGURA 13. ESQUEMATICO DEL FUZZ FACE

a. Análisis DC

Para obtener los puntos de polarización se realiza un análisis de corriente continua, sustituyendo así todos los condensadores por circuitos abiertos. El circuito queda mostrado en la Figura 14, donde también se muestran las corrientes que se emplean en el análisis.

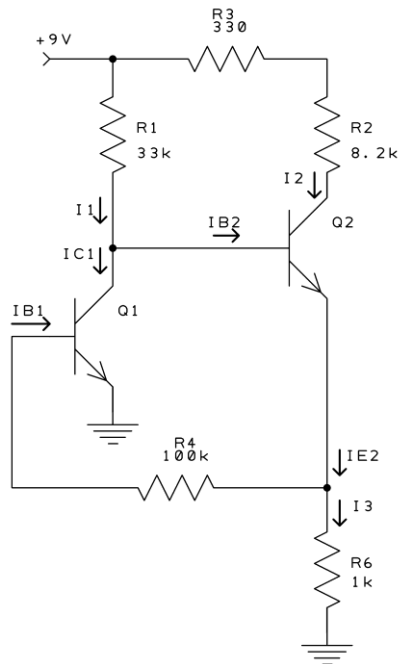


FIGURA 14. ESQUEMÁTICO DEL FUZZ FACE PARA EL ANÁLISIS DC

Se empieza buscando las relaciones entre las corrientes. Aplicando la Ley de Kirchhoff de corrientes se obtiene:

$$I_1 = I_{B2} + I_{C1}$$

En los transistores bipolares, si suponemos que el transistor está operando en la región activa, se puede sustituir la corriente del colector, I_{C1} , por la de base, I_{B1} , multiplicada por un factor llamado β , resultando en la ecuación (4):

$$I_1 = I_{B2} + I_{B1} \cdot \beta \quad (4)$$

Se observa que la corriente I_2 es igual a la del colector del segundo transistor, I_{C2} y se aplica la misma relación que en el caso anterior, obteniendo la expresión (5).

$$I_2 = I_{B2} \cdot \beta \quad (5)$$

Se aplica nuevamente la Ley de Kirchhoff de corrientes sobre el nodo sobre la resistencia R_6 :

$$I_3 = I_{E2} - I_{B1}$$

Se opera sobre I_{E2} para que la ecuación solo dependa de corrientes de base.

$$I_{E2} = I_{B2} + I_{C2} \rightarrow I_{E2} = I_{B2}(1 + \beta)$$

obteniendo la ecuación (6):

$$I_3 = I_{B2}(1 + \beta) - I_{B1} \tag{6}$$

A continuación se procede a obtener las ecuaciones para obtener las intensidades de base I_{B1} y I_{B2} :

Se observa que $I_{B1} = I_{R4}$ por lo que aplicando la Ley de Ohm sobre esa resistencia $R4$ se obtiene la ecuación (7):

$$I_{B1} = I_{R4} = \frac{V_{E2} - V_{BE1}}{R_4} \tag{7}$$

Se aplica nuevamente la Ley de Ohm sobre la resistencia R_5 y se aplica la ecuación (6):

$$V_{E2} = I_3 \cdot R_5 \rightarrow V_{E2} = R_5 \cdot [I_{B2}(1 + \beta) - I_{B1}]$$

Se sustituye sobre la ecuación (7), obteniendo la ecuación (8):

$$I_{B1} = \frac{R_5 \cdot [I_{B2}(1 + \beta) - I_{B1}] - V_{BE1}}{R_4} \tag{8}$$

Se considera que los transistores están en régimen activo, permitiendo sustituir V_{BE1} por 0.7V.

Para obtener la ecuación de I_{B2} se opera la corriente I_1 mediante la Ley de Ohm:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{B2}}{R_1} \tag{9}$$

Aplicando la Ley de Kirchhoff de tensiones se obtiene:

$$V_{B2} = V_{E2} + V_{BE2} \rightarrow V_{B2} = I_3 \cdot R_5 + V_{BE2}$$

Aplicando la ecuación (6):

$$V_{B2} = R_5 \cdot [I_{B2}(1 + \beta) - I_{B1}] + V_{BE2}$$

Se sustituye sobre la ecuación (9) obteniendo:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - R_5 \cdot [I_{B2}(1 + \beta) - I_{B1}] + V_{BE2}}{R_1}$$

Finalmente se une este resultado con la ecuación (4) obteniendo la expresión (10):

$$\frac{V_{CC} - R_5 \cdot [I_{B2}(1 + \beta) - I_{B1}] + V_{BE2}}{R_1} = I_{B2} + I_{C1} \quad (10)$$

Con las tensiones $V_{CC} = 9V$, $V_{BE} = 0.7V$, la $\beta = 300$ de los transistores 2N3904 que han sido empleado y los valores de los componentes mostrados en la Figura 14, entre las ecuaciones (8) y (10) se tiene un sistema de dos ecuaciones y dos incógnitas. Operando se obtienen los siguientes resultados:

$$I_{B1} = 751.42nA$$

$$I_{B2} = 2.578\mu A$$

Con estos resultados se pueden obtener fácilmente los valores de polarización de los transistores.

El emisor del transistor 1 está conectado a tierra por lo que

$$V_{E1} = 0V$$

$$V_{B1} = V_{BE1} = 0.7V$$

La tensión sobre el colector se obtiene aplicando la Ley de Kirchhoff de tensiones y la Ley de Ohm y la ecuación (3):

$$V_{CE1} = V_{C1} = V_{CC} - I_1 \cdot R_1 \rightarrow V_{CE1} = V_{CC} - (I_{B2} + I_{B1} \cdot \beta) \cdot R_1$$

$$V_{CE1} = 1.476V$$

La corriente del colector, I_{C1} se obtiene con la relación entre la corriente de base I_{B1} y la corriente del colector I_{C1} del BJT, (11).

$$I_{C1} = I_{B1} \cdot \beta$$

(11)

resultando en:

$$I_{C1} = 225.42\mu A$$

Si el objetivo de este circuito fuera que funcionara como un amplificador lineal, se buscaría un rango dinámico máximo de amplificación. Para ello las resistencias tendrían valores diferentes de forma que esta tensión V_{CE1} fuera alrededor de

$\frac{V_{CC}}{2} = 4.5V$. El hecho de que el valor quede tan alejado indica que el transistor entrará en saturación enseguida y que la salida se alejará considerablemente de un resultado lineal.

El procedimiento con el transistor 2 es similar.

Se aplica la Ley de Ohm y la ecuación (5) para obtener la tensión del colector:

$$V_{C2} = V_{CC} - I_2 \cdot (R_2 \cdot R_3) \rightarrow V_{C2} = V_{CC} - I_{B2} \cdot \beta \cdot (R_2 \cdot R_3)$$

$$V_{C2} = 2.40V$$

Lo mismo sobre la resistencia R_5 y la ecuación (6) para obtener la tensión del emisor.

$$V_{E2} = I_3 \cdot R_5 \rightarrow V_{E2} = R_5 \cdot [I_{B5} \cdot (1 + \beta) - I_{B1}]$$

$$V_{E2} = 0.77V$$

La base está directamente conectada con el colector del primer transistor, por lo que:

$$V_{B2} = V_{C1} = 1.476V$$

Con los valores del emisor y el colector se obtiene:

$$V_{CE2} = V_{C2} - V_{E2}$$

$$V_{CE2} = 1.63V$$

b. **Explicación del funcionamiento**

Se procede a explicar el funcionamiento del circuito mediante una división de las diferentes partes que lo componen, tal y como se muestra en la Figura 15.

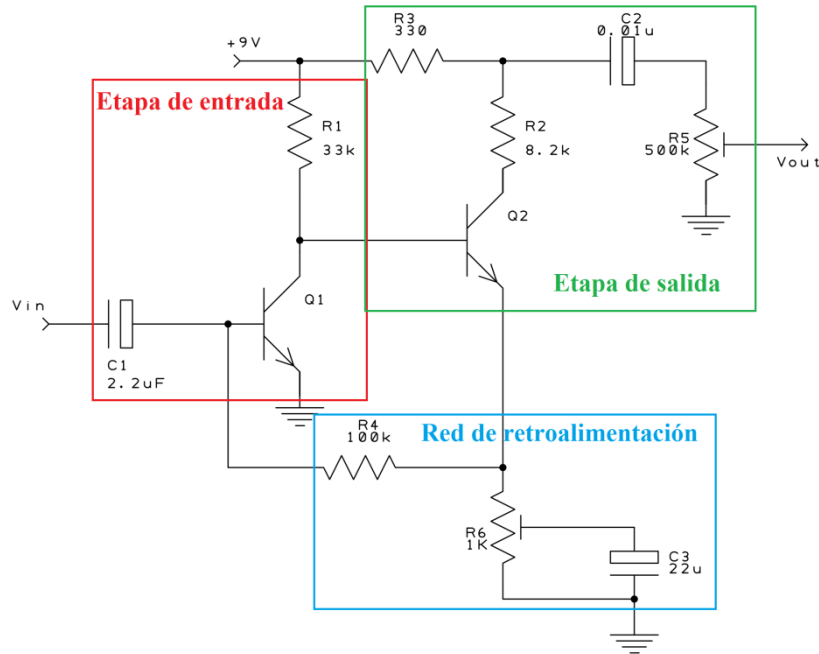


FIGURA 15. ESQUEMÁTICO DEL FUZZ FACE SEPARADO EN PARTES

La etapa de entrada (Figura 16) forma una de las tres tipologías básicas de amplificación mediante transistores BJT, referida como emisor común. Aporta una gran ganancia de voltaje con baja impedancia de entrada y alta impedancia de salida. No es la etapa de entrada ideal si se quiere conservar la integridad pero aporta alta ganancia de la forma más simple [16].

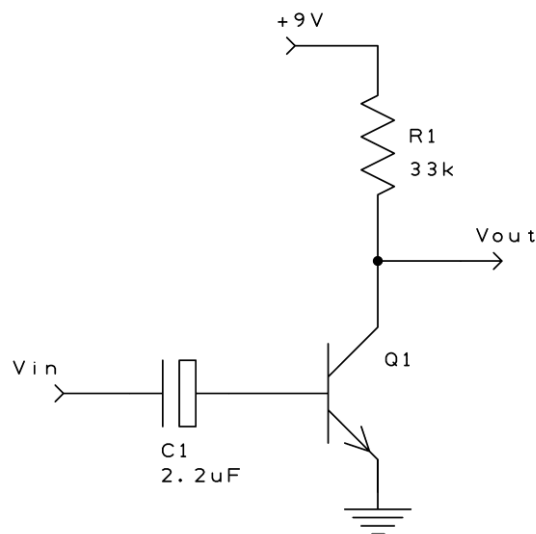


FIGURA 16. ETAPA DE ENTRADA DEL FUZZ FACE

Para calcular la ganancia en voltaje A_{V1} se emplea la siguiente ecuación (12):

$$A_{V1} = -g_m \cdot R_C$$

Siendo $R_C=R1$:

$$A_{V1} = -g_m \cdot R_1$$

(12)

Donde g_m es el parámetro llamado transconductancia, el cual relaciona la corriente de salida de un dispositivo con el voltaje de entrada. Para los BJT se expresa mediante la relación (13).

$$g_m = \frac{I_c}{V_T}$$

(13)

Para la I_c calculada en la página 24 y la tensión térmica de voltaje, cuyo valor típico a temperatura ambiente es de 25mV, se obtiene:

$$g_m = 9.017mS$$

Aplicando ese valor sobre la ecuación (12), se obtiene la siguiente ganancia:

$$A_{V1} = 297 \frac{V}{V} (49.46dB)$$

Realmente esta ganancia no se llega a obtener debido a la red de retroalimentación.

El condensador $C1$, al estar colocado en serie con la entrada forma un filtro paso alto. De la misma manera, el condensador $C2$ lo está con la salida.

La función de estos condensadores es aislar el circuito de posibles voltajes DC que podrían ser dañinos para el circuito y eliminar frecuencias bajas que pueden resultar molestas. Los filtros paso alto que forman, a diferencia de los paso bajo comentados en el apartado 2.1.2, aplican una atenuación en la salida cuando las frecuencias son bajas en vez de altas. Los condensadores se comportan como circuitos abiertos en régimen permanente de tensión continua, de esta forma aíslan el circuito por completo de voltajes DC debido a que están conectados en serie.

Aplicando una impedancia de la guitarra de 10k Ω (como se ha comentado en el apartado 2.1.2) en la ecuación de los filtros RC (2) resulta en una frecuencia de corte de 7.23Hz para el condensador $C1$. El condensador $C2$ resulta en una

frecuencia de corte de 31.83Hz aplicando la resistencia de salida del circuito R_5 sobre la misma ecuación.

La resistencia R_1 fija los parámetros importantes de la etapa de entrada. Estos son el punto de polarización, la ganancia de voltaje y la corriente del colector máxima.

En esta etapa de entrada se aplica el primer recorte a la señal. El recorte que produce este efecto en concreto es característico por ser asimétrico. Tal y como se ha comentado anteriormente, la tensión en el colector del primer transistor V_{C1} es de 1.467V en vez de los 4.5V que se tendría normalmente en un amplificador en el que se buscase un rango dinámico máximo. Lo que provoca esto es que el semi-ciclo positivo sea mucho mayor que el negativo, tal y como se puede ver en la Figura 17.

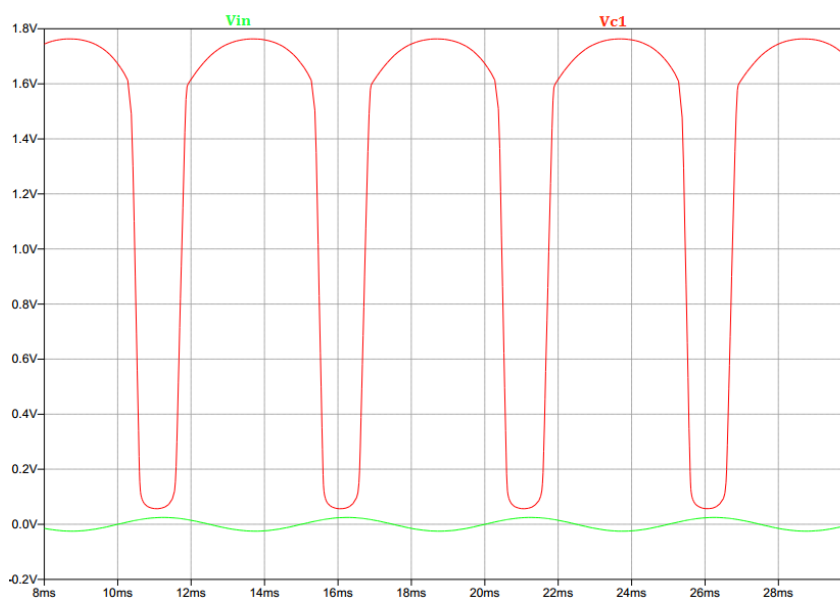


FIGURA 17. TENSIÓN EN EL COLECTOR DEL PRIMER TRANSISTOR PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA SENOIDAL

La etapa de salida (Figura 18) es otro amplificador de emisor común, que en este caso incluye un potenciómetro que actúa como resistencia de degeneración conectado al emisor. Estas se colocan normalmente para aportar estabilidad al circuito.

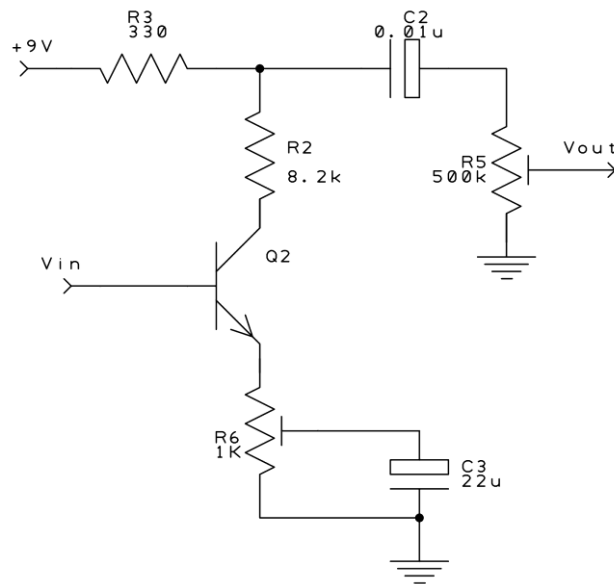


FIGURA 18. ETAPA DE SALIDA DEL FUZZ FACE

Ignorando por ahora la red de retroalimentación, se puede determinar la ganancia de esta etapa mediante el modelo π -híbrido mostrado en la Figura 19. Como se está realizando el análisis AC de pequeña señal, se han sustituido los condensadores por cortocircuitos, la fuente V_{cc} por una conexión a tierra y los transistores por su modelo simplificado en AC.

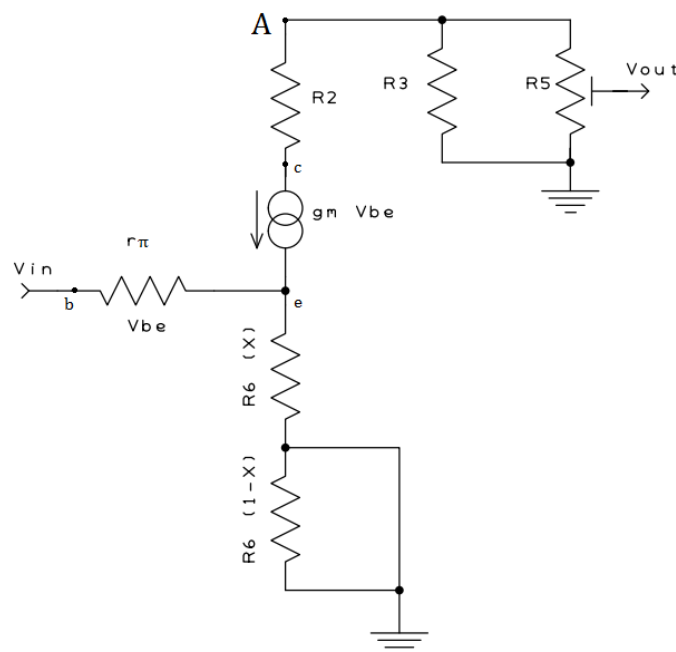


FIGURA 19. MODELO PI-HÍBRIDO DE LA ETAPA DE SALIDA

Se ha empleado el nodo "A" para realizar el cálculo. La ganancia será en ese caso la resultante de la ecuación (14).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_A}{V_{in}} \cdot \frac{V_{out}}{V_A} \quad (14)$$

La tensión V_A se obtiene mediante la Ley de Ohm, multiplicando la corriente $I = -g_m \cdot V_{BE}$ por la resistencia equivalente de R_3 y R_5 , mientras que V_{in} se obtiene operando el siguiente divisor de tensión:

$$V_{BE} = \frac{r_\pi}{x \cdot R_6 + r_\pi} \cdot V_{in}$$

resultando en la ecuación (15)

$$\frac{V_A}{V_{in}} = \frac{-g_m \cdot V_{BE} \cdot \frac{R_3 \cdot R_5}{R_3 + R_5} \cdot r_\pi}{x \cdot R_6 + r_\pi} \cdot \frac{r_\pi}{V_{BE}}$$

$$\frac{V_A}{V_{in}} = \frac{-g_m \cdot \frac{R_3 \cdot R_5}{R_3 + R_5} \cdot r_\pi}{x \cdot R_6 + r_\pi} \quad (15)$$

La otra parte de la ecuación (14) depende únicamente de la posición del potenciómetro R_5 , siguiendo la expresión (16).

$$\frac{V_{out}}{V_A} = \frac{R_5 \cdot (1 - x)}{R_5 \cdot x + R_5 \cdot (1 - X)} \quad (16)$$

Si consideramos que el potenciómetro de salida R_5 está al máximo ($x=0$), la expresión (16) resulta en una ganancia igual a la unidad. Girando el potenciómetro (aumentando x) aportando a la ecuación (14) una atenuación.

Para el caso del potenciómetro R_5 al máximo, se calcula la ganancia de la etapa de salida con la ecuación (14) y (15) para los valores máximos y mínimos del potenciómetro R_6 :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(x = 1) = 2.696 \text{ (8.61dB)}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(x = 0) = 2.974 \text{ (9.47dB)}$$

El circuito tiene una retroalimentación de derivación serie (*shunt-series feedback*) mostrada en la Figura 20. Esta provoca que parte de la corriente de salida del segundo transistor $Q2$ sea reintroducido en la base del transistor $Q1$.

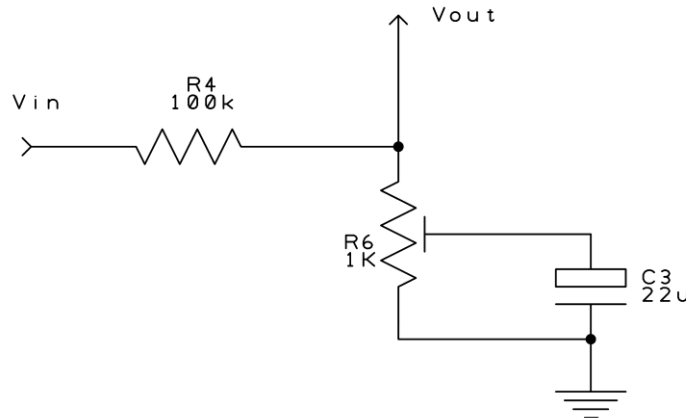


FIGURA 20. RED DE RETROALIMENTACIÓN DEL FUZZ FACE

Hay varios motivos por los que se emplea la retroalimentación negativa en el diseño de amplificadores. Mediante esta técnica se obtiene un valor de ganancia menos sensible a variaciones que puedan tener los transistores. Reduce la distorsión no-lineal provocando una ganancia constante. Reduce el ruido, minimizando la contribución de señales no deseadas y finalmente, extiende la banda de paso del amplificador [16]. Todas estas propiedades se obtienen a costa de una bajada de ganancia y mediante el potenciómetro R_6 se controla parcialmente la cantidad de señal que se quiere retroalimentar.

Tal y como se ve en la Figura 21, con el potenciómetro al máximo el condensador C_3 derivará la red de retroalimentación negativa a tierra, haciendo que el circuito funcione con su máxima ganancia. Cuando se coloca el potenciómetro al mínimo, gran parte de la señal es devuelta a la base del transistor $Q1$, lo cual disminuye la ganancia.

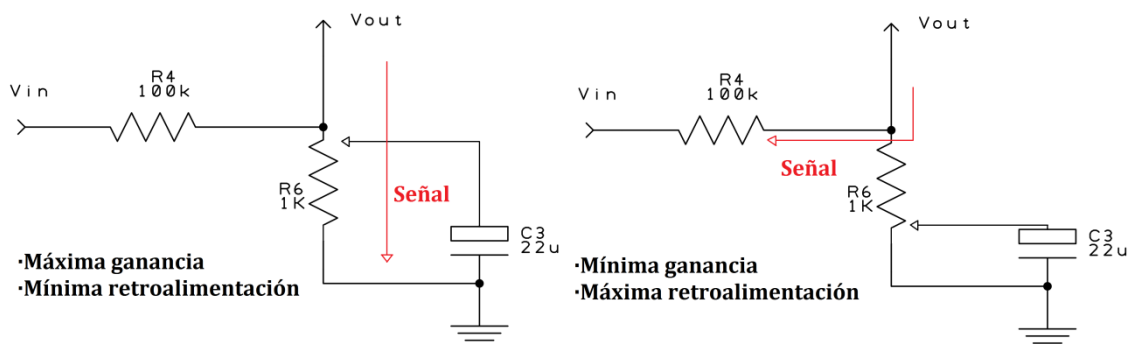


FIGURA 21. EFECTO DE LAS DIFERENTES POSICIONES DEL POTENCIOMETRO R6

La frecuencia de corte del filtro paso bajo que forma el condensador C_3 , aplicando la ecuación (2) es igual a 7.95Hz. Solo señales debajo de esa frecuencia se verán atenuadas, y está bastante alejada del rango auditivo, por lo que su contribución a la respuesta de frecuencia se puede despreciar.

3.1.2 Simulaciones en Spice

Para realizar las simulaciones del circuito se ha empleado el software de SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) de *Linear Technology*, LTspice IV [18].

Mediantes estas simulaciones se ha pretendido entender mejor el diseño del circuito y hacerse una idea de cómo será la respuesta del mismo, observando las salidas que se obtienen con entradas sinusoidales de diferentes frecuencias y amplitudes.

El primer paso con el LTspiceIV es lógicamente dibujar el circuito colocando los componentes apropiados y sus valores. Todos los componentes, incluyendo el transistor el modelo del transistor en concreto, están disponibles en las librerías que incluye el propio programa. Para observar el efecto de los potenciómetros, estos han sido sustituidos por dos resistencias a las que se les ha ido cambiando su valor. El resultado es el mostrado en la Figura 22.

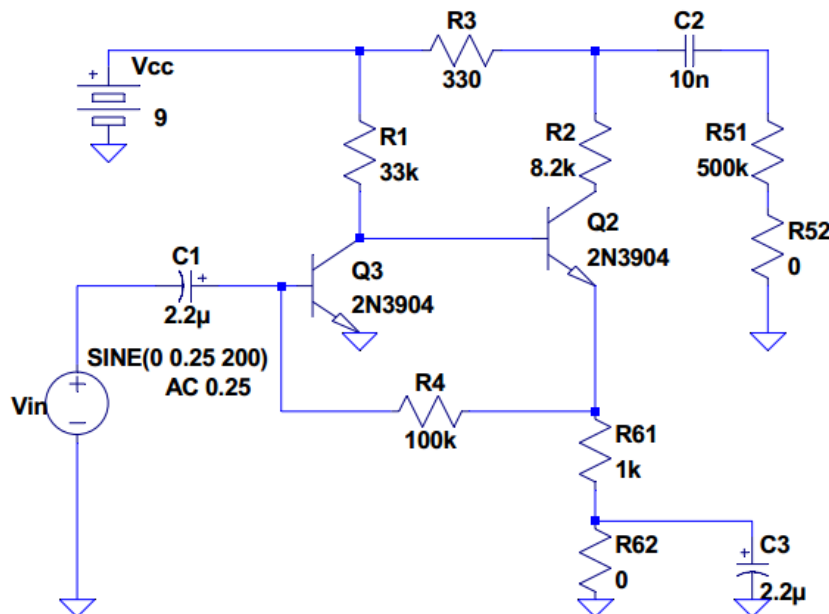


FIGURA 22. ESQUEMATICO DEL FUZZ FACE EN LTSPICEIV

a. **Análisis DC**

En primer lugar se han observado los valores de tensiones y corrientes de polarización para ser comparados con los obtenidos teóricamente.

	Tensiones			Corrientes	
	Teórico (V)	Simulación (V)		Teórico (μA)	Simulación (μA)
V_{B1}	0,70	0,62	I_{B1}	0,75	0,76
V_{C1}	1,48	1,34	I_{C1}	225,42	229,90
V_{E1}	0	0	I_{E1}	226,17	230,66
V_{B2}	1,48	1,34	I_{B2}	2,58	2,27
V_{C2}	2,40	3,10	I_{C2}	773,40	691,58
V_{E2}	0,77	0,69	I_{E2}	776,58	693,09

TABLA 1. COMPARACIÓN ENTRE VALORES CALCULADOS TEÓRICAMENTE Y SIMULADOS

En la Tabla 1 se han recopilado los valores obtenidos. Se puede ver que los valores están dentro del mismo orden. A primera vista se aprecia que SPICE ha calculado la tensión entre base y emisor $V_{BE} = 0.62V$ en vez de los $0.7V$ que se han tomado para realizar los cálculos. Cualquier otra diferencia en la forma de aproximar los valores ha debido de provocar las demás discrepancias entre los valores teóricos y simulados.

b. **Análisis frecuencial**

A continuación se ha realizado un análisis de corriente alterna, observándose la salida del circuito al realizar un barrido de frecuencia con distintos valores del potenciómetro R_6 .

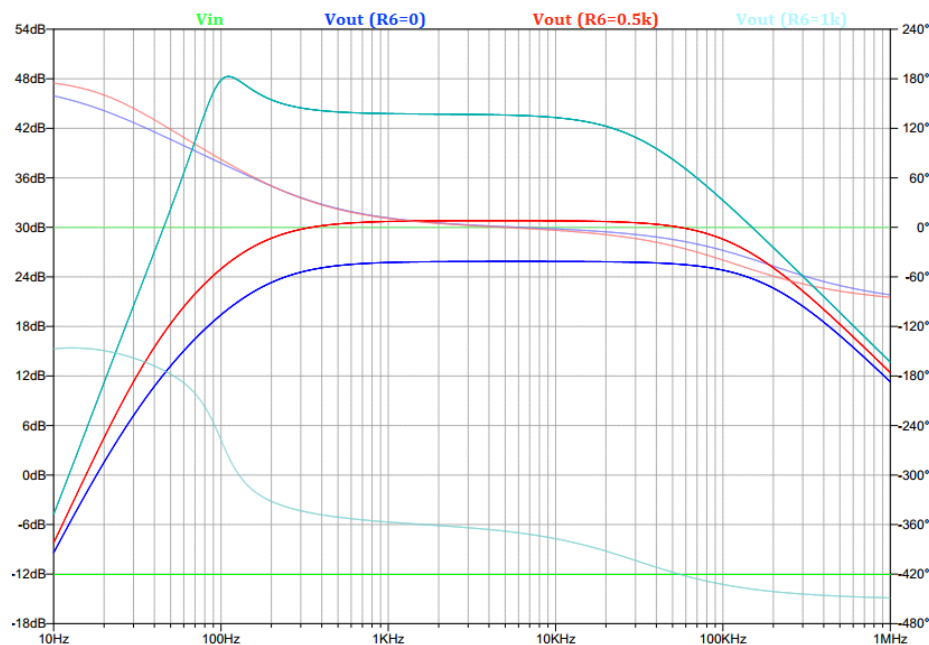


FIGURA 23. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FUZZ EN SPICE

Tal y como se ve en la Figura 23, el potenciómetro R_6 afecta considerablemente sobre la ganancia de la salida, atenuando unos 5dB respecto la entrada cuando se pone al mínimo y amplificando 12dB en su otro extremo. También se observa un pico cerca de los 100Hz en esa posición.

En cualquier caso, se aprecia una atenuación considerable en las frecuencias graves, incluso en una década encima del límite inferior de las frecuencias audibles. Para frecuencias altas, empieza a atenuar muy por encima de lo que se puede llegar a apreciar con el oído humano.

Considerándose el circuito como un filtro paso banda, sus frecuencias de corte estarían en 150Hz y 250KHz.

c. *Análisis temporal*

Se han realizado varias simulaciones variando los distintos parámetros del circuito para ver cómo estos afectan sobre la señal de salida observada respecto del tiempo y frecuencia. En primer lugar, se quiere ver el efecto que tiene el potenciómetro R_6 sobre la salida. Para ello se ha mantenido una señal de entrada con una frecuencia $f=200\text{Hz}$ y tensión $V_{in}=0.2V_{pp}$ constante y se ha simulado con el potenciómetro en cada extremo y en un punto medio.

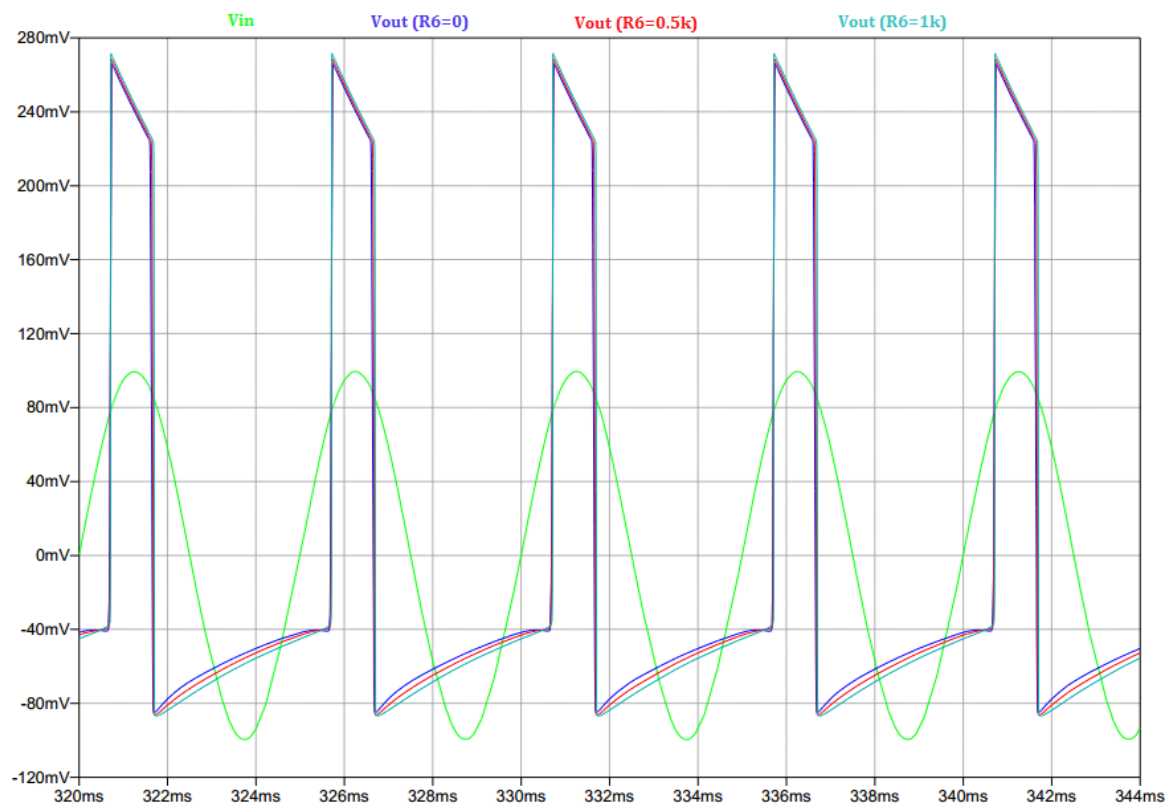


FIGURA 24. EFECTO DEL POTENCIOMETRO R6 SOBRE LA SALIDA DEL FUZZ

A primera vista, en la Figura 24 se puede apreciar que la salida es la esperada en un efecto fuzz tal y como se han descrito en el apartado 2.2.1. También se aprecia el recorte asimétrico característico del efecto.

Además, se observa que el potenciómetro R_6 afecta de manera relativamente sutil sobre la salida, haciendo tan solo un recorte ligeramente más brusco al aumentar su valor.

Sin embargo, su efecto se vuelve más evidente cuando se observa su respuesta en frecuencia mediante la FFT (*Fast Fourier Transform*) en la Figura 25. Se puede apreciar como con el potenciómetro R_6 al mínimo se atenúan considerablemente los armónicos.

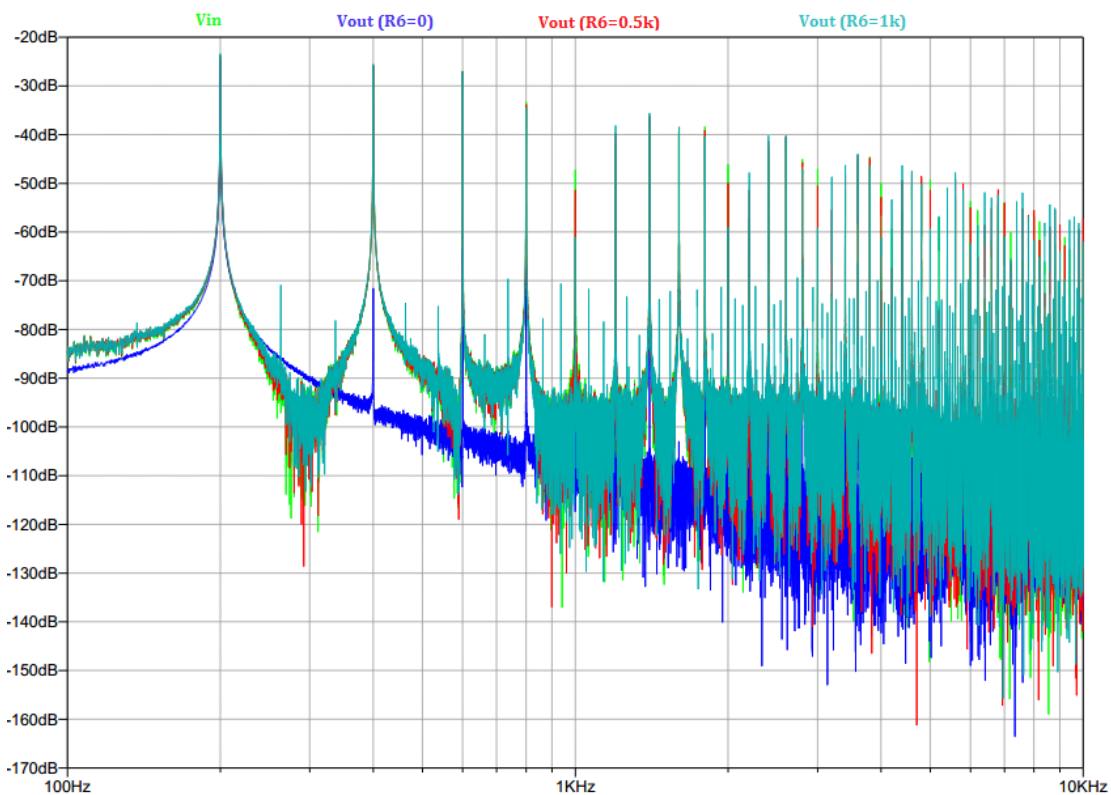


FIGURA 25. EFECTO DEL POTENCIOMETRO R6 SOBRE LA FFT DE LA SALIDA DEL FUZZ

A continuación se observa el efecto de la amplitud de la señal de entrada sobre la salida en la Figura 26, esta vez manteniendo el potenciómetro en su estado intermedio. A simple vista se aprecia como al aumentar la amplitud de entrada, la salida sufre un recorte cada vez más asimétrico, siendo el semi-ciclo positivo cada vez más estrecho. También se ve como la señal se centra en valores cada vez más altos conforme se aumenta la amplitud de entrada. Sin embargo, la amplitud permanece prácticamente constante en unos 450mVpp por mucho que cambie la amplitud de la entrada, por lo que podría decirse que el efecto comprime drásticamente la señal.

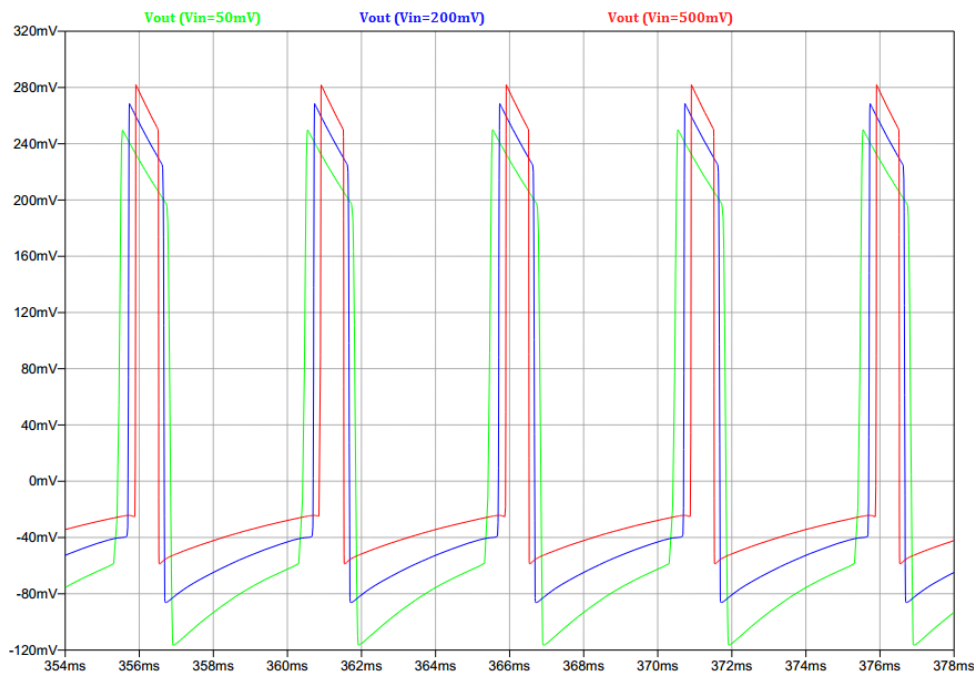


FIGURA 26. EFECTO DE LA AMPLITUD DE LA SEÑAL DE ENTRADA SOBRE LA SALIDA DEL FUZZ

Si se ve respecto de la frecuencia (Figura 27) tan solo se aprecia cierta variación en la amplitud.

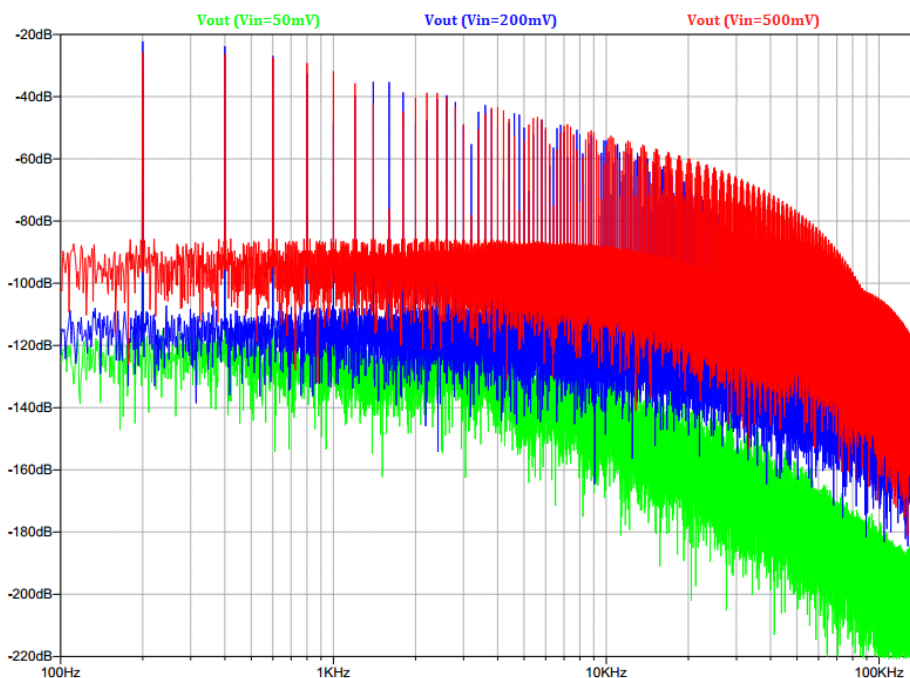


FIGURA 27. FFT DEL EFECTO DE LA AMPLITUD DE LA SEÑAL DE ENTRADA SOBRE LA SALIDA DEL FUZZ

A continuación se compara la salida para entradas a distintas frecuencias, habiendo mantenido la amplitud de la señal a $V_{in}=0.2V_{pp}$ y el potenciómetro R_6 en su estado intermedio. Observando las Figura 28, Figura 29, Figura 30 y Figura 31 se aprecia claramente cómo conforme se aumenta la frecuencia, la señal de salida

tiende a parecerse más a una señal rectangular. La parte de cada periodo que cubre cada semi-ciclo y la amplitud de la señal se mantienen prácticamente constantes.

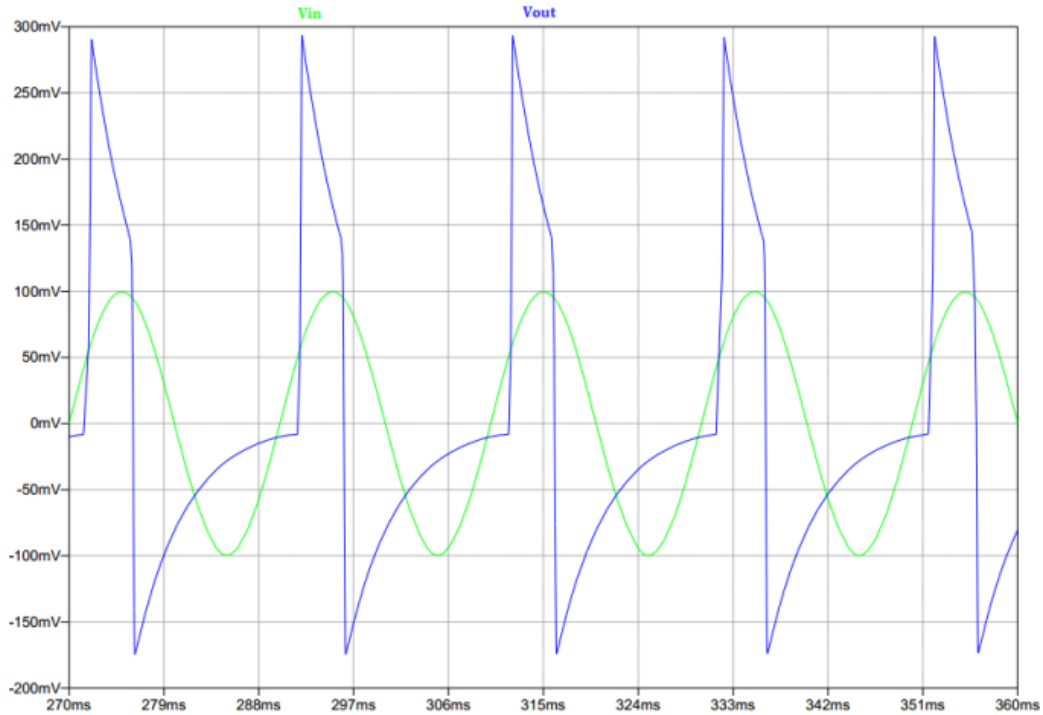


FIGURA 28. SALIDA DEL FUZZ A 50HZ

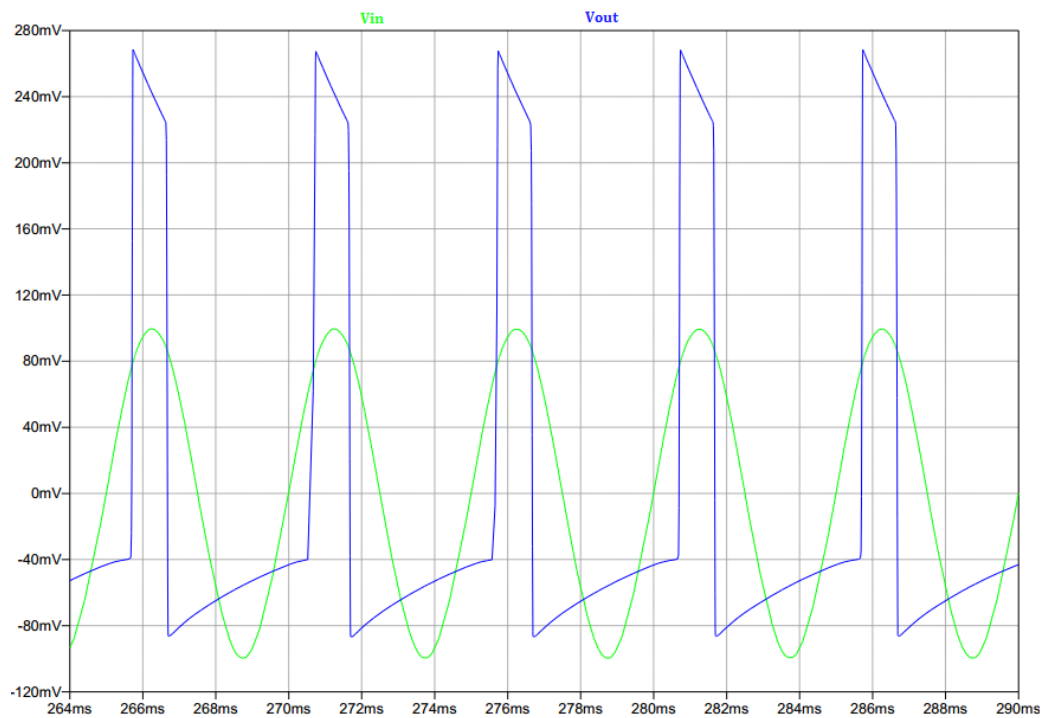


FIGURA 29. SALIDA DEL FUZZ A 200HZ

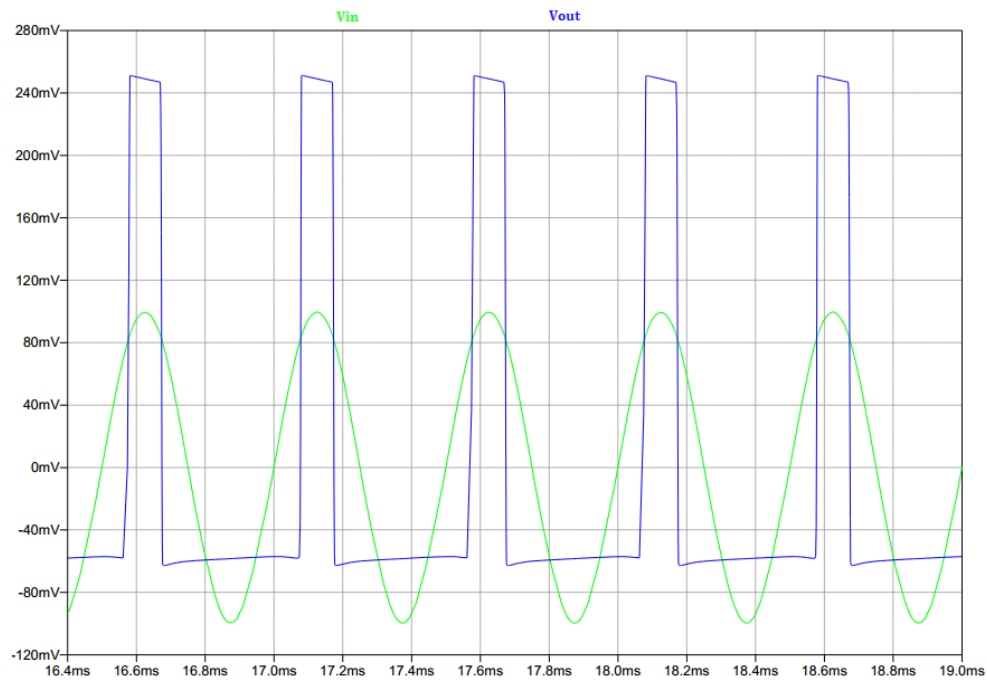


FIGURA 30. SALIDA DEL FUZZ A 2KHZ

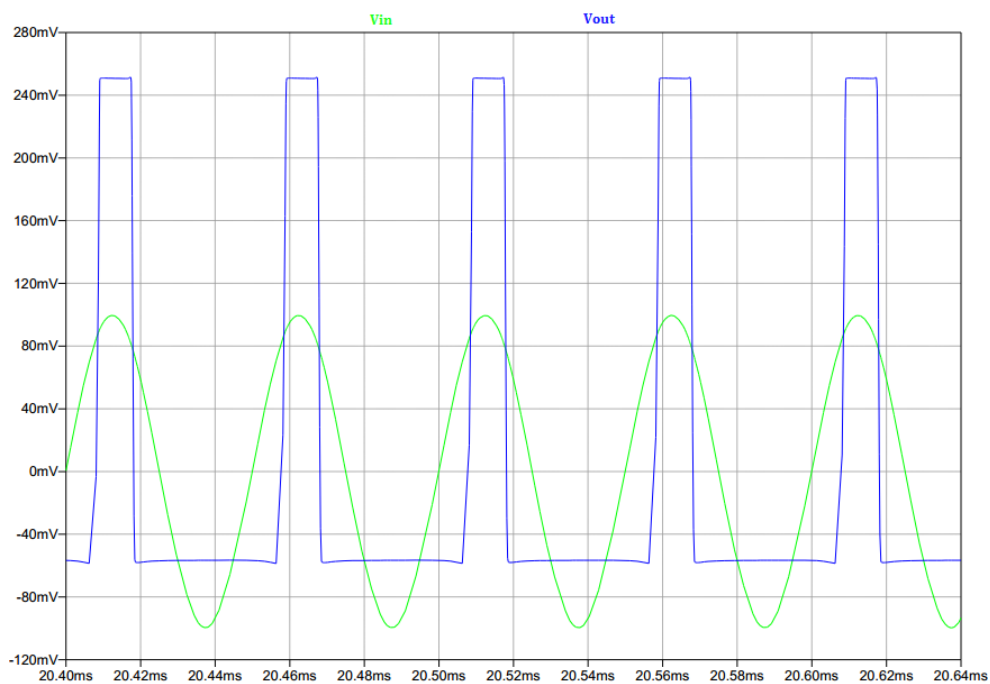


FIGURA 31. SALIDA DEL FUZZ 20KHZ

Mediante el comando de LTspice “.four” se ha calculado la distorsión armónica total, también llamada *THD (Total Harmonic Distortion)* para todas las pruebas realizadas. Los resultados obtenidos para este efecto son ridículamente grandes si se comparan con los valores de THD normalmente buscados en amplificadores. Sin embargo en un efecto que busca distorsionar la señal, es lógico que se obtengan valores en este orden.

Se observa en la Tabla 2 que el *THD* obtenido en la salida aumenta según se amplifica la señal de entrada.

Vin (mVpp)	THD (%)
50	79,18
200	112,99
500	152,2

TABLA 2. THD PARA DISTINTAS TENSIONES DE ENTRADA DEL FUZZ

De la misma forma pero algo más sutilmente, se ha observado (Tabla 3) que el potenciómetro R_6 también influye en el *THD*.

Valor del potenciómetro R6	THD (%)
Mínimo	109.24
Intermedio	113.06
Maximo	116.06

TABLA 3. THD PARA DISTINTAS POSICIONES DEL POTENCIOMETRO R6

Por último, como era de esperar, se ha visto que variar el potenciómetro del volumen, R_5 altera la amplitud de la señal de salida de forma lineal.

3.1.3 Pruebas en placa de pruebas

Antes de pasar a realizar el montaje final, se han realizado unas medidas colocando los componentes del circuito sobre una placa de pruebas.

Una vez montado el circuito tal y como se ve en la Figura 32, se ha alimentado el circuito con una fuente de alimentación de continua a 9V, que hace el papel de la pila.

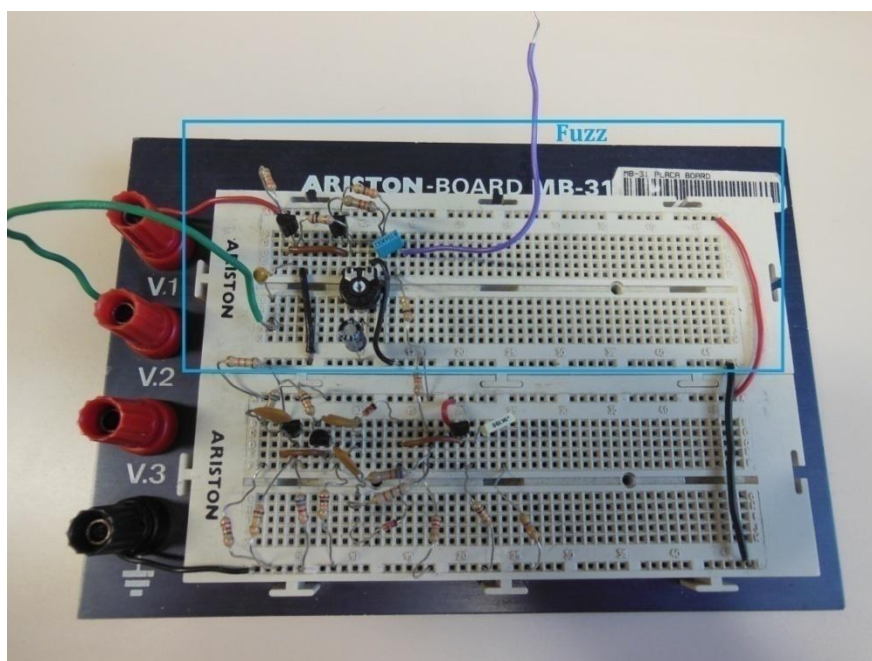


FIGURA 32. MONTAJE EXPERIMENTAL DEL FUZZ

La entrada del circuito se ha conectado a un generador de señales y se han tomado numerosas capturas de las formas de onda con la ayuda de un osciloscopio conectado tanto a la entrada como a la salida.

Comparándose el caso de $f=50\text{Hz}$ y $V_{in}=0.5V_{pp}$ de la Figura 33 con su equivalente simulado, Figura 28, se puede apreciar que para el montaje provisional los picos de la salida son mucho más pronunciados. A parte de eso, en términos de amplitud y asimetría en los semi-ciclos sí que parecen ser equivalentes.

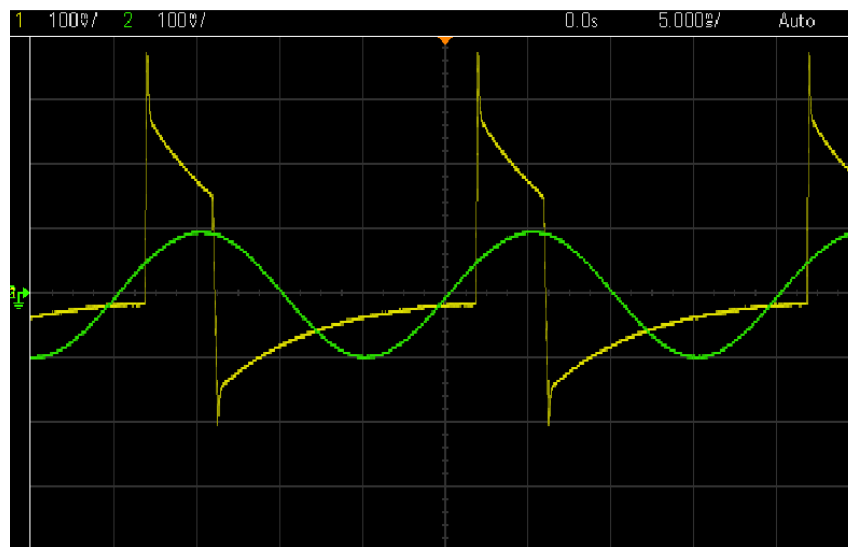


FIGURA 33. MEDIDA DE TENSION EN LA ENTRADA Y SALIDA DEL FUZZ A $F=50\text{Hz}$ Y $V_{in}=0.2V_{pp}$

Al igual que en las simulaciones, al aumentar la frecuencias estos picos empiezan a desaparecer, quedando la forma de la señal prácticamente rectangular, tal y como se aprecia en el caso de 20kHz de la Figura 34.

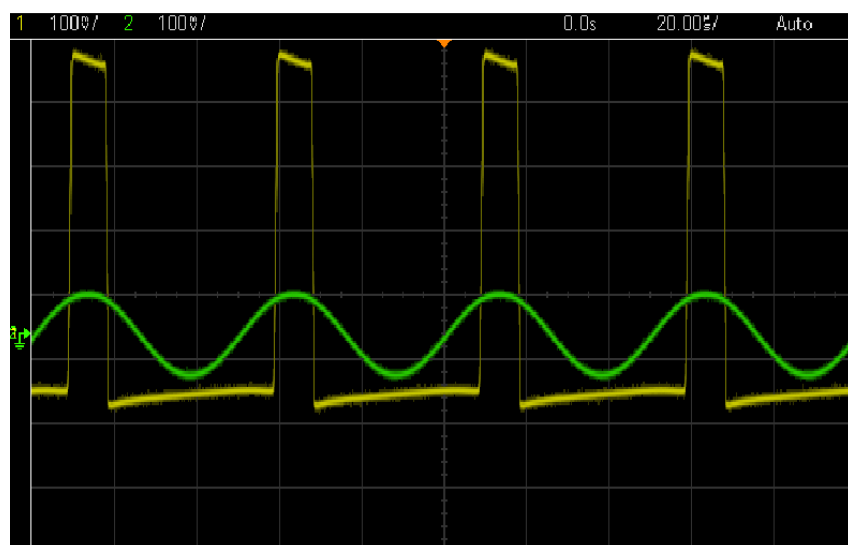


FIGURA 34. MEDIDA DE TENSIONE EN ENTRADA Y SALIDA DEL FUZZ A $F=20\text{KHz}$ Y $V_{in}=0.2V_{pp}$

3.2 Octavador/Ring-modulator

En el apartado 2.2.2, se ha intentado describir el efecto que realiza sobre la señal el segundo circuito implementado en el proyecto. A continuación se hará un análisis más preciso del funcionamiento del circuito.

Una vez más, los elementos que componen el circuito son tan básicos como resistencias, condensadores, transistores y adicionalmente para este caso, diodos. Se han empleado los mismos transistores que en el diseño original, ya que siguen siendo de fácil adquisición. Los transistores Q1 y Q3 son 2N5088 [7.3.4] y el Q2 es 2N3906 [7.3.3], que es la versión PNP de los empleados para el Fuzz, los 2N3904. En el diseño original se empleaba el diodo 1N914, pero para este proyecto se ha utilizado una versión más moderna del mismo, el 1N4148 [7.3.1], cuya única diferencia es una corriente de fuga mejor.

3.2.1 Análisis del circuito

Se realiza a continuación un análisis en continua del circuito mostrado en la Figura 35 (ampliada en 7.2.2) para obtener los puntos de polarización de los transistores y se explican las diferentes partes del circuito.

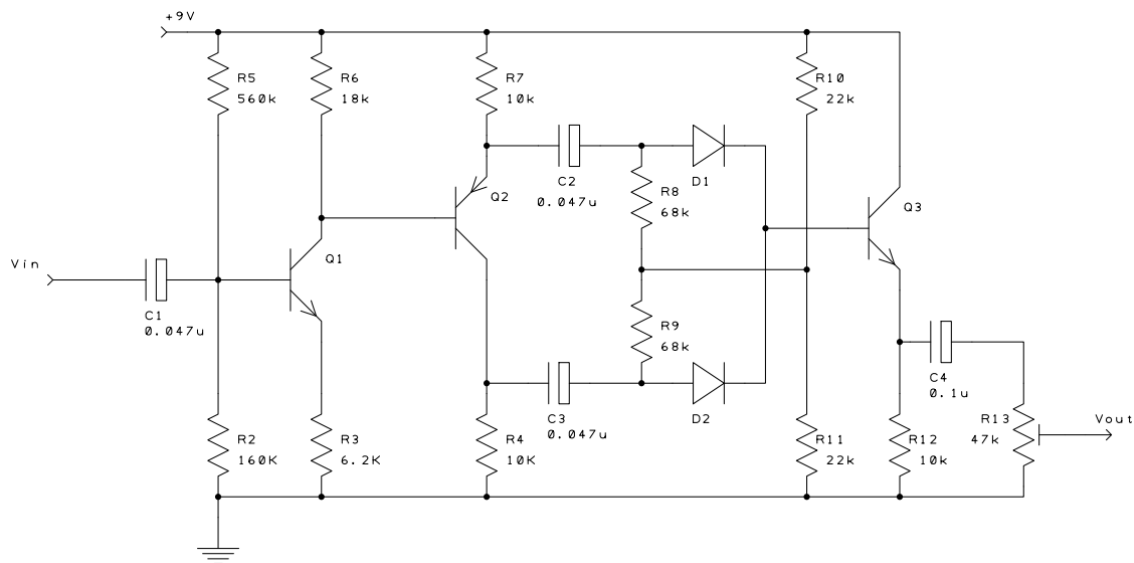


FIGURA 35. ESQUEMATICO DEL GREEN RINGER

a. Análisis DC

El circuito empieza con una etapa de amplificación polarizada por un divisor de voltaje. Su modelo DC quedar representado en la Figura 36.

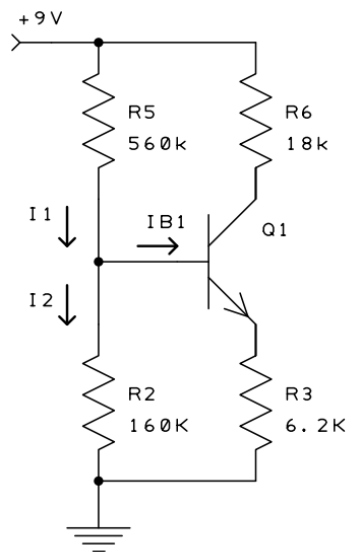


FIGURA 36. MODELO DC DEL CIRCUITO DE POLARIZACIÓN DEL PRIMER TRANSISTOR DEL OCTAVER

Aplicando la Ley de corrientes de Kirchoff se obtiene (17).

$$I_1 = I_2 + I_{B1}$$

(17)

Operando sobre cada corriente aplicando la Ley de Ohm se obtiene la ecuación (18).

$$\frac{V_{CC} - V_{B1}}{R_5} = \frac{V_{B1}}{R_2} + \frac{V_{B1} - V_{BE1}}{R_3 \cdot (\beta_1 + 1)}$$

(18)

Sustituyendo los valores de las resistencias mostrados en la Figura 36 y que el transistor 2N5088 tiene una $\beta = 1434$ se obtiene:

$$V_{B1} = 1.98V$$

$$V_{E1} = V_{B1} - V_{BE1} = 1.28V$$

Con ese valor de tensión de base se obtienen las corrientes I_1 , I_2 y I_B con facilidad aplicando las Leyes de Ohm y Kirchoff:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{R_5} = 12.54\mu A$$

$$I_2 = \frac{V_{B1}}{R_2} = 12.39\mu A$$

$$I_{B1} = I_1 - I_2 = 145.71nA$$

Una vez obtenida la corriente de base se calcula la del colector.

$$I_{C1} = I_{B1} \cdot \beta_1 = 208.95\mu A$$

Lo cual nos permite saber la tensión en el colector.

$$V_{C1} = V_{CC} - I_{C1} \cdot R_6 = 5.24V$$

Por último, la tensión entre el colector y el emisor resulta en el siguiente valor:

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = 3.96V$$

Nótese que en comparación con el caso del *Fuzz*, este valor se acerca considerablemente a los $V_{CC}/2$ que se suele obtener en aplicaciones de amplificación.

Una vez obtenidos estos valores, resulta fácil observando la Figura 35 deducir que la tensión del colector del primer transistor V_{C1} es la de la base V_{B2} del segundo.

$$V_{B2} = V_{C1} = 5.24V$$

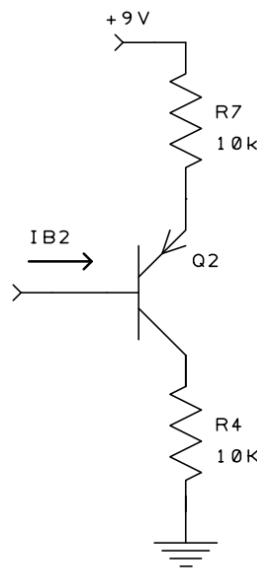


FIGURA 37. MODELO DC DEL CIRCUITO DE POLARIZACIÓN DEL SEGUNDO TRANSISTOR DEL OCTAVADOR

Se procede a obtener los demás valores tensión del circuito de la Figura 37. Aplicando la Ley de Kirchhoff de tensión:

$$V_{E2} = V_{C1} + V_{BE2} = 5.94V$$

Para la tensión del colector se emplea la Ley de Ohm sobre la resistencia R_4 , resultando en la expresión (19).

$$V_{C2} = I_{C2} \cdot R_4$$

(19)

Se realiza una aproximación en la que se asume que la corriente del colector es igual a la del emisor, y esta última se obtiene con la siguiente expresión:

$$I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{E2}}{R_7} = 306\mu A$$

Aplicándolo sobre la ecuación (19) se obtiene la tensión del emisor:

$$V_{C2} = 3.06V$$

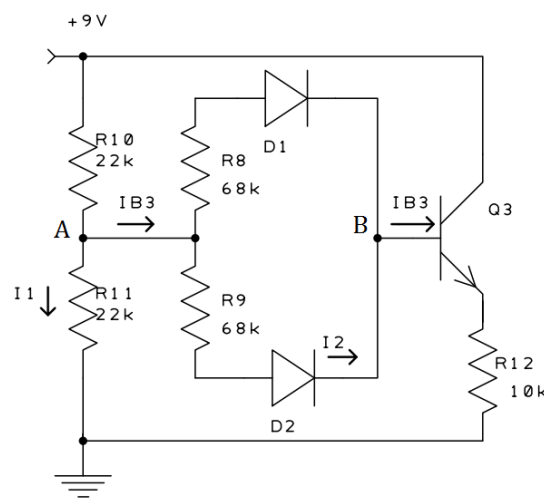


FIGURA 38. MODELO DC DEL CIRCUITO DE POLARIZACIÓN DEL TERCER TRANSISTOR

En la Figura 38 se ve que el colector del tercer transistor Q_3 está conectado a los 9V de alimentación.

$$V_{C3} = 9V$$

Por simplificar los cálculos, primero se calculan los valores máximos de corriente para obtener las tensiones. Para este caso, la corriente del emisor y el colector serán iguales y sabiendo que al ser el mismo transistor que el Q_3 tienen la misma $\beta = 1434$:

$$I_{C3(max)} \approx I_{E3(max)} = \frac{V_{C3}}{R_{12}} = 900\mu A$$

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta} = 523.01nA$$

Para obtener la corriente I_1 se emplea el nodo A, igualando la tensión en el nodo obtenida desde diferentes lados, obteniendo la expresión (20).

$$I_1 \cdot R_{11} = V_{CC} - (I_1 + I_{B3}) \cdot R_{10}$$

(20)

Operando se obtiene:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - I_{B3} \cdot R_{10}}{R_{11} + R_{10}} = 204.28 \mu A$$

Aplicado la Ley de Ohm sobre la resistencia R_{12} se obtiene:

$$V_A = I_1 \cdot R_{12} = 4.49V$$

Se calcula la caída de tensión entre el nodo A y la base del tercer transistor Q_3 , nodo B, asumiendo una caída de tensión del diodo de $V_D = 0.7V$ y sabiendo $I_2 = I_{B3}/2$.

$$V_{AB} = I_2 \cdot R_8 + V_D = 0.72V$$

Se aplica la Ley de Kirchoff de tensiones para obtener la tensión en el emisor:

$$V_{E3} = V_A - V_{AB3} + V_{BE3} = 3.77V$$

$$V_{B3} = V_{E3} + V_{BE3} = 4.47V$$

b. Explicación del funcionamiento

Para explicar su funcionamiento, se ha dividido en el circuito en las 3 partes mostradas en la Figura 39.

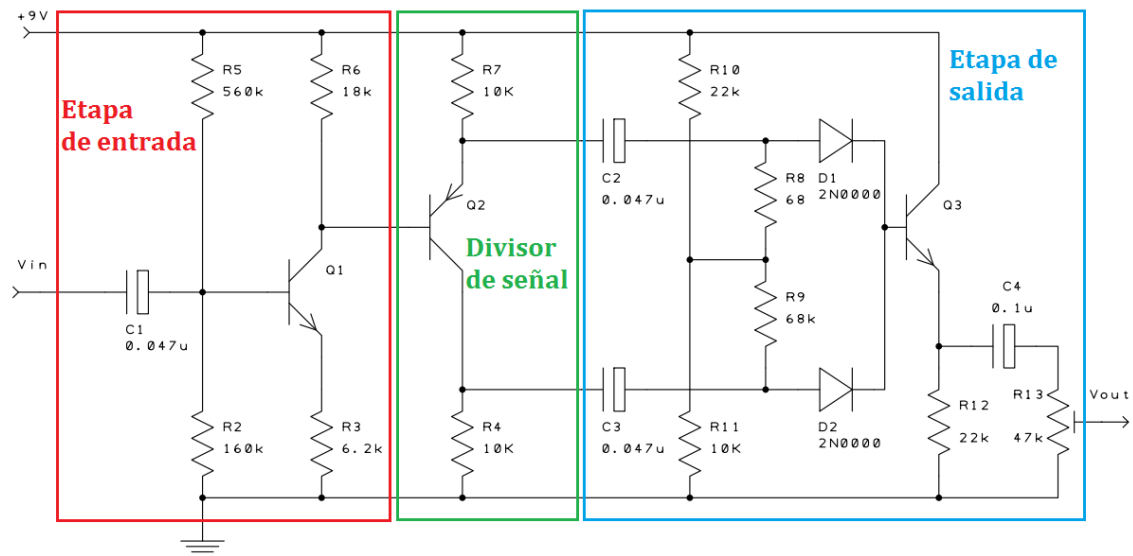


FIGURA 39. ESQUEMÁTICO DEL GREEN RINGER SEPARADO EN PARTES

La etapa de entrada es un amplificador polarizado mediante divisor de tensión (Figura 40).

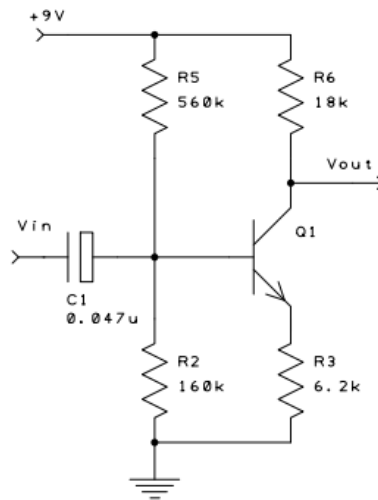


FIGURA 40. ETAPA DE ENTRADA DEL GREEN RINGER

Se calcula la ganancia en tensión para la salida con la siguiente expresión (21).

$$A_V = -\frac{R_C}{r_e}$$

(21)

Siendo $R_C=R_6=18k\Omega$ y $r_e = 26mV/I_E$, se obtiene:

$$A_V = 142.91 (43.10dB)$$

El condensador $C1$ cumple la misma función que el correspondiente en el *fuzz* (apartado 3.1.1). Sin embargo este tiene una frecuencia de corte considerablemente alta $f_c=338,63Hz$.

La parte del circuito mostrada en la Figura 41 tiene la función de dividir la señal en 2 señales con la misma forma que la de entrada pero desfasadas 180° entre sí. Las resistencias R_7 y R_8 están polarizando el transistor *PNP*, al cual se le conecta una salida en el colector y el emisor. Estas salidas serán iguales en amplitud ya que está polarizado con resistencias del mismo valor en el colector y emisor.

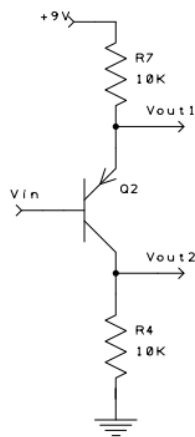


FIGURA 41. ETAPA DE DIVISOR DE SEÑAL DEL GREEN RINGER

En la Figura 42 se ve como efectivamente la entrada queda duplicada con una de las dos salidas desfasadas 180°.

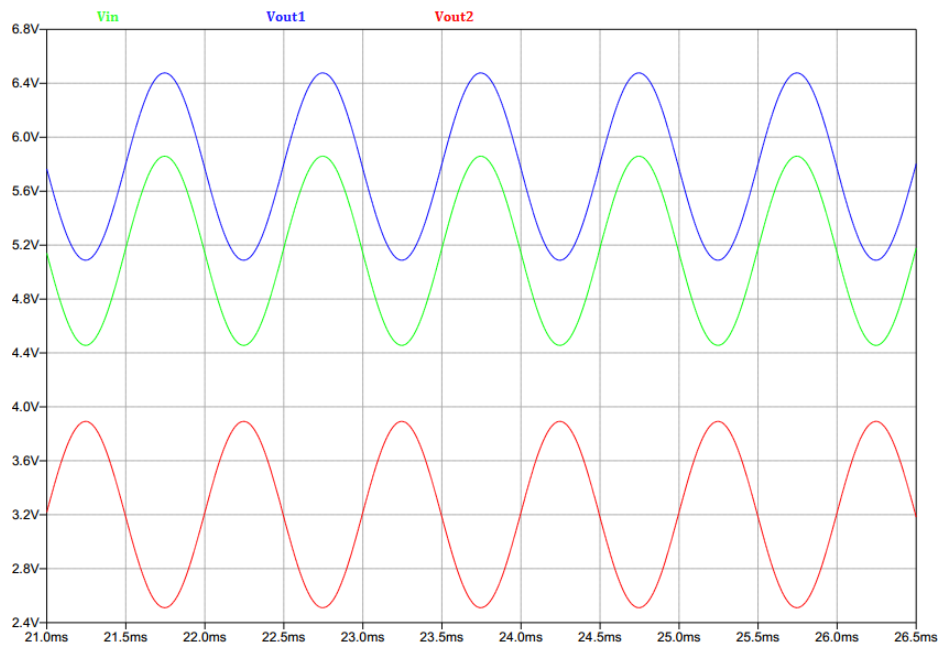


FIGURA 42. SALIDAS DE LA ETAPA DE DIVISIÓN DE SEÑAL DEL GREEN RINGER PARA

La parte del circuito mostrada en la Figura 43 se encarga de rectificar las señales de entrada V_{in1} y V_{in2} (correspondientes a las V_{out1} y V_{out2} del caso anterior) dejando solo el semi-ciclo positivo de cada señal, para ser posteriormente juntadas en la base del transistor.

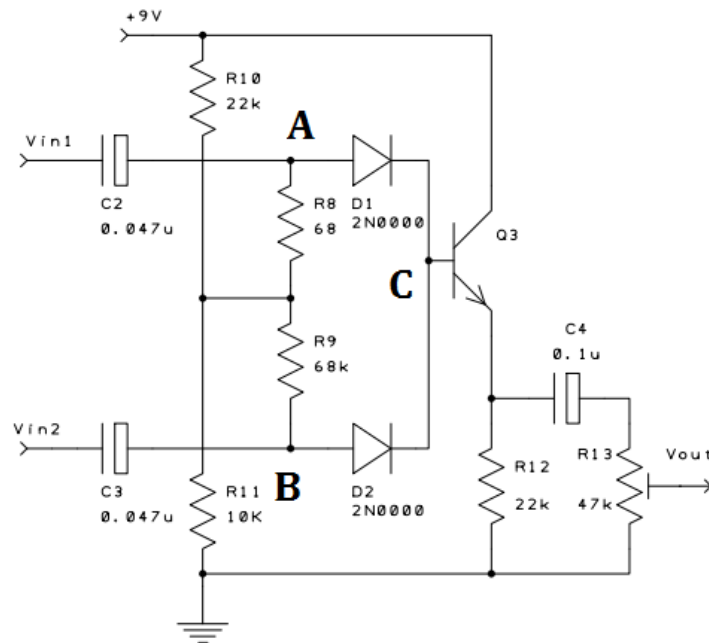


FIGURA 43. ETAPA DE SALIDA DEL GREEN RINGER

En primer lugar los condensadores C_2 y C_3 se encargan de eliminar la tensión DC de cada lado y entonces con las resistencias R_8 , R_9 , R_{10} y R_{11} se polariza cada diodo a un valor de tensión común de 4.47V, que coincide con la tensión de polarización en la base del tercer transistor Q_3 . Esto queda mostrado en la Figura 44 en donde se muestra la tensión a cada lado de los condensadores C_2 y C_3 .

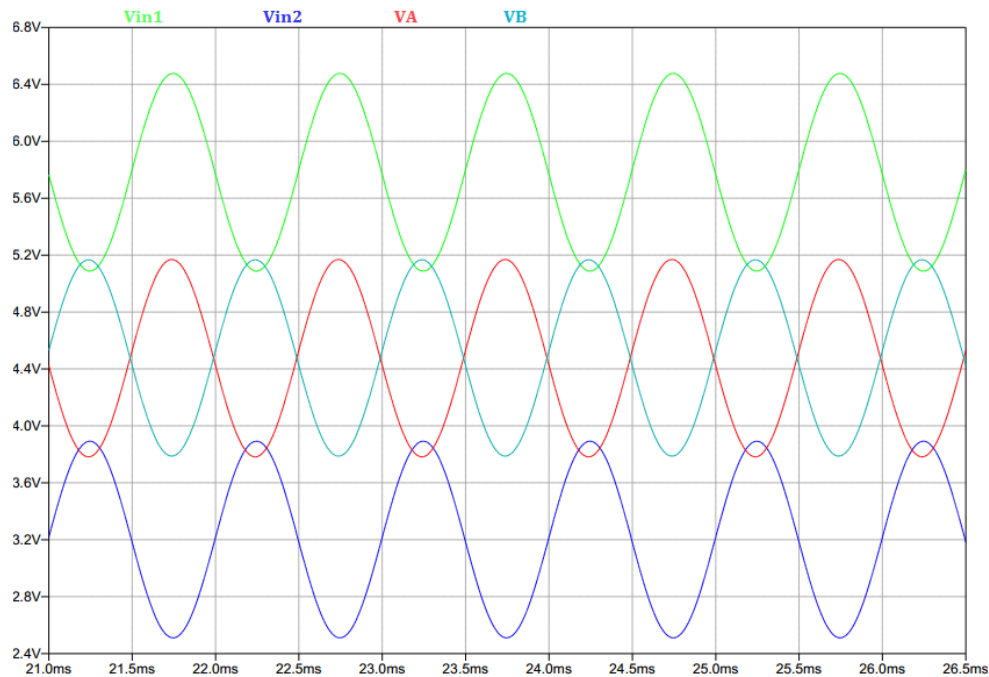


FIGURA 44. FORMAS DE ONDA DE LAS TENSIONES EN LAS ENTRADAS DE LA ETAPA DE DIVISION DE SEÑAL Y EN LOS PUNTOS A Y B

Los diodos D_1 y D_2 son los que se encargan de recortar el semi-ciclo negativo de las señales que reciben en los nodos A y B y al tener sus salidas cortocircuitadas entre sí en el nodo C , el resultado es una señal compuesta únicamente por los semi-ciclos positivos de la entrada, tal y como puede observarse en la Figura 45.

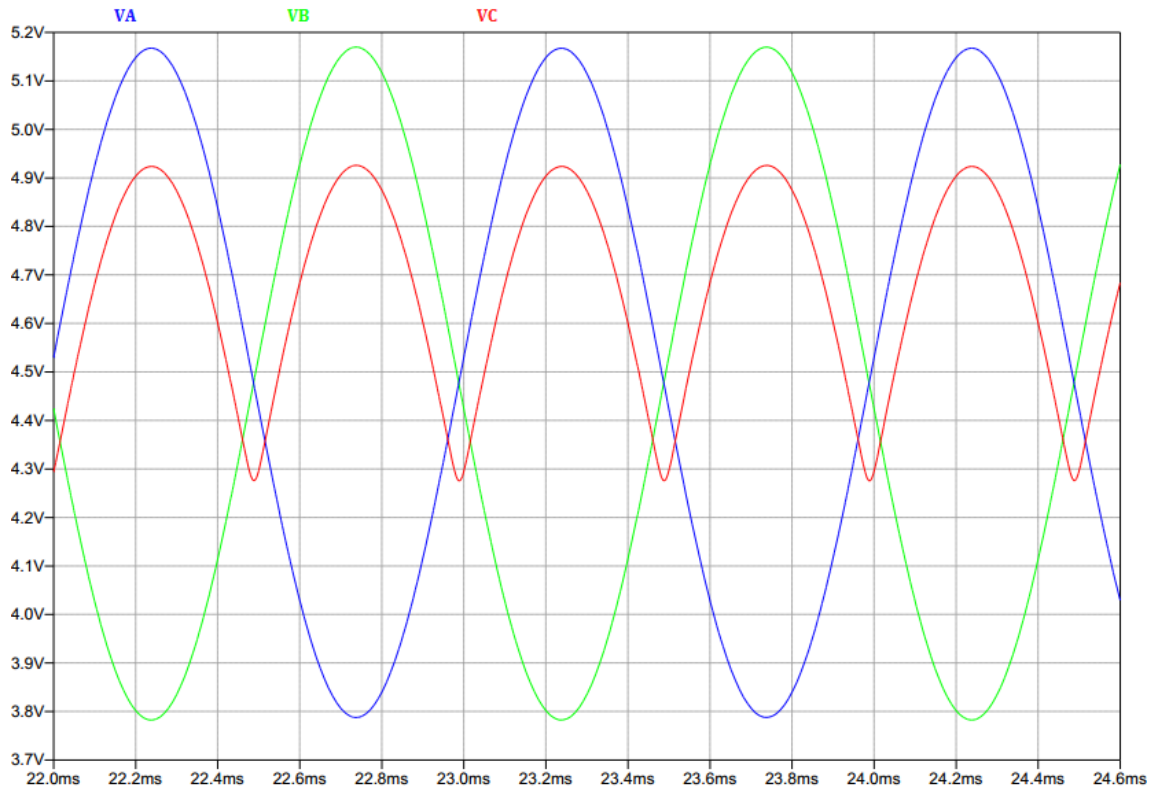


FIGURA 45. FORMAS DE ONDA DE LAS TENSIONES EN LOS NODOS A, B Y C

Esta es la forma en la que este circuito duplica la frecuencia. Es evidente que la señal de salida ha dejado de ser una sinusoidal como lo era la entrada, pero es una forma de onda relativamente similar con el doble de frecuencia.

3.2.2 Simulaciones en Spice

Al igual que para el caso del fuzz en el apartado 3.1.2, se han realizado las simulaciones del circuito con software de SPICE, LTspiceIV.

Una vez dibujado el circuito de la Figura 46 se han realizado las simulaciones pertinentes.

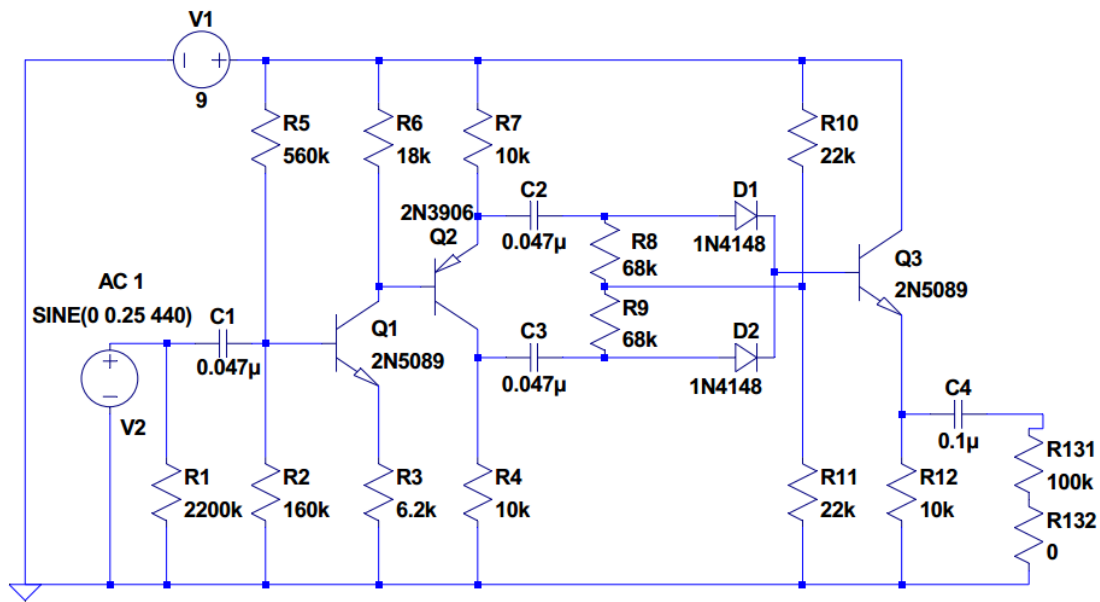


FIGURA 46. ESQUEMATICO DEL GREEN RINGER EN SPICE

a. *Análisis DC*

En este caso también se comienza con un análisis DC comparando los resultados de tensiones y corrientes obtenidos teóricamente con los simulados:

	Tensiones		Corrientes	
	Teórico (V)	Simulación (V)	Teórico (µA)	Simulación (µA)
VB1	1,98	1,96	IB1	0,15
VC1	5,24	5,16	IC1	208,95
VE1	1,28	1,33	IE1	206,45
VB2	5,24	5,16	IB2	1,02
VC2	3,06	3,20	IC2	306,00
VE2	5,94	5,78	IE2	306,00
VB3	4,47	4,27	IB3	0,52
VC3	9,00	9,00	IC3	377,00
VE3	3,77	3,63	IE3	377,52

TABLA 4. COMPARACIÓN ENTRE VALORES CALCULADOS TEORICAMENTE Y SIMULADOS

Tal y como se ve en la Tabla 4 los resultados son muy similares exceptuando las corrientes del tercer transistor, lo cual queda explicado por la forma en la que estas han sido aproximadas.

b. *Análisis frecuencial*

A continuación el análisis de la respuesta en frecuencia del segundo circuito.

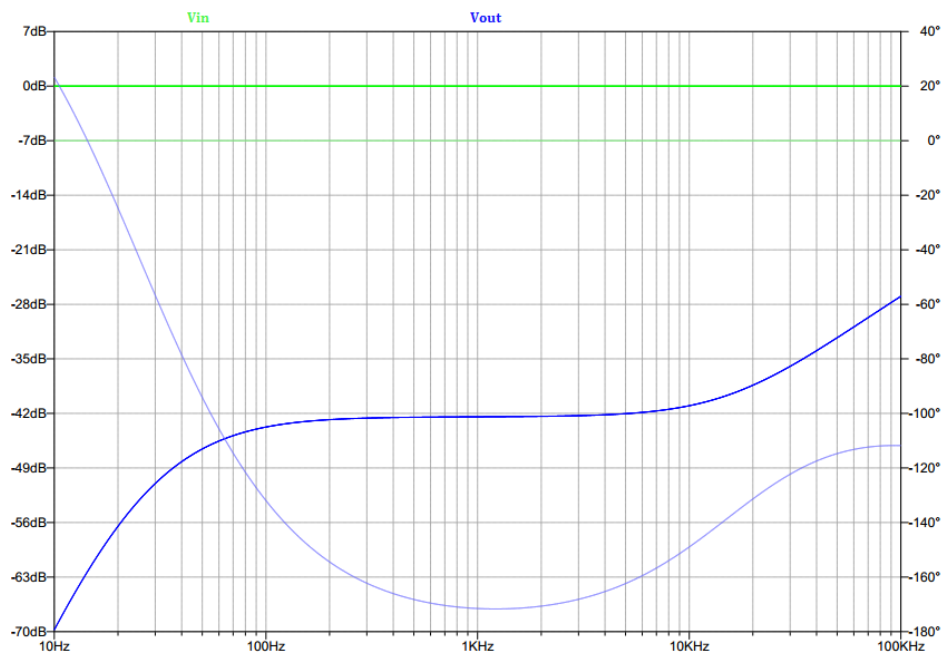


FIGURA 47. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL GREEN RINGER

Según la Figura 47 actúa como un filtro paso alto con una frecuencia de corte alrededor de los 58Hz, que es donde la amplitud de la señal se ha atenuado 3dB respecto los -42dB que hay sobre la parte plana.

La amplitud sigue subiendo a partir de los 16kHz, pero no se amplifica considerablemente hasta haber sobrepasado el límite superior de las frecuencias audibles.

c. *Análisis temporal*

Se procede a analizar la respuesta en el tiempo de la señal de salida del circuito conforme se varía la frecuencia, amplitud u otros parámetros de la señal de entrada.

En primer lugar, se han probado distintas frecuencias de la señal de entrada sinusoidal con una tensión $V_{in}=0.1V_{pp}$, el cual se ha considerado un valor típico que puede tener la salida de guitarra. Para una frecuencia de entrada $f = 50Hz$, se observa en la Figura 48 como la salida ha quedado ligeramente atenuada respecto a la entrada. Esto era de esperar después de ver la Figura 47 sub-apartado anterior.

A parte de eso se aprecia claramente cómo efectivamente la frecuencia ha sido duplicada en la salida. También se ve cómo la forma de onda en la salida ha sido alterada ligeramente, dejando de ser una sinusoidal perfecta. El resultado es

similar a una sinusoidal rectificada, con las puntas inferiores redondeadas. Se aprecia adicionalmente un pequeño retraso que aplica sobre la señal.

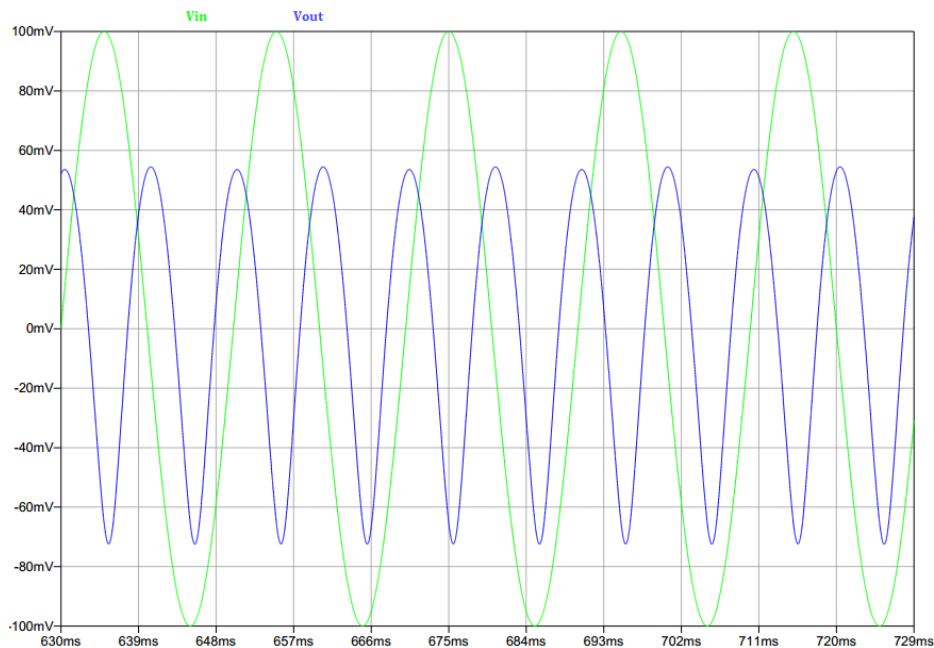


FIGURA 48. SALIDA DEL GREEN RINGER A F=50HZ

Si se analiza la respuesta en frecuencia para esa simulación, Figura 49, se ve claramente qué es lo que hace este efecto. En primer lugar se aprecia el pico a los 50Hz tanto para la entrada como la salida, quedando en la salida fuertemente atenuada (cerca de 40dBs). Mientras que la entrada no muestra más picos, la salida tiene un gran pico a exactamente 100Hz, es decir el doble de los 50Hz de la señal de entrada, lo cual significa que efectivamente está doblando la frecuencia. Estos son los armónicos dominantes, pero ya también se está distorsionando respecto a la señal original, se añaden muchos más armónicos.

A continuación presenta pequeños armónicos cada 50Hz, y otros más grandes pero cada vez más atenuados cada 100Hz.

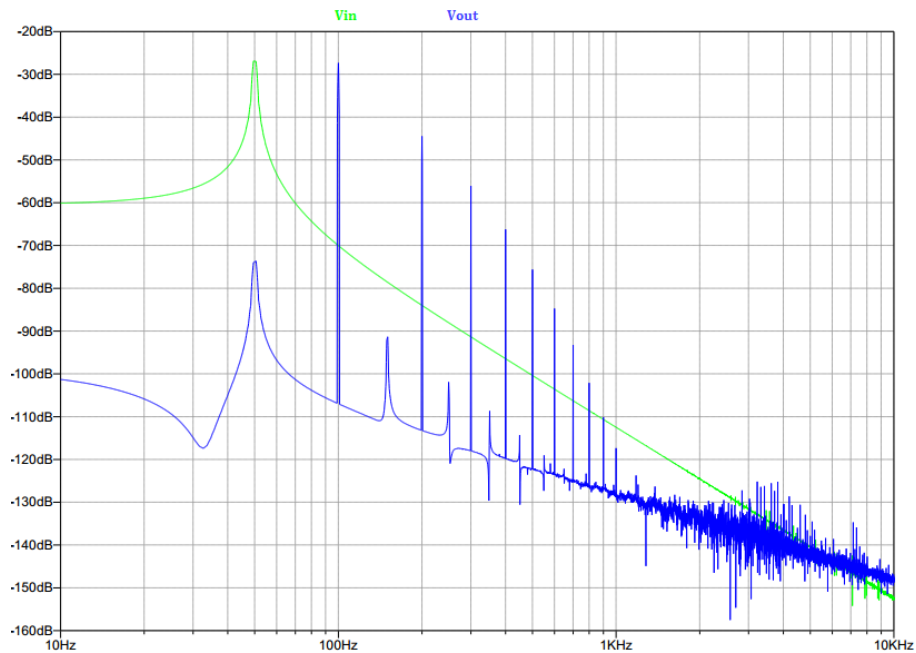


FIGURA 49. FFT DEL GREEN RINGER A F=50HZ

Al aumentar la frecuencia la señal de entrada, la salida deja ser atenuada tal y como se ve en la Figura 50, pero la forma sigue siendo la misma. El mencionado desfase entre entrada y salida se ha reducido ligeramente.

Se ha simulado también a 2kHz y 20kHz, pero no se ha apreciado ninguna diferencia en la forma o amplitud de la señal de salida.

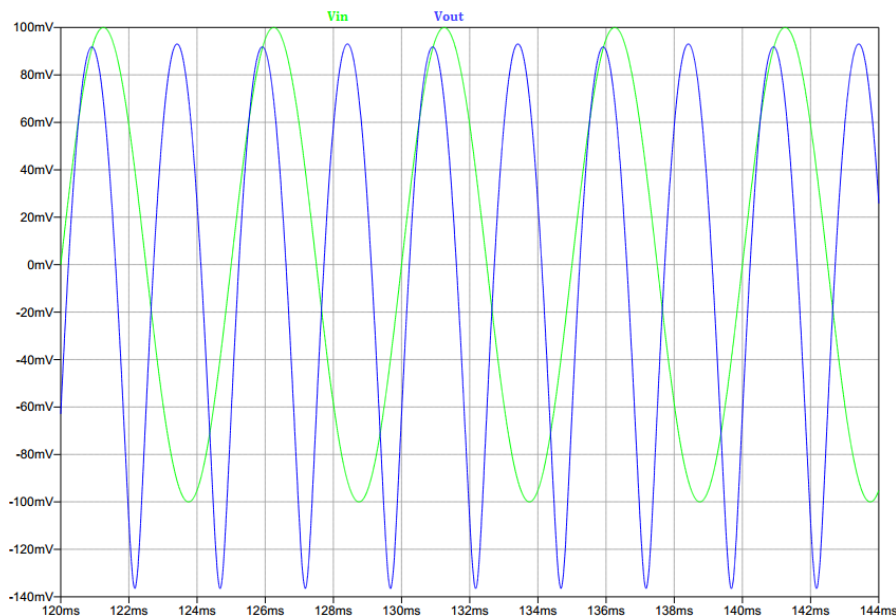


FIGURA 50. SALIDA DEL GREEN RINGER PA F=200HZ

En la Figura 51 se ha comparado la salida del efecto para distintas tensiones de la señal de entrada con una frecuencia constante de 200Hz. A diferencia del fuzz, la

amplitud de la salida depende linealmente de la de entrada, es decir, la señal no está siendo comprimida mientras no se lleguen a saturar los transistores, lo cual no ocurre con valores de amplitud de entrada superiores a los típicos que puede dar una guitarra eléctrica.

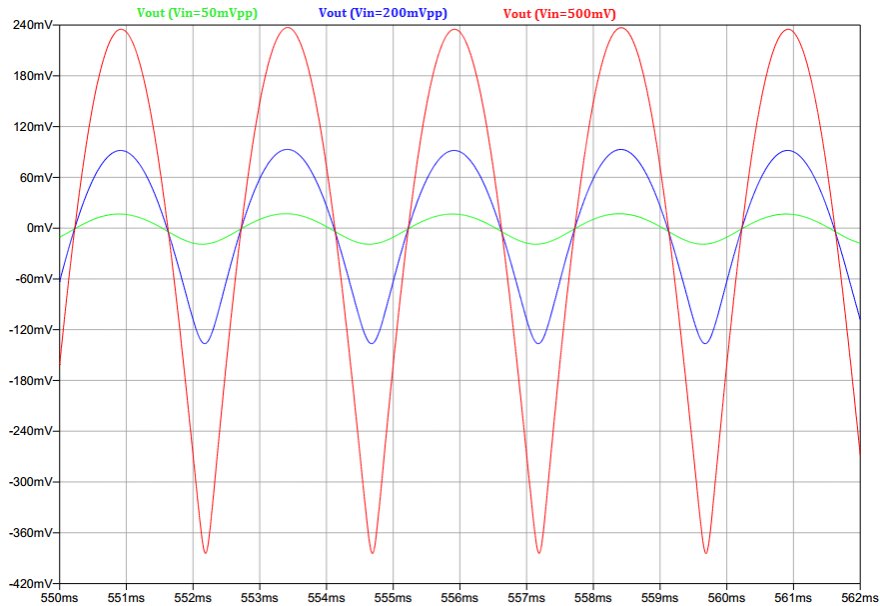


FIGURA 51. SALIDA DEL GREEN RINGER PARA DIFERENTES AMPLITUDES EN LA SEÑAL DE ENTRADA

A parte de eso, se puede apreciar cómo conforme se aumenta la tensión en la entrada, el semi-ciclo inferior de la señal de salida es cada vez más afilado y se parece menos a una señal sinusoidal como se demuestra a continuación.

Sobre los THD obtenidos en las pruebas de este efecto, cabe mencionar que son valores considerablemente menores a los obtenidos en el Fuzz. Para la única prueba en la que se han obtenido resultados conclusivos es en el que se ha variado la tensión de entrada.

Observando la Tabla 5, la cual recopila los valores de *THD* obtenidos en el experimento mencionado, se ve claramente como el aumento de la tensión de entrada influye directamente a la distorsión armónica de la salida. Esto confirma las sospechas mencionadas anteriormente de que la forma de la señal de salida se alejaba de una sinusoidal perfecta conforme se aumenta la tensión de entrada.

Vin (mVpp)	THD (%)
50	6
200	18,7
500	21,93
1000	22,29

TABLA 5. THD PARA DISTINTIAS TENSIONES DE ENTRADA DEL GREEN RINGER

Hasta aquí se ha visto como el efecto duplica la frecuencia de entrada cuando se le introduce una sola señal periódica (que puede ser una nota musical). Sin embargo, tal y como se ha comentado en el apartado 2.2.2, cuando se introduce más de una nota, no solo duplica la frecuencia, sino que también actúa como un *ring-modulator*, reproduciendo de esta forma también la suma y la diferencia entre dichas frecuencias.

Aunque es más difícil de distinguir a simple vista, observando atentamente la Figura 52, se puede ver como para una señal de entrada con la suma de notas LA_5 ($f_1=440\text{Hz}$) y su tercera, $DO\#_5$ ($f_2=553.37\text{Hz}$) la salida sigue oscilando el doble de veces que la entrada. Sin embargo se aprecian varias anomalías que no se pueden identificar con claridad.

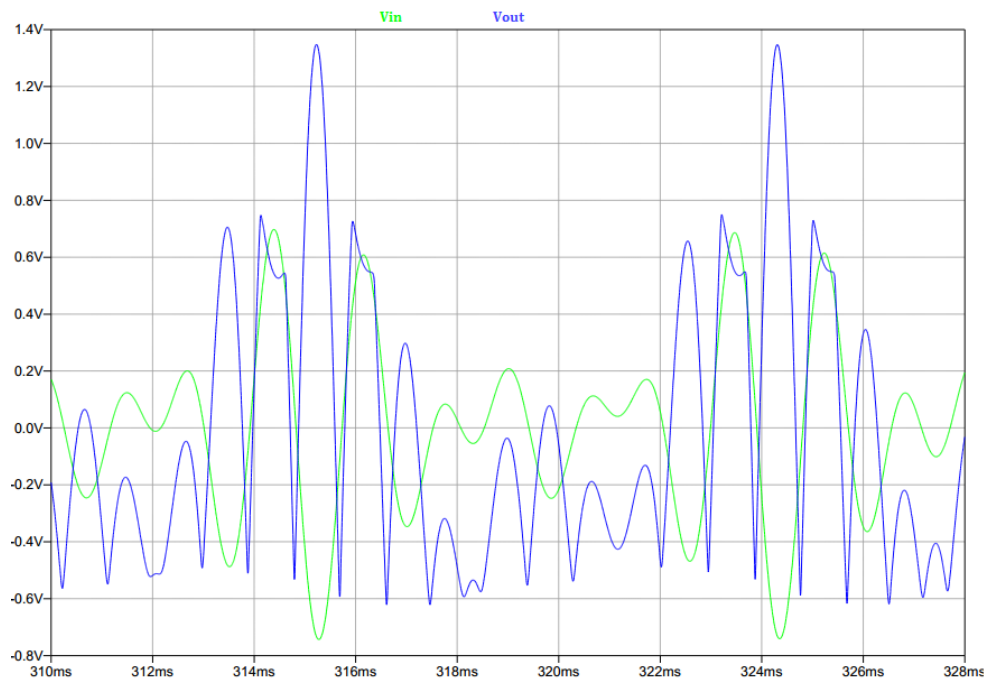


FIGURA 52. SALIDA DEL GRIN RINGER PARA LA SUMA DE $F_1=440\text{HZ}$ Y $F_2=553\text{HZ}$

Para ello se recurre a la *FFT*, Figura 53. En verde se ven claramente los dos picos a 440Hz y 554Hz de la entrada. Al igual que para los casos anteriores, la salida ha sido atenuada en esas frecuencias. También se encuentran los picos al doble de frecuencia de los de la entrada, es decir 880Hz y 1108Hz.

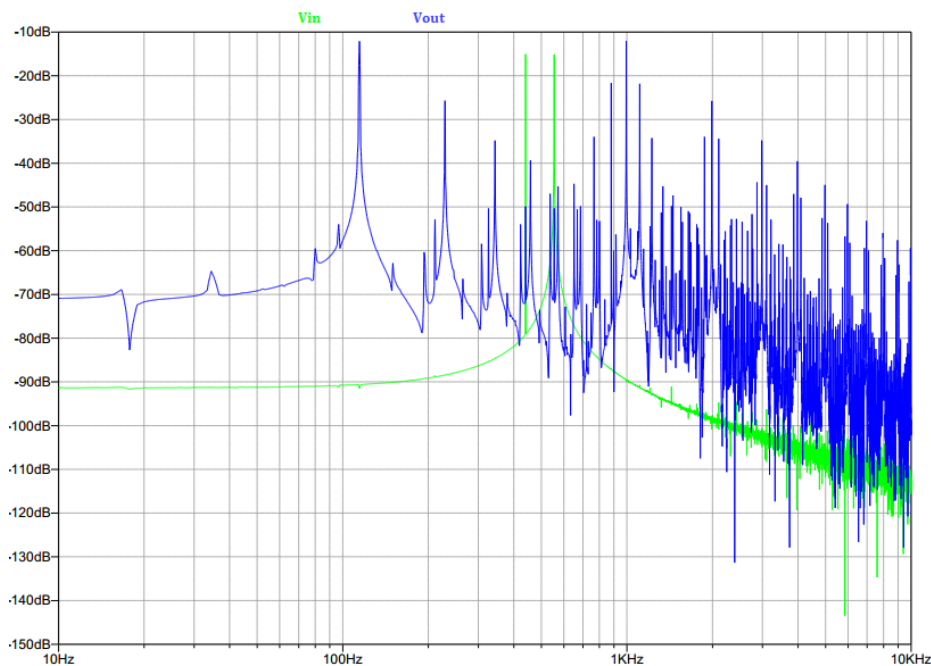


FIGURA 53. FFT DE LA SALIDA DEL GREEN RINGER PARA UNA SUMA DE ENTRADAS DE $F1=440\text{HZ}$ Y $F2=554\text{HZ}$

Pero lo que claramente destaca de esa simulación es la multitud de armónicos adicionales, tanto por encima como por debajo de las frecuencias de entrada se han generado. Para empezar se aprecia que el armónico más amplio se encuentra en la suma de las dos señales de entrada. Es decir, 994Hz. Esta frecuencia ni siquiera se corresponde con una nota musical, siendo la más cercana SI_5 a 987.77Hz.

Como en el caso anterior, se van produciendo armónicos que van atenuándose cada 880Hz (el doble una de las frecuencias de entrada), 1108Hz (el doble de la otra frecuencia de entrada) y 994Hz (suma de las dos frecuencias de entrada). Aun más destacable es el pico presente en 114Hz, que es la resta entre las dos señales de entrada, y sus armónicos en 224, 448...

Lo más probable es que todos estos armónicos presentes al tocar un acorde no se corresponden con notas musicales y lo más probable es que causen disonancias. Sin embargo, si por ejemplo se toca un acorde quinta, como el compuesto por LA_5 (440Hz) y $MI\#_5$ (659.25Hz), lo que se obtiene al producirse la resta es 220Hz, que coincide con la mitad la una de la frecuencia de 440Hz. Es decir, se produce un pico en una octava inferior de una de las frecuencias.

Además, al sumarse dan 880Hz, que coincide nuevamente con el pico producido al duplicar la primera frecuencia. Este caso puede ser apreciado en la Figura 54.

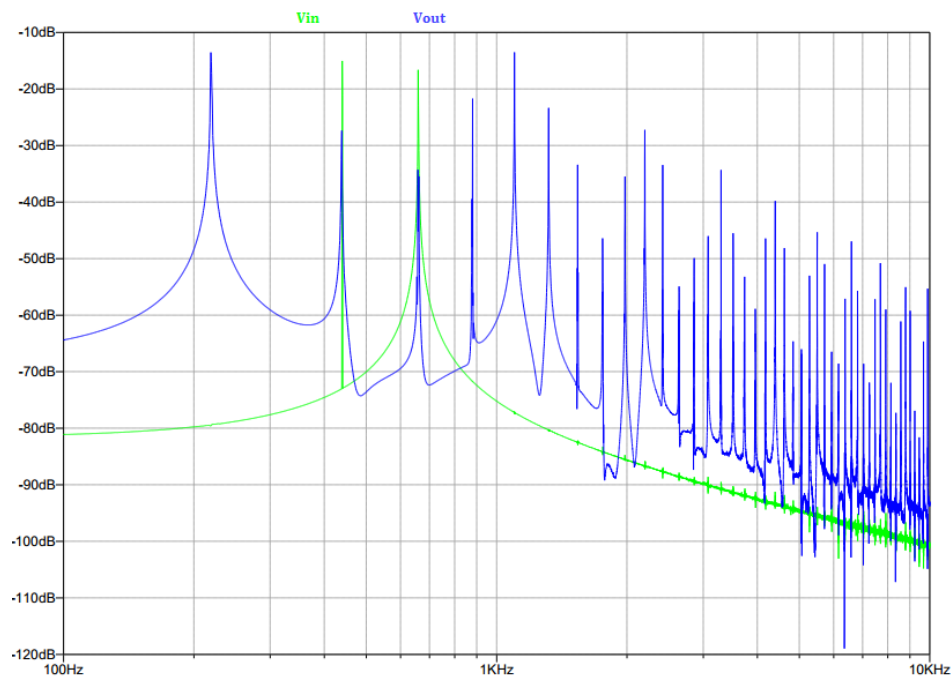


FIGURA 54. SALIDA DEL GREEN RINGER PARA LA SUMA DE F1=440HZ Y F2=659HZ

De esta forma se ha intentado especificar lo mencionado en el apartado 2.2.2 sobre el funcionamiento del efecto cuando se toca más de una nota (o acorde).

3.2.3 Pruebas en placa de pruebas

Se ha realizado un montaje provisional del circuito sobre una placa de pruebas para comparar los resultados con los simulados de la misma manera en la que se había hecho en el apartado 3.1.3. (Figura 55).

Dos de las resistencias empleadas no coinciden exactamente con los valores analizados, ya que en el laboratorio no había resistencias con valores estándares, como lo son las resistencias 160k Ω y 6,2k Ω . Por ello han sido sustituidas por las resistencias con valores más cercanos de las que se disponía, que son 150k Ω y 6,8k Ω respectivamente.

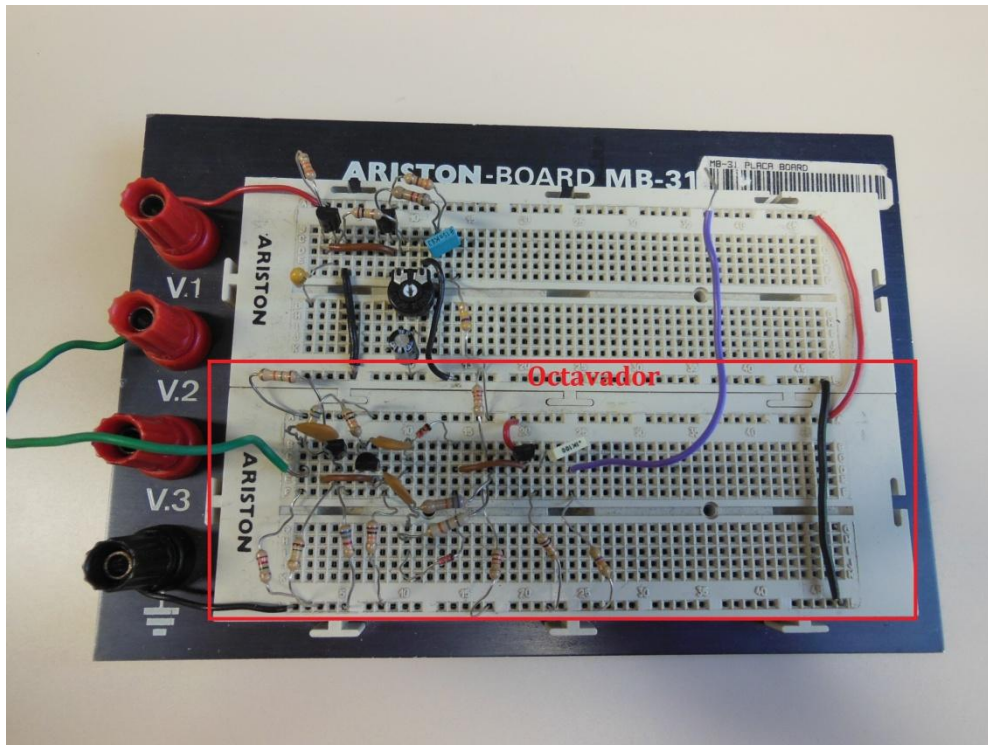


FIGURA 55. MONTAJE EXPERIMENTAL DEL OCTAVADOR

Comparando las capturas obtenidas del experimento, como el de la Figura 56, tomado para una entrada senoidal de $f=500\text{Hz}$ y $V_{in}=0.2V_{pp}$ se ve que el efecto está funcionando como se esperaba, sabiendo que la sonda 1 (amarilla) está conectada a la salida y la 2 (verde) a la entrada.

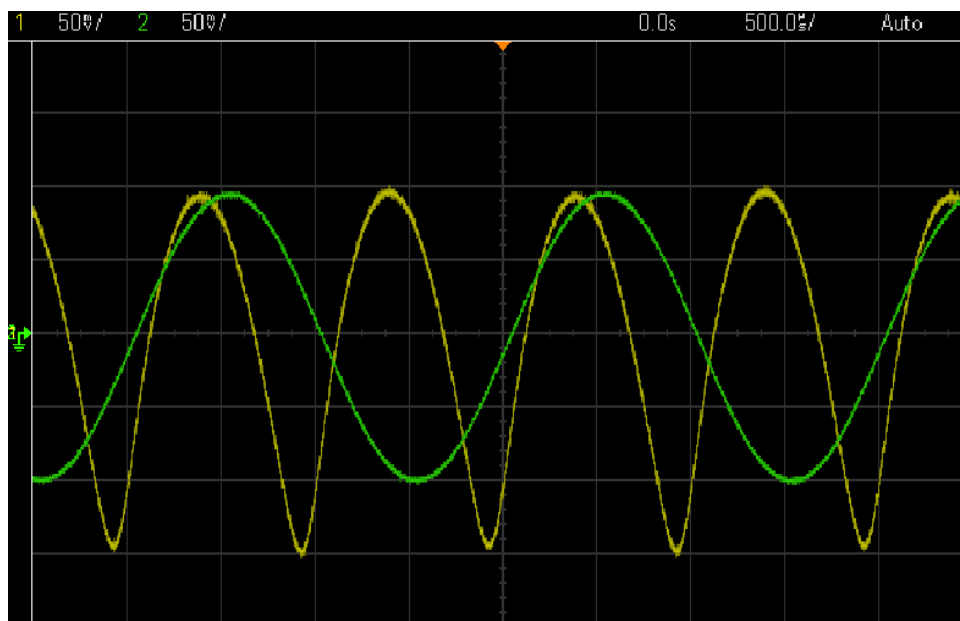


FIGURA 56. TENSIÓN DE ENTRADA Y SALIDA DEL GREEN RINGER PARA $F=500\text{Hz}$ Y $V_{in}=0.2V_{pp}$. CUADRICULA DE 500MS EN EL EJE X Y 50MV EN EJE Y

Sin embargo, sí ha habido algo que distingue los resultados de este experimento de su simulación. Mientras que en las simulaciones una vez superados unos 150Hz la salida de la señal mantenía una amplitud constante para cualquier frecuencia superior dentro del rango de frecuencias auditivas, se ha apreciado cómo en el montaje experimental la amplitud empezaba a aumentar con la frecuencia.

Esto se puede observar en la Figura 57, tomada para la misma tensión de entrada pero a una $f=20kHz$. Comparándola con la Figura 56 se aprecia claramente la amplificación sufrida en la salida.



FIGURA 57. TENSIÓN DE ENTRADA Y SALIDA DEL GREEN RINGER PARA $F=20kHz$ Y $IN=0.2VPP$. CUADRICULA DE 20MS EN EJE X Y 50MV EJE X

4. Diseño y montaje del PCB

En este apartado se comenta el proceso de la implementación del de los circuitos analizados previamente para el desarrollo del proyecto.

4.1 Proceso del diseño del PCB en Design Spark

El diseño del circuito impreso o PCB (*Printed Circuit Board*) se ha realizado con el software gratuito producido por *RS Components*, *Design Spark PCB 6.0*. [19]. En la Figura 58 se muestra la estructura del proyecto de *Design Spark*.

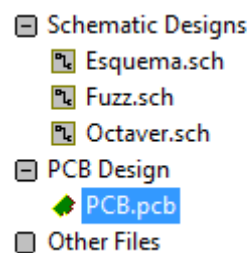


FIGURA 58. ESTRUCTURA DEL PROYECTO DESIGN SPARK

4.1.1 Esquema del proyecto

En primer lugar se ha realizado un esquema de las conexiones entre las diferentes partes del circuito. En el esquema de la Figura 59 (ampliada en 7.2.3) se han añadido los conectores que permiten cablear los elementos del circuito que no estarán soldados en el PCB. Estos son: los potenciómetros “LVL_Oct” (Volumen del Octavador) [7.3.5], “Fuzz” (Ganancia del Fuzz) [7.3.6], “LVL_fuzz” (Volumen del Fuzz) [7.3.7]; la batería externa, los Jack hembra, los LED (Light Emiting Diode) correspondientes a cada efecto y los interruptores 3DPT.

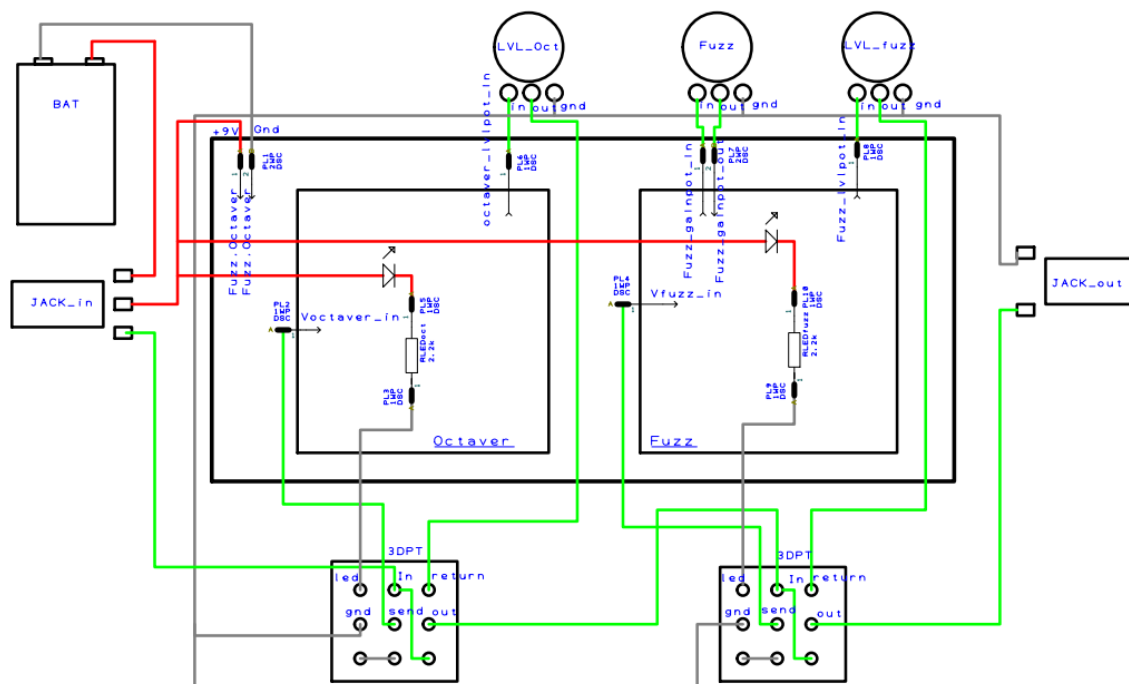


FIGURA 59. ESQUEMA DE CONEXIONES DEL CIRCUITO

El rectángulo del centro representa el PCB, quedando fuera los elementos que no estarán soldados al mismo. Dentro del rectángulo se han diferenciado otros dos cuadros, representando cada uno un efecto del pedal. Sobre el esquema se han dibujado unas líneas de colores que representan los cableados externos a la placa. Las líneas grises representan conectores que van a masa, las rojas los 9 voltios de la batería de alimentación y las verdes líneas de señal.

Se puede apreciar sobre la Figura 59 que el jack hembra de entrada es estéreo (tiene 3 conexiones). Esto se hace para que el pedal solo esté siendo alimentado por la pila cuando se introduce el jack de entrada. Este cortocircuitará dos de las conexiones del jack hembra (ya que el jack macho es mono) y de esta forma se cerrará el circuito de alimentación del pedal.

En la Figura 60 se muestran las diferentes configuraciones de conexiones de jack. Se aprecia para el tercer caso, el de hembra estéreo con macho mono que dos de las señales quedan cortocircuitadas. Por ahí es por donde pasa la corriente de alimentación cuando se enchufa el pedal.

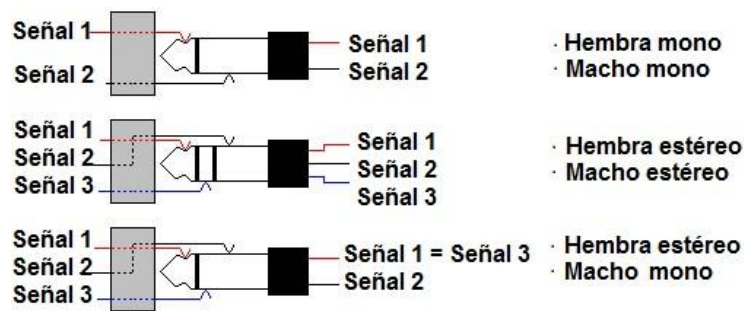


FIGURA 60. CONFIGURACIONES DE CONEXIONADO JACK

Los 2 interruptores del pedal son del tipo 3PDT. Este tipo de interruptores tipo pulsador están compuestos por una matriz 3x3 de conectores que cada vez que son pulsados se cambia el estado de conexiones internas entre el ON y Off representados en la Figura 61.

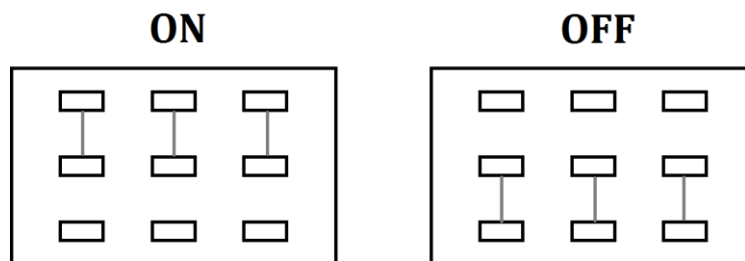


FIGURA 61. ESTADOS DEL INTERRUPTOR 3PDT

Este tipo de interruptores se emplean cuando se quiere que la señal se salte por completo el circuito del pedal cuando se tiene en modo OFF. A esto se le suele llamar "true bypass" y se suele recomendar en el diseño de pedales para evitar pérdidas en la señal original de la guitarra al conectarse varios pedales encadenados. La tercera columna se emplea para añadir un simple circuito para que se encienda un LED cuando el interruptor esté en modo ON.

En la Figura 62 se muestra a qué va cableado cada conector del interruptor en y se muestran en cada estado de color rojo las conexiones por las que irá la señal y en gris por las que no va a haber corriente.

Se ve como el LED queda desconectado de la masa cuando está en modo OFF, evitando el paso de corriente y apagándose. Por otro lado se ve como en el estado OFF, la entrada del efecto queda conectada a tierra y la salida a la nada, mientras que la salida de guitarra queda cortocircuitada con la salida del interruptor.

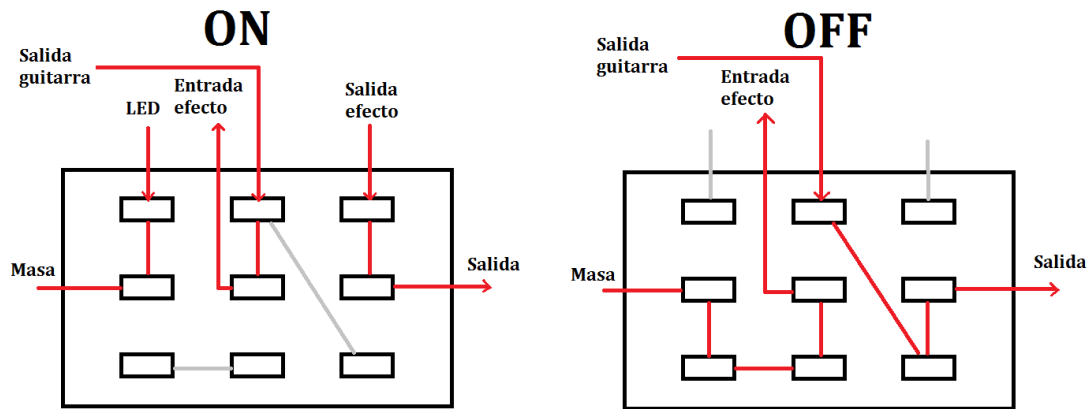


FIGURA 62. ESTADOS DEL INTERRUPTOR 3PDT CONECTADO AL PEDAL

4.1.2 Esquemáticos de cada efecto

Lo siguiente ha sido dibujar los esquemáticos de cada efecto. En la Figura 63 se muestra el resultado del diseño del esquemático del *Fuzz* y en la Figura 64 el del *Green Ringer*.

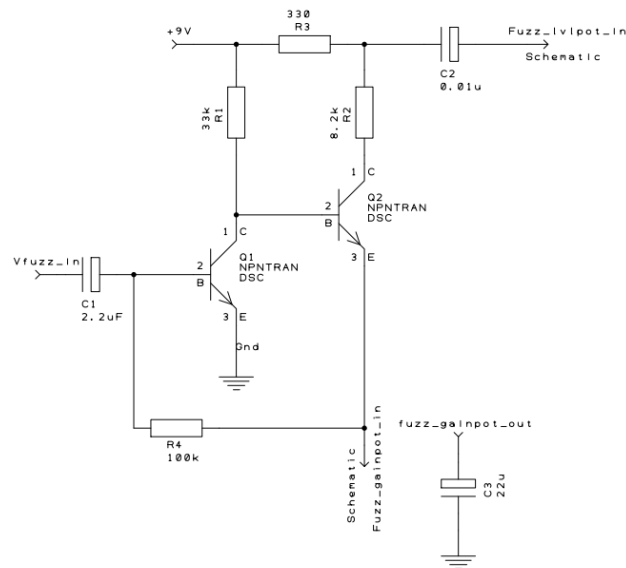


FIGURA 63. DISEÑO DEL ESQUEMÁTICO DEL FUZZ EN DESIGN SPARK

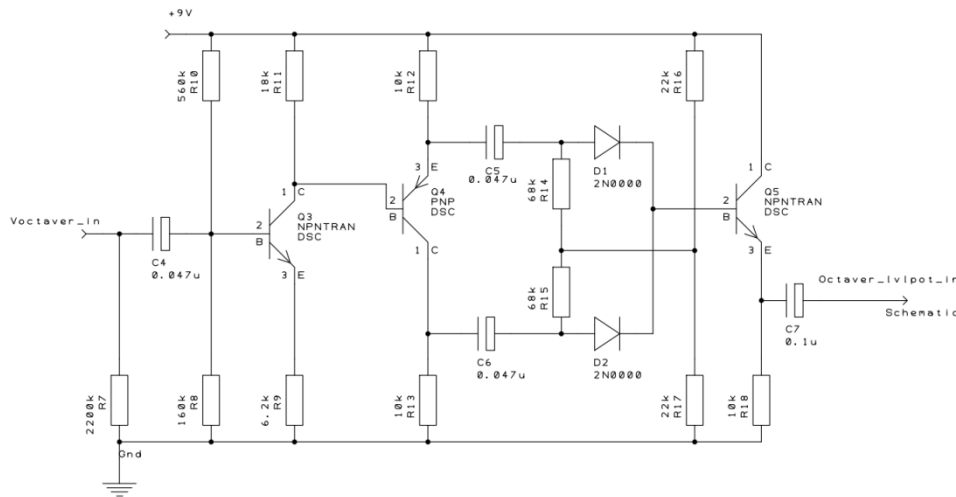


FIGURA 64. DISEÑO DEL ESQUEMÁTICO DEL GREEN RINGER EN EL DESIGN SPARK

4.1.3 Diseño del PCB

Con los esquemáticos mostrados en los apartados 4.1.1 y 4.1.2 se parte a su implementación en el PCB.

El PCB de este proyecto se ha realizado de forma rectangular con unas dimensiones de 65x50mm y con dos capas. Tiene un plano cubriendo gran parte de cada capa. En la capa superior, en la que han quedado los componentes, se encuentra la capa de masa, y se ha diseñado para no tener que soldar nada sobre esa capa. Sobre la capa inferior se encuentra el plano de los 9V de alimentación. También es donde se encuentran todas las pistas del circuito.

En la Figura 65 se ve la representación 3D generada por el *DesignSpark* del PCB diseñado.

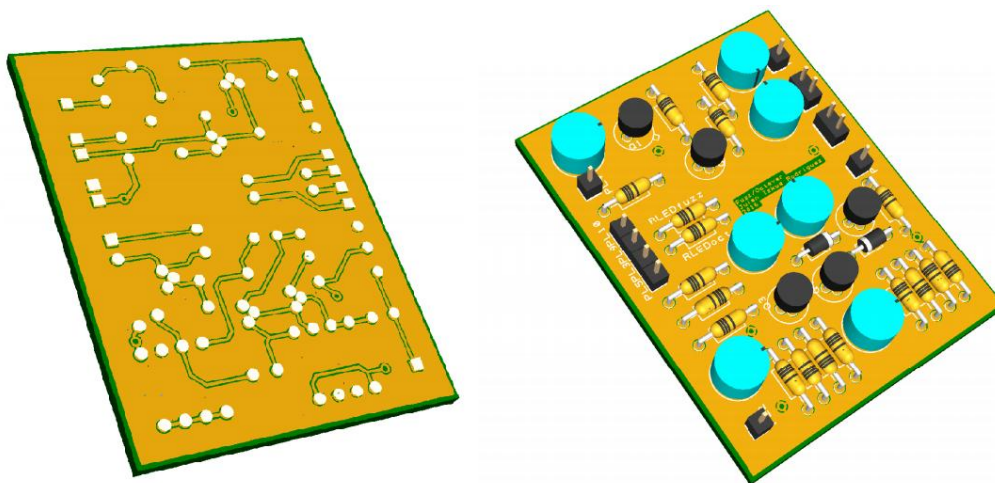


FIGURA 65. VISTA 3D DEL PCB DISEÑADO EN DESIGNSPARK

En la Figura 66 se observan ambas caras de la placa diseñada (ampliadas en 7.2.4 y 7.2.5), siendo la izquierda en azul la inferior (que tiene el plano de 9V) y la derecha, en rojo la superior (conteniendo el plano de masa). A continuación se procede a explicar brevemente cada parte.

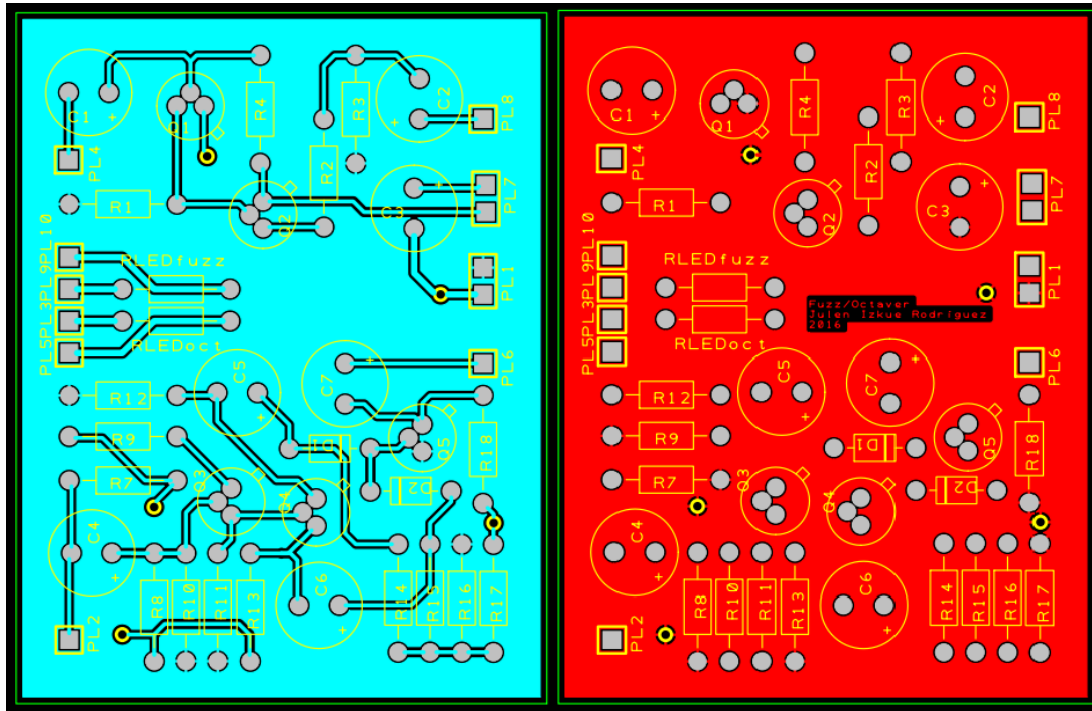


FIGURA 66. VISTAS DE LOS DOS PLANOS DEL PCB DISEÑADO

Se ha intentado mantener cierto orden a la hora de colocar los componentes. En uno de los lados se encuentra el circuito del Octavador (Figura 67) y en el otro el del Fuzz (Figura 68).

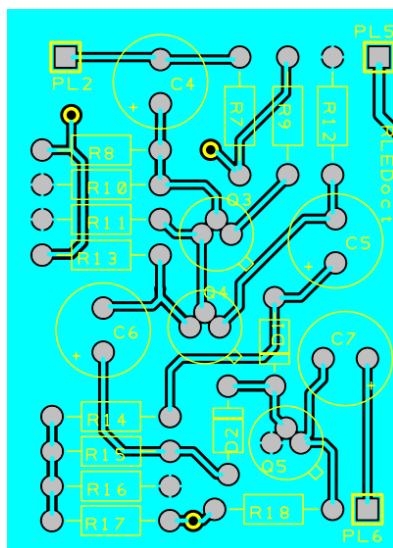


FIGURA 67. SECCIÓN DEL PCB CORRESPONDIENTE AL OCTAVADOR

La entrada que va desde el primer 3PDT irá al PL2 colocado en la esquina superior izquierda. La señal va pasando por el circuito de forma descendente y se ha colocado la salida PL6 en la esquina inferior derecha, que lleva al potenciómetro de volumen.

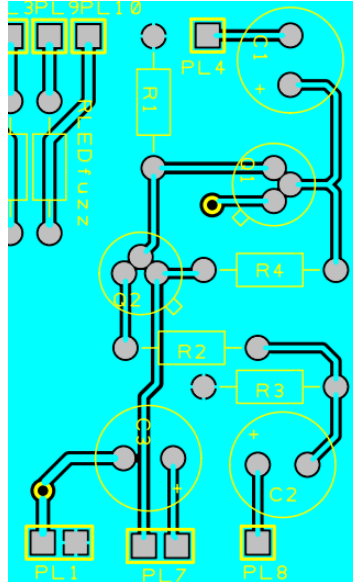


FIGURA 68. SECCIÓN DEL PCB CORRESPONDIENTE AL FUZZ

En el otro extremo del PCB se ha colocado el circuito del *fuzz* (Figura 68). Nuevamente, la entrada (PL4) se encuentra en la parte superior y la salida (PL8) en la inferior. Adicionalmente se encuentra la salida y entrada del potenciómetro de ganancia del circuito (PL7). Se ve en la imagen también el conector que alimenta toda la placa, PL1. Una de sus patas está conectada a la placa de masa y la otra a los 9V mediante una vía.

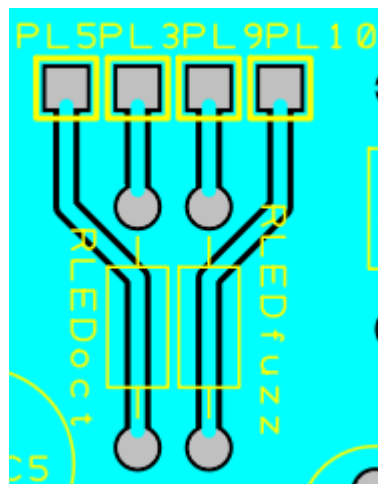


FIGURA 69. SECCIÓN DE LAS RESISTENCIAS DE LOS LED

Entre los dos circuitos se encuentra una pequeña parte de la placa dedicada a la colocación de las resistencias correspondientes a cada LED Figura 69.

La mayoría de pistas tiene un grosor de 0.25mm. Las únicas excepciones son las directamente conectados a la entrada de alimentación (PL1) y los LED (PL5, PL3, PL9 y PL10), que también van conectados directamente a la alimentación.

Mediante el uso de una fresadora, se ha obtenido el PCB diseñado visible en la Figura 70.

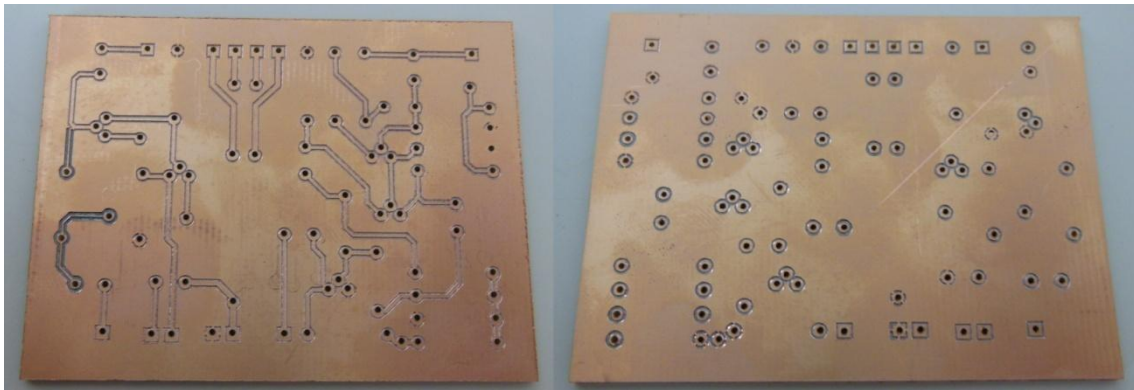


FIGURA 70. PCB DISEÑADA SIN LOS COMPONENTES SOLDADOS

A primera vista se ha observado que algunas pistas han resultado más finas de lo previsto, pero tras unas comprobaciones de continuidad se ha concluido que cumplen su papel sin problema. La firma se ha eliminado debido a contiene líneas más delgadas que el mínimo tolerable por la fresadora.

4.2 Montaje

Tras haber comprobado las continuidades mencionadas en el apartado anterior, se procede a soldar los componentes sobre la placa.

En primer lugar se soldaron las 5 vías que pueden observarse en la Figura 66 representadas como círculos amarillos con centro negro. Para ello se ha introducido un cable fino sobre el agujero de la placa y se ha soldado sobre ambos lados.

El siguiente paso ha sido soldar los componentes, empezando por los transistores y concluyendo con todos los demás. El resultado se puede ver en la Figura 71. Se aprecia que las únicas soldaduras que se encuentran en el plano superior son las vías. También se puede ver cierta cantidad de estaño sobrante soldado sobre la placa en consecuencia de apaños para arreglar fallos provocados por la falta de experiencia en soldaduras.

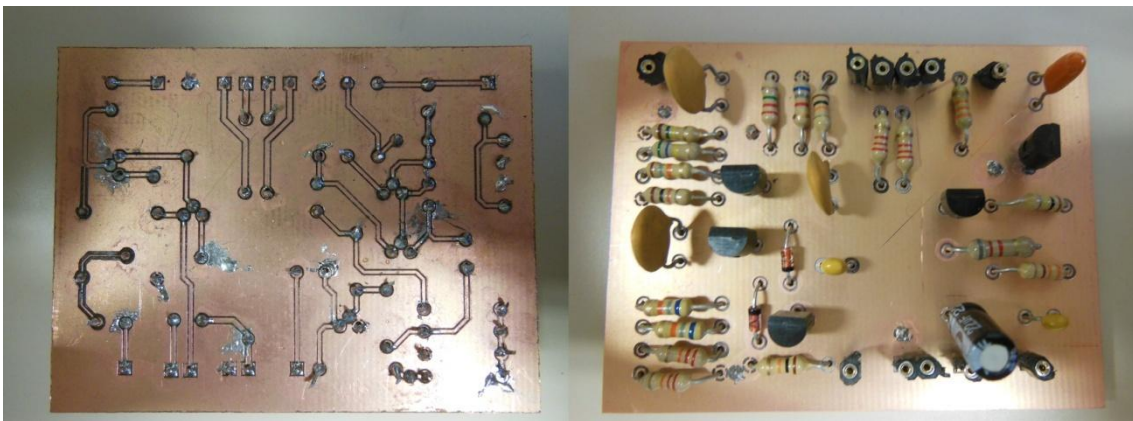


FIGURA 71. PLACA CON LOS COMPONENTES SOLDADOS

5. Resultados y discusión

Se procede a comentar el resultado final de este Trabajo de Fin de Grado.

5.1 Resultado del montaje

En al siguiente Figura 72 se muestra el resultado final del proyecto, la placa diseñada, con todos sus componentes soldados y cableada a los elementos externos a la placa.

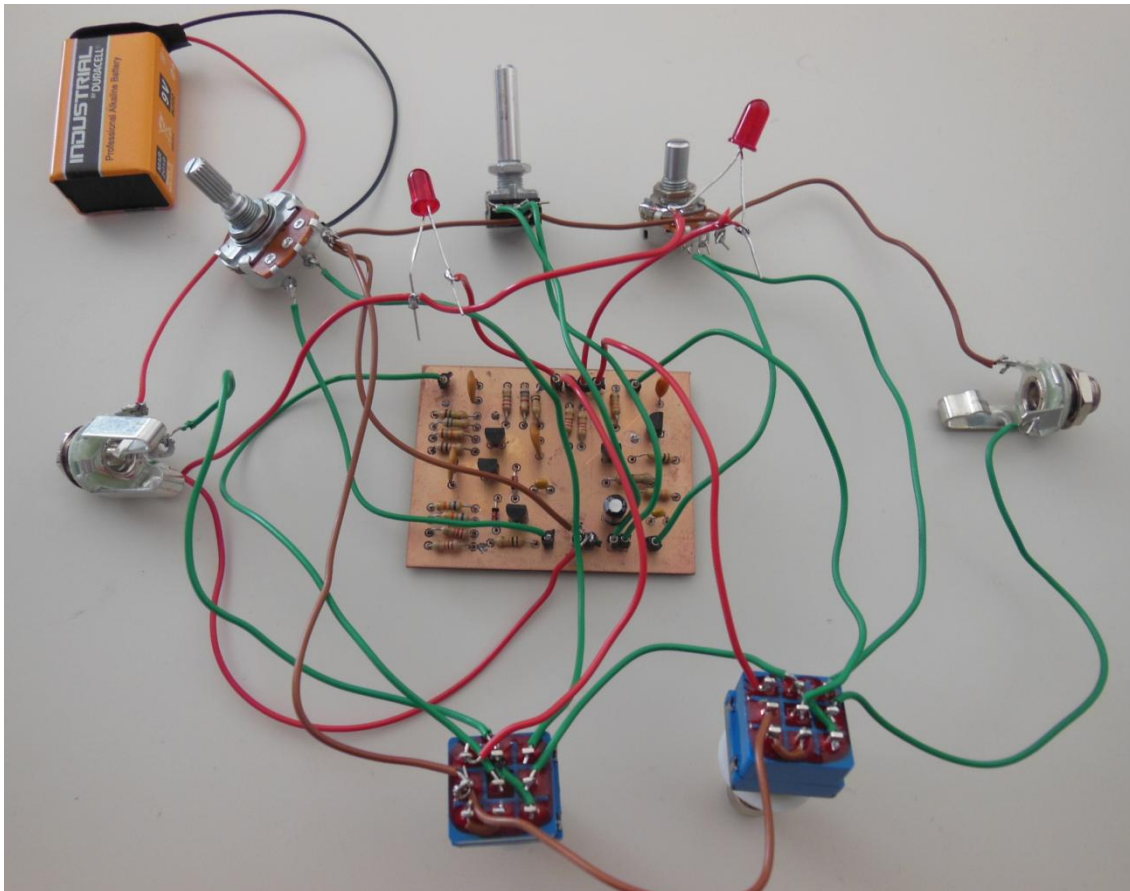


FIGURA 72. PCB CON TODOS LOS COMPONENTES CONECTADOS

Para cablearlo se ha seguido el esquema realizado anteriormente mostrado en la Figura 59, siguiendo el mismo código de colores de los cables.

5.2 Pruebas con la guitarra

Cuando se ha probado a enchufar la guitarra al pedal, rápidamente se ha encontrado un evidente problema. Al activarse cualquiera de los efectos, el amplificador empieza a reproducir una o varias emisoras de radio. Estas

interferencias quedan tapadas cuando se toca la guitarra, y ajustando el potenciómetro de tono de la guitarra se pueden llegar a eliminar. Sin embargo es un problema que tendría que estudiarse para ser solucionado para poder considerar el dispositivo 100% funcional. Se cree que lo más probable es que sea un problema con alguna toma de tierra. Es posible que simplemente repasando todas las soldaduras este fallo sea eliminado.

A parte de esto, el pedal parece funcionar como era esperado. Al ser accionado cualquiera de los interruptores, se le aplica a la señal el efecto correspondiente y su LED se enciende. El Octavador altera ligeramente la tonalidad del sonido, y efectivamente se aprecia que el armónico una octava superior a la nota tocada queda muy resaltado, especialmente cierto rango de notas. El Fuzz distorsiona drásticamente el sonido de la guitarra y tal y como se ha comentado en el apartado 3.1.2, comprime la señal. Es decir, independientemente de la intensidad con la que se toca, la salida tiene una amplitud muy poco variable.

Se ha procedido a emplear el *software* de grabación de sonido *Audacity* [20] para grabar una muestra de sonido del efecto. Ampliando la imagen de la muestra de audio grabada con la señal de la guitarra limpia y con cada efecto por separado y juntos se obtiene la Figura 73. Claramente se aprecia como en la señal del Octavador y en la del Octavador junto al Fuzz están al doble de frecuencia que a la señal original. También se observa el recorte asimétrico característico que aplica el Fuzz. En la última pista, sobre la que se han aplicado ambos efectos, se ve que es el resultado de la combinación de las propiedades comentadas anteriormente.

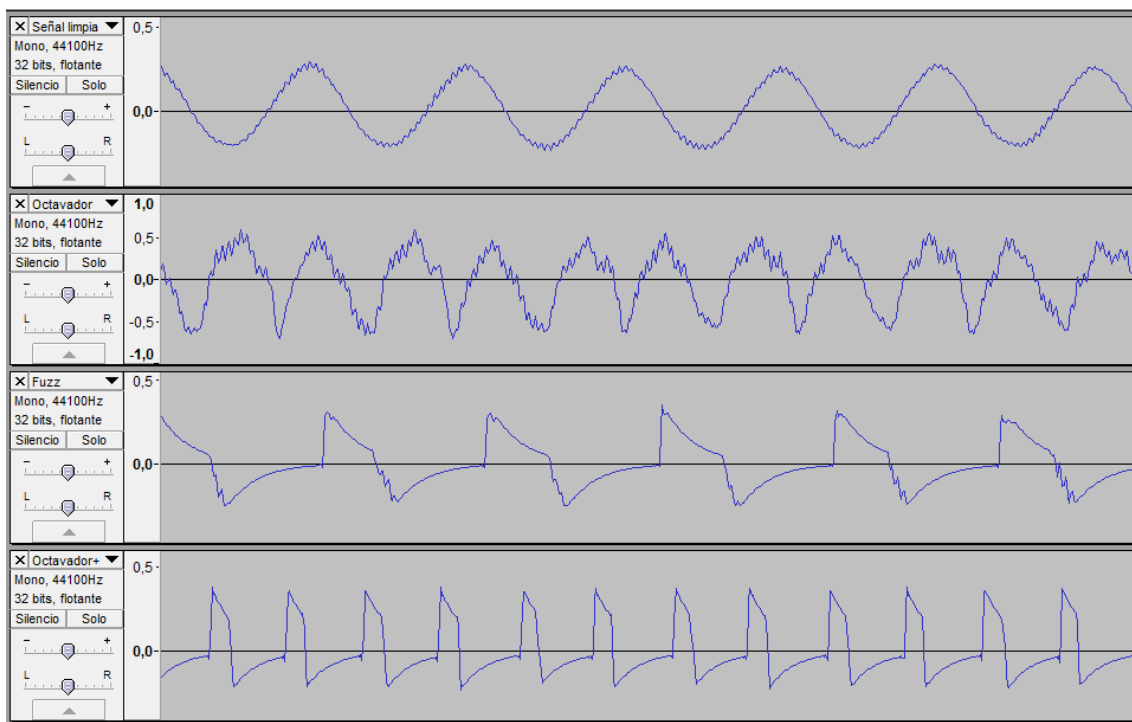


FIGURA 73. AUDIO GRABADO PARA UNA SEÑAL DE GUITARRA LIMPIA, CON EL OCTAVADOR, EL FUZZ Y LOS DOS

5.3 Líneas futuras

Para continuar con el proyecto en el caso de disponer del tiempo necesario, se diseñaría una caja sobre la que depositar todos los elementos del dispositivo en su interior, y colocando de forma fija sobre la superficie de la misma los potenciómetros, interruptores, LEDs y entradas jack. Para esto se había pensado utilizar una impresora 3D de las que dispone la universidad debido a la comodidad que aportan en cuanto a posibilidades de diseño a bajo coste.

Por otro lado, sería importante buscar una solución a los problemas con interferencias de radio comentadas en el apartado 5.2.

6. Bibliografía y referencias

1. HENSHALL, MARC (2011) "THE HISTORY AND DEVELOPMENT OF MAGNETIC PICKUPS". SOUND MATTERS. RECUPERADO DE [HTTP://WWW.SOUNDMATTERSBLOG.COM/HISTORY-DEVELOPMENT-MAGNETIC-PICKUPS/](http://www.soundmattersblog.com/history-development-magnetic-pickups/)
2. LÄHDEVAARA, JARMO (2015) "THE SCIENCE OF ELECTRIC GUITARS AND GUITAR ELECTRONICS"
3. R.G. KEEN. (1999) "THE SECRET LIFE OF POTS". GEOFEX. RECUPERADO DE: [HTTP://WWW.GEOFEX.COM/ARTICLE FOLDERS/POTSECRETS/POTSECRET.HTM](http://www.geofex.com/article_folders/potsecrets/potsecret.htm)
4. (2016) "POTENTIOMETER TAPER". RESISTORGUIDE. RECUPERADO DE: [HTTP://WWW.RESISTORGUIDE.COM/POTENTIOMETER-TAPER/](http://www.resistorguide.com/potentiometer-taper/)
- 5 ANDERTON, C. (1995) "DO-IT-YOURSELF PROJECTS FOR GUITARISTS".
6. DREGNI, MICHAEL. (2015) "MAESTRO FUZZ-TONE". VINTAGE GUITAR MAGAZINE. RECUPERADO DE [HTTP://WWW.VINTAGEGUITAR.COM/17397/MAESTRO-FUZZ-TONE/](http://www.vintageguitar.com/17397/maestro-fuzz-tone/)
7. "SOLD ON SONG: (I CAN'T GET NO) SATISFACTION". BBC. RECUPERADO DE [HTTP://WWW.BBC.CO.UK/RADIO2/SOLDONSONG/SONGLIBRARY/INDEPTH/SATISFACTION.SHTML](http://www.bbc.co.uk/radio2/soldonsong/songlibrary/indepth/satisfaction.shtml)
8. "JIMI HENDRIX™ FUZZ FACE® DISTORTION". JIM DUNLOP. RECUPERADO DE [HTTP://WWW.IJMDUNLOP.COM/PRODUCT/JHF1-JIMI-HENDRIX-FUZZ-FACE](http://www.jimdunlop.com/product/jhf1-jimi-hendrix-fuzz-face)
9. MAIN, DAVID "PEDAL PORN - A LITTLE HISTORY" STOMPBOXES. RECUPERADO DE [HTTP://STOMPBOXES.CO.UK/HISTORY.HTML](http://stompboxes.co.uk/history.html)
10. SCHNOOR, MARK "THE MAN AND HIS GUITAR". DAN ARMSTRONG ORG. RECUPERADO DE [HTTP://WWW.DANARMSTRONG.ORG/EFFECTS.HTML](http://www.danarmstrong.org/effects.html)
11. "DAN ARMSTRONG GREEN RINGER GUITAR EFFECTS PEDAL". MUSICIAN'S FRIEND. RECUPERADO DE: [HTTP://WWW.MUSICIANSFRIEND.COM/TREMOLO-VIBRATO-EFFECTS-PEDALS/DAN-ARMSTRONG-GREEN-RINGER-GUITAR-EFFECTS-PEDAL#PRODUCTDETAIL](http://www.musicianfriend.com/tremolo-vibrato-effects-pedals/dan-armstrong-green-ringer-guitar-effects-pedal#productdetail)
12. BURG,J; ROMNEY, J; SCHWARTZ, E."DIGITAL SOUND AND MUSIC". RECUPERADO DE: [HTTP://DIGITALSOUNDANDMUSIC.COM/6-3-3-TYPE-OF-SYNTHESIS/](http://digitalsoundandmusic.com/6-3-3-type-of-synthesis/)
13. POOLE, IAN (2008). "MODULATION BASICS, PART 1: AMPLITUDE AND FREQUENCY MODULATION". EETIMES. RECUPERADO DE: [HTTP://WWW.EETIMES.COM/DOCUMENT.ASP?DOC_ID=1275573](http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1275573)
14. (2011) "THE ULTIMATE GUIDE TO EFFECTS: MODULATION". MUSICRADAR. RECUPERADO DE: [HTTP://WWW.MUSICRADAR.COM/TUITION/TECH/THE-ULTIMATE-GUIDE-TO-EFFECTS-MODULATION-477780](http://www.musicradar.com/tuition/tech/the-ultimate-guide-to-effects-modulation-477780)
15. "CHORUS GUITAR EFFECTS". HOBBY-HOUR. RECUPERADO DE: [HTTP://WWW.HOBBY-HOUR.COM/GUITAR/CHORUS EFFECTS.PHP](http://www.hobby-hour.com/guitar/chorus-effects.php)
16. "FUZZ FACE ANALYSIS". ELECTRO SMASH. RECUPERADO DE: [HTTP://WWW.ELECTROSMASH.COM/FUZZ-FACE](http://www.electrosmash.com/fuzz-face)
17. (2013). "THE FACES OF FUZZ: A BRIEF HISTORY OF THE FUZZ FACE". SJ EFFECTS. RECUPERADO DE: [HTTPS://SI-EFFECTS.COM/2013/02/25/THE-FACES-OF-FUZZ-A-BRIEF-HISTORY-OF-THE-FUZZ-FACE/](https://sjeffects.com/2013/02/25/the-faces-of-fuzz-a-brief-history-of-the-fuzz-face/)
18. "LTSPICE IV" LINEAR TECHNOLOGY. RECUPERADO DE: [HTTP://WWW.LINEAR.COM/DESIGNTOOLS/SOFTWARE/](http://www.linear.com/designtools/software/)
19. "DESIGNSPARK PCB" RS. RECUPERADO DE: [HTTP://WWW.RS-ONLINE.COM/DESIGNSPARK/ELECTRONICS/ENG/PAGE/DESIGNSPARK-PCB-HOME-PAGE](http://www.rs-online.com/designspark/electronics/eng/page/designspark-pcb-home-page)
20. "AUDACITY 2.1.2" AUDACITY® . RECUPERADO DE: [HTTP://WWW.AUDACITYTEAM.ORG/](http://www.audacityteam.org/)

7. Anexos

7.1 Anexo 1: Presupuesto

Se ha calculado un simple presupuesto del dispositivo para una y mil unidades teniendo únicamente en cuenta los costes de los componentes. Nótese que hay componentes que requieren ser comprados en pedidos de más de una unidad. Por ello, para calcular el coste por dispositivo de cada componente, el caso del presupuesto de una unidad, se multiplica el coste por unidad por las unidades mínimas en vez de las unidades en el dispositivo.

Como se ve en la Tabla 6 el coste por dispositivo es de 36,55€ si compra para una unidad y de 21,09€ si se compra para 1000 unidades.

		1 unidad				1000 unidades	
		Unidades en el dispositivo	Coste por unidad	Unidades mínimas por pedido	Coste por dispositivo	Coste por unidad	Coste por dispositivo
Potenciómetros	100k	1	2,45 €	1	2,45 €	0,822	822,00 €
	1k	1	4,98 €	1	4,98 €	2,82	2.820,00 €
	500k	1	1,30 €	1	1,30 €	0,417	417,00 €
jack	stereo	1	1,51 €	1	1,51 €	1,42	1.420,00 €
	mono	1	1,15 €	1	1,15 €	1,11	1.110,00 €
Interruptor	3pdt	2	5,20 €	2	10,40 €	5,2	10.400,00 €
Transistores	2N5088	2	0,07 €	10	0,69 €	0,0272	54,40 €
	2N3906	1	0,06 €	10	0,56 €	0,032	32,00 €
	2N3904	2	0,05 €	10	0,47 €	0,0264	52,80 €
Diodo	1N4148	2	0,01 €	5	0,06 €	0,0064	12,80 €
Conector de batería		1	2,68 €	1	2,68 €	1,96	1.960,00 €
Resistencias	1k	1	0,07 €	10	0,73 €	0,0178	17,80 €
	10k	3	0,32 €	10	3,21 €	0,321	963,00 €
	100k	1	0,04 €	5	0,20 €	0,0136	13,60 €
	150k	1	0,05 €	10	0,54 €	0,0322	32,20 €
	18k	1	0,07 €	5	0,35 €	0,0707	70,70 €
	22k	2	0,24 €	2	0,48 €	0,0683	136,60 €
	2.2M	1	0,31 €	1	0,31 €	0,0567	56,70 €
	33k	1	0,08 €	10	0,82 €	0,041	41,00 €
	560K	1	0,05 €	10	0,54 €	0,0322	32,20 €
	47k	1	0,07 €	5	0,34 €	0,0166	16,60 €
	6.8k	1	0,03 €	10	0,32 €	0,0198	19,80 €
	68k	2	0,05 €	10	0,54 €	0,0322	64,40 €
	8k2	1	0,05 €	10	0,54 €	0,0322	32,20 €
Condensadores	10n	1	0,34 €	1	0,34 €	0,098	98,00 €
	100n	1	0,15 €	1	0,15 €	0,0337	33,70 €
	2.2u	1	0,50 €	1	0,50 €	0,201	201,00 €
	22u	1	0,12 €	1	0,12 €	0,0458	45,80 €
	47n	3	0,09 €	3	0,28 €	0,0379	113,70 €
Total	Para 1 unidad				36,55 €	Para 1000 unidades	21.090,00 €
Total/unidad	Por unidad				36,55 €	Por dispositivo	21,09 €

TABLA 6. PRESUPUESTO PARA 1 Y 1000 UNIDADES DEL DISPOSITIVO

7.2 Anexo 1: Figuras ampliadas

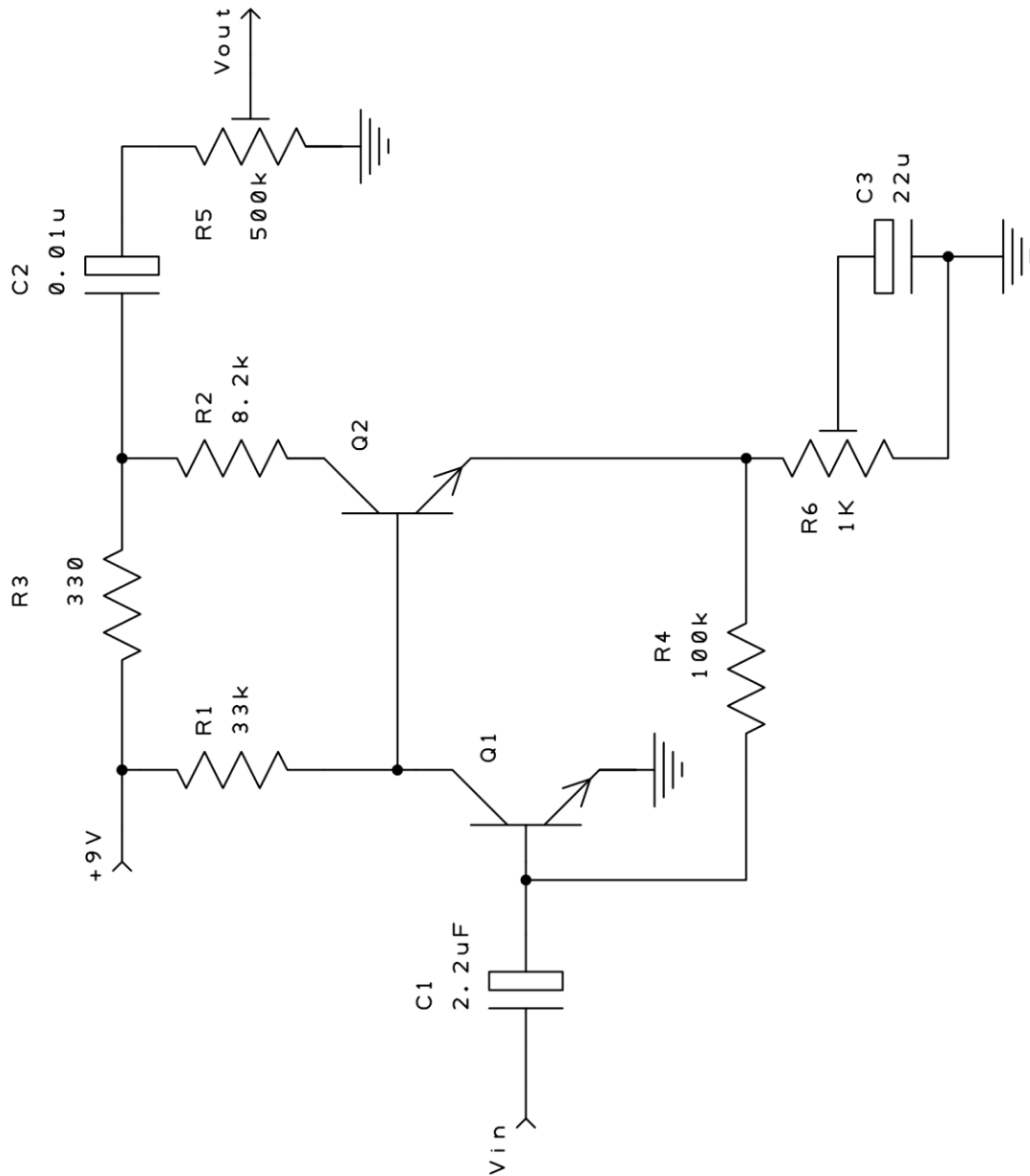
7.2.1 Esquemático del Fuzz Face

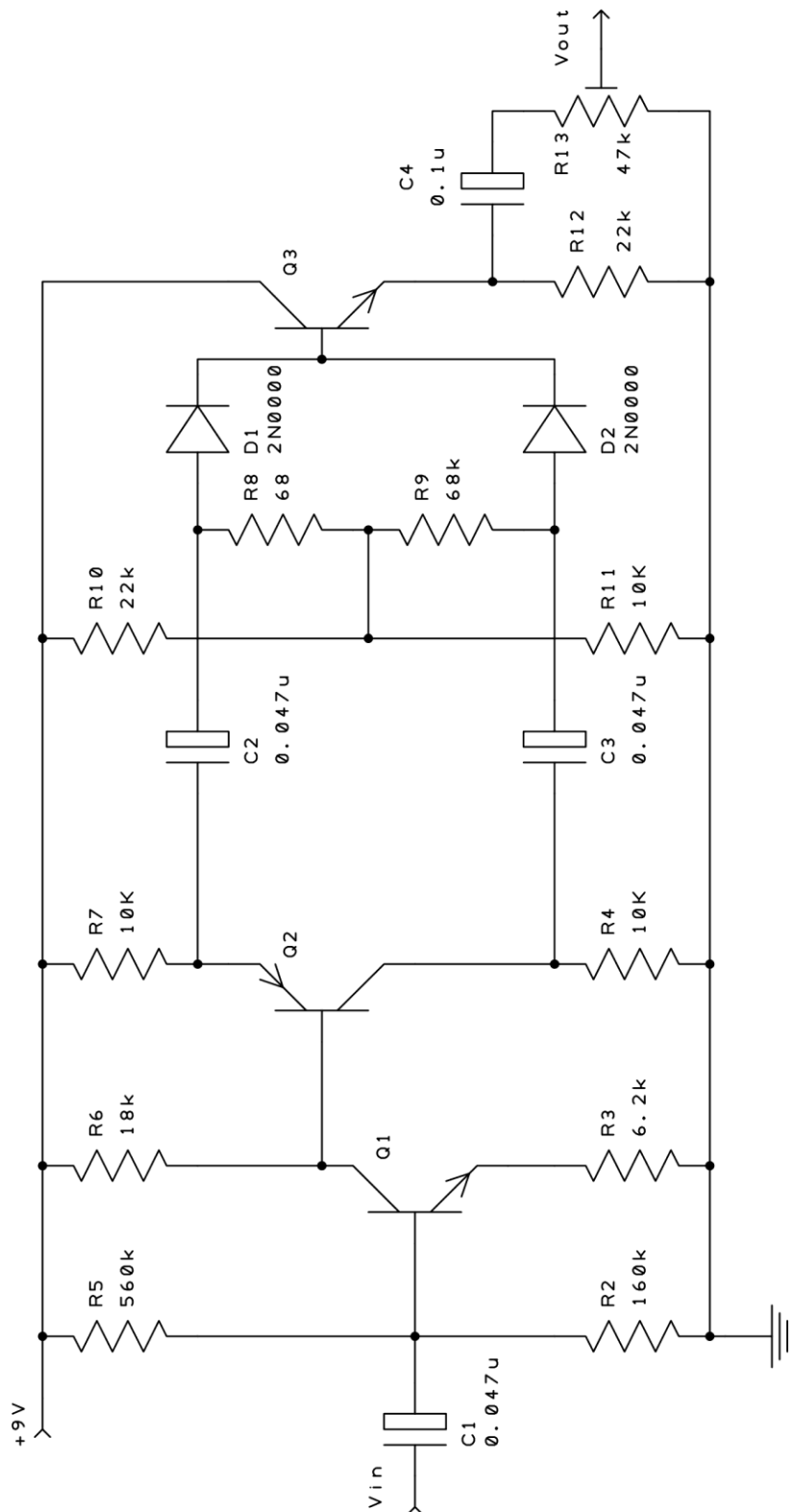
7.2.2 Esquemático del Green Ringer

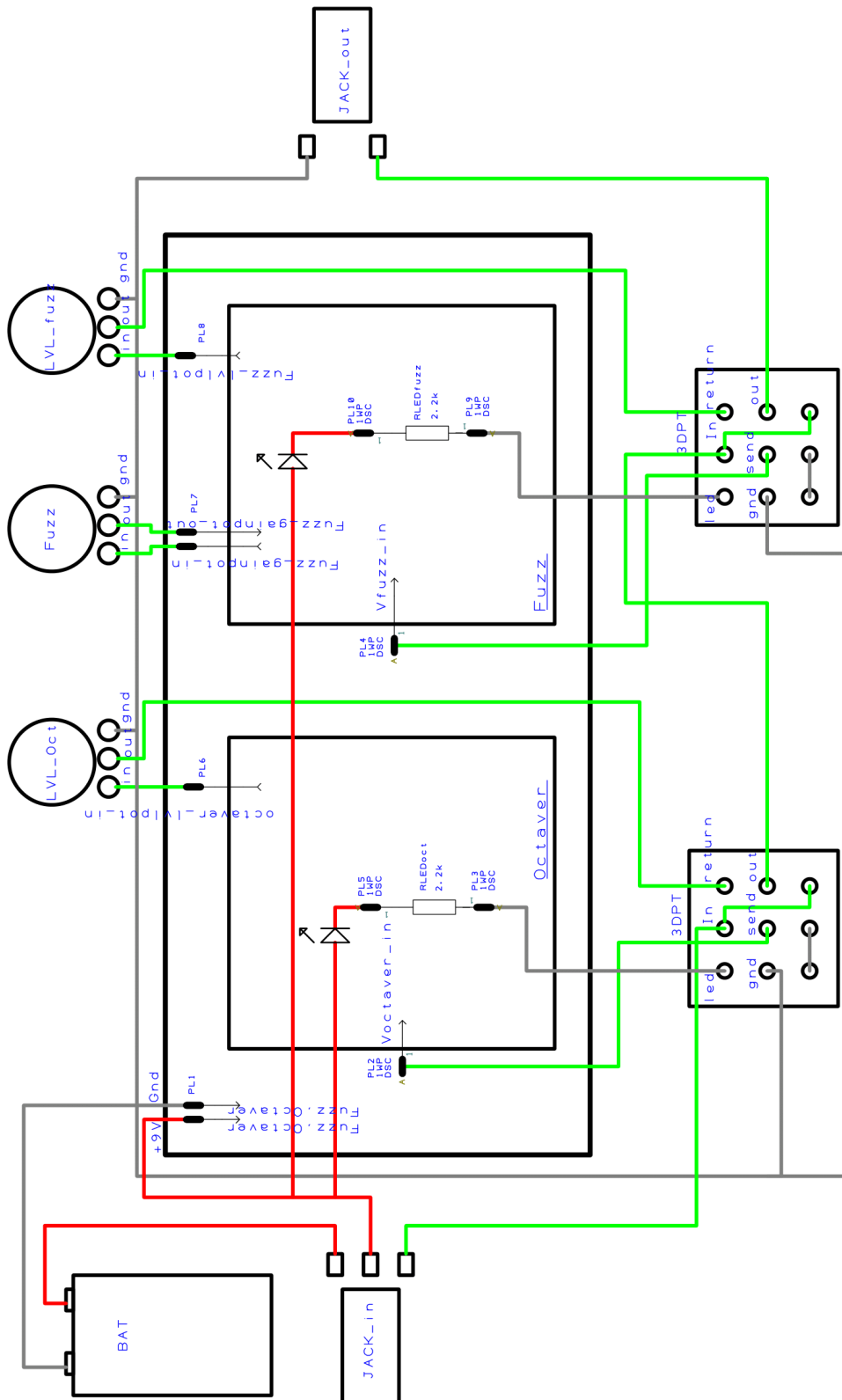
7.2.3 Esquema de conexiones del PCB

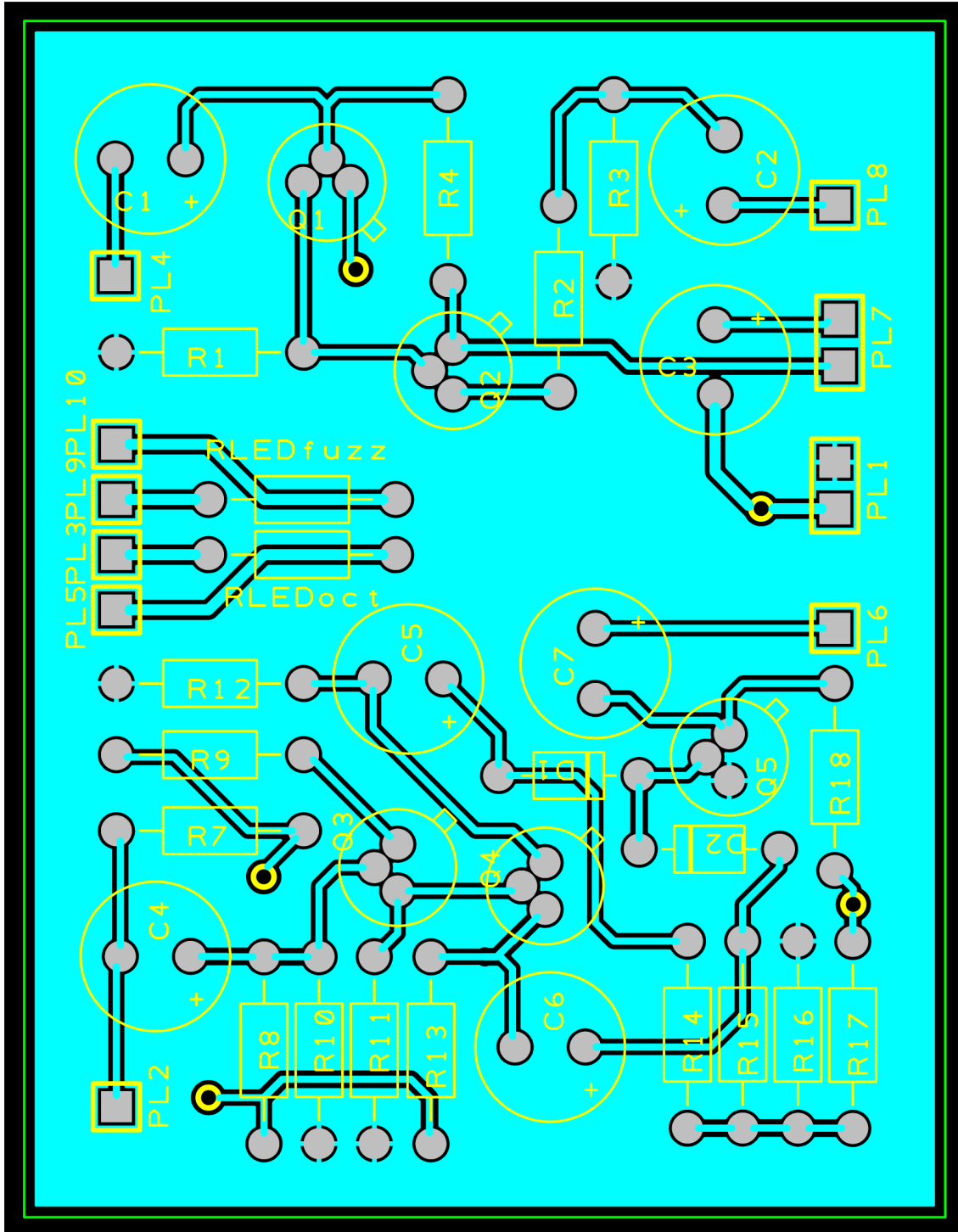
7.2.4 Cara inferior del PCB

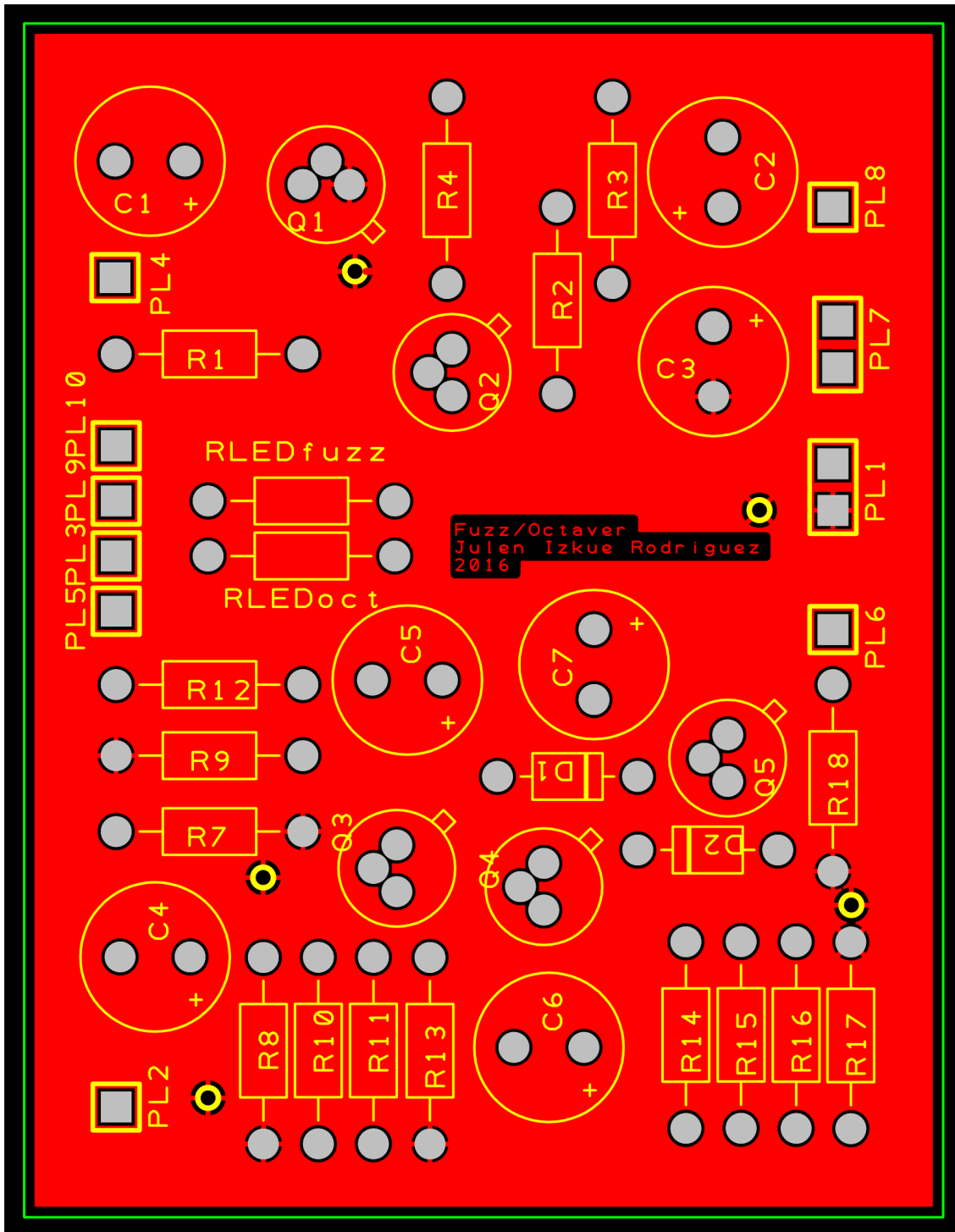
7.2.5 Cara superior del PCB











7.3 Anexo 2: Hojas de características

7.3.1 Diodo 1N4148

7.3.2 Transistor 2N3904

7.3.3 Transistor 2N3906

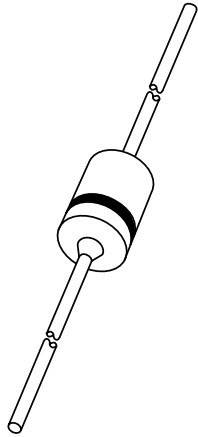
7.3.4 Transistor 2N5088

7.3.5 Potenciómetro logarítmico de 500k Ω

7.3.6 Potenciómetro lineal de 1k Ω

7.3.7 Potenciómetro logarítmico de 100k Ω

DATA SHEET



1N4148; 1N4448 High-speed diodes

Product data sheet
Supersedes data of 2002 Jan 23

2004 Aug 10

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

FEATURES

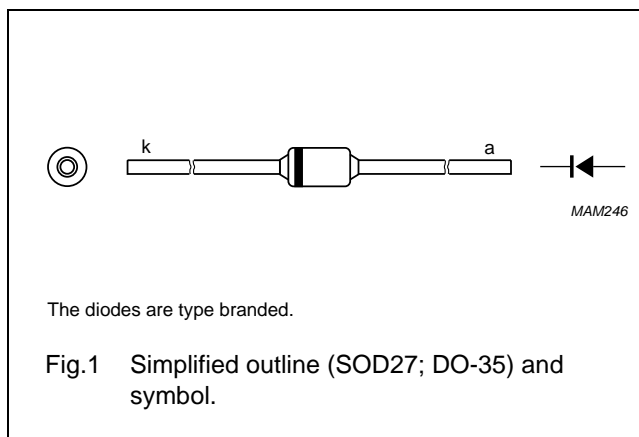
- Hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) package
- High switching speed: max. 4 ns
- General application
- Continuous reverse voltage: max. 100 V
- Repetitive peak reverse voltage: max. 100 V
- Repetitive peak forward current: max. 450 mA.

APPLICATIONS

- High-speed switching.

DESCRIPTION

The 1N4148 and 1N4448 are high-speed switching diodes fabricated in planar technology, and encapsulated in hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) packages.



MARKING

TYPE NUMBER	MARKING CODE
1N4148	1N4148PH or 4148PH
1N4448	1N4448

ORDERING INFORMATION

TYPE NUMBER	PACKAGE		
	NAME	DESCRIPTION	VERSION
1N4148	-	hermetically sealed glass package; axial leaded; 2 leads	SOD27
1N4448			

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		–	100	V
V_R	continuous reverse voltage		–	100	V
I_F	continuous forward current	see Fig.2; note 1	–	200	mA
I_{FRM}	repetitive peak forward current		–	450	mA
I_{FSM}	non-repetitive peak forward current	square wave; $T_j = 25\text{ °C}$ prior to surge; see Fig.4 $t = 1\ \mu\text{s}$ $t = 1\ \text{ms}$ $t = 1\ \text{s}$	– – –	4 1 0.5	A A A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 25\text{ °C}$; note 1	–	500	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+200	°C
T_j	junction temperature		–	200	°C

Note

1. Device mounted on an FR4 printed-circuit board; lead length 10 mm.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage 1N4148 1N4448	see Fig.3 $I_F = 10\ \text{mA}$ $I_F = 5\ \text{mA}$ $I_F = 100\ \text{mA}$	– 0.62 –	1 0.72 1	V V V
I_R	reverse current	$V_R = 20\ \text{V}$; see Fig.5 $V_R = 20\ \text{V}$; $T_j = 150\text{ °C}$; see Fig.5	–	25 50	nA μA
I_R	reverse current; 1N4448	$V_R = 20\ \text{V}$; $T_j = 100\text{ °C}$; see Fig.5	–	3	μA
C_d	diode capacitance	$f = 1\ \text{MHz}$; $V_R = 0\ \text{V}$; see Fig.6	–	4	pF
t_{rr}	reverse recovery time	when switched from $I_F = 10\ \text{mA}$ to $I_R = 60\ \text{mA}$; $R_L = 100\ \Omega$; measured at $I_R = 1\ \text{mA}$; see Fig.7	–	4	ns
V_{fr}	forward recovery voltage	when switched from $I_F = 50\ \text{mA}$; $t_r = 20\ \text{ns}$; see Fig.8	–	2.5	V

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th(j-tp)}$	thermal resistance from junction to tie-point	lead length 10 mm	240	K/W
$R_{th(j-a)}$	thermal resistance from junction to ambient	lead length 10 mm; note 1	350	K/W

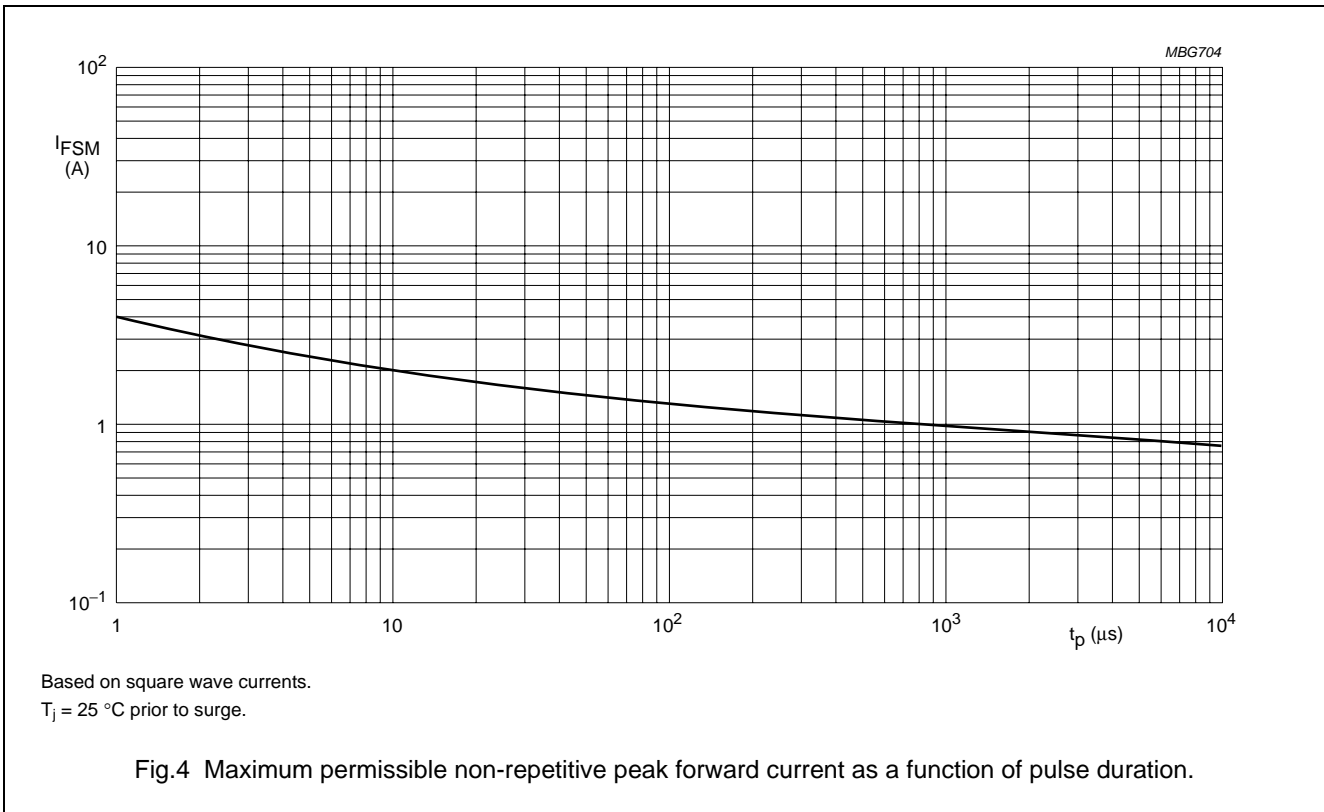
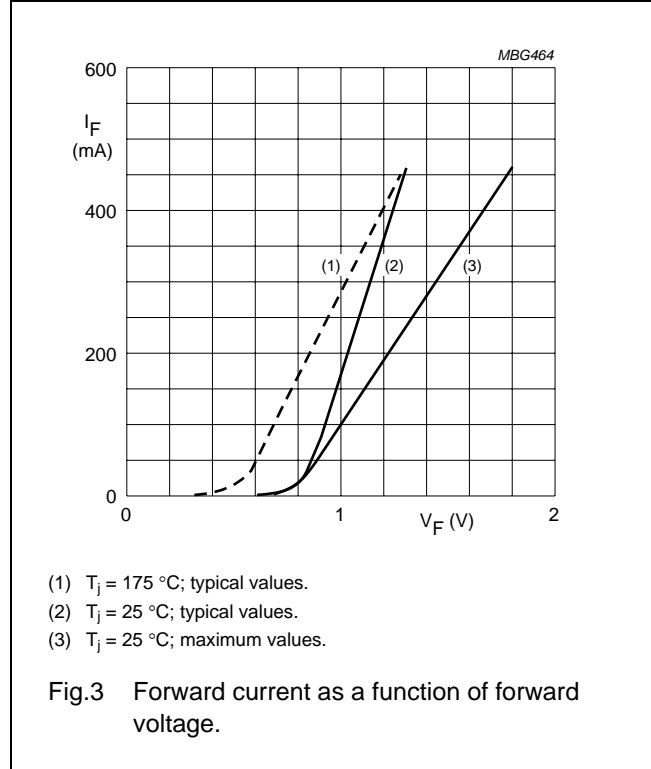
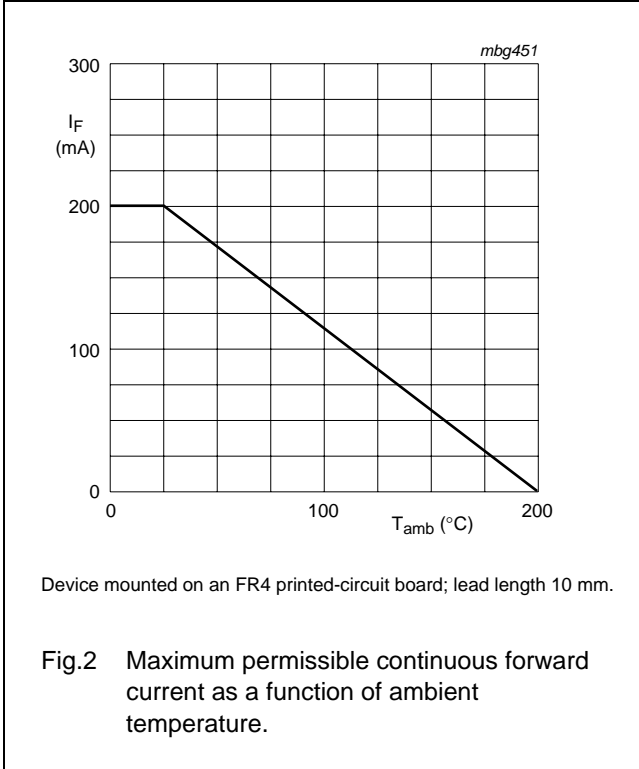
Note

1. Device mounted on a printed-circuit board without metallization pad.

High-speed diodes

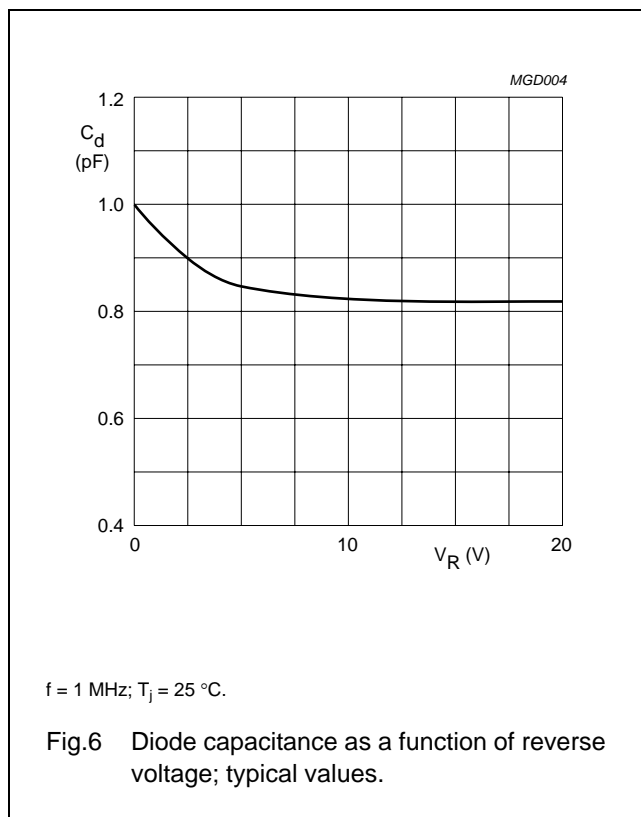
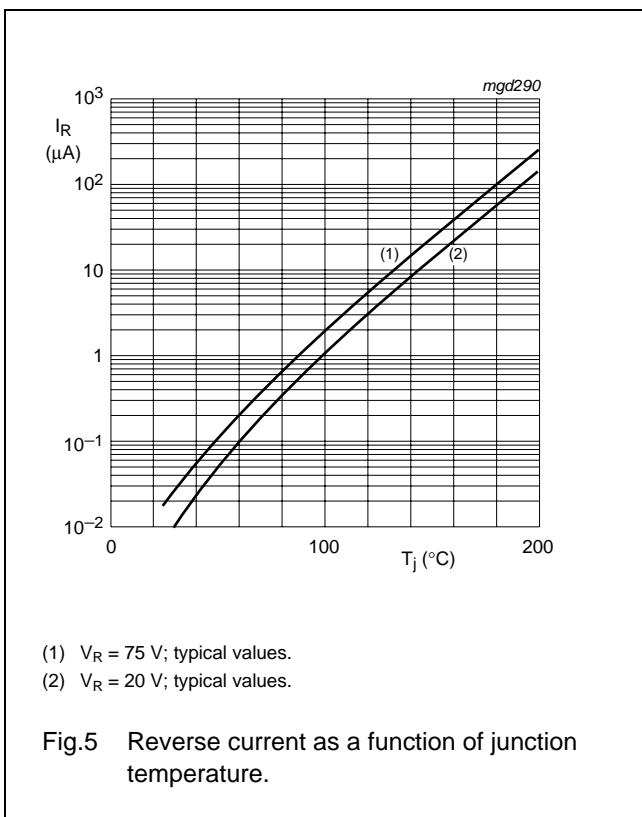
1N4148; 1N4448

GRAPHICAL DATA



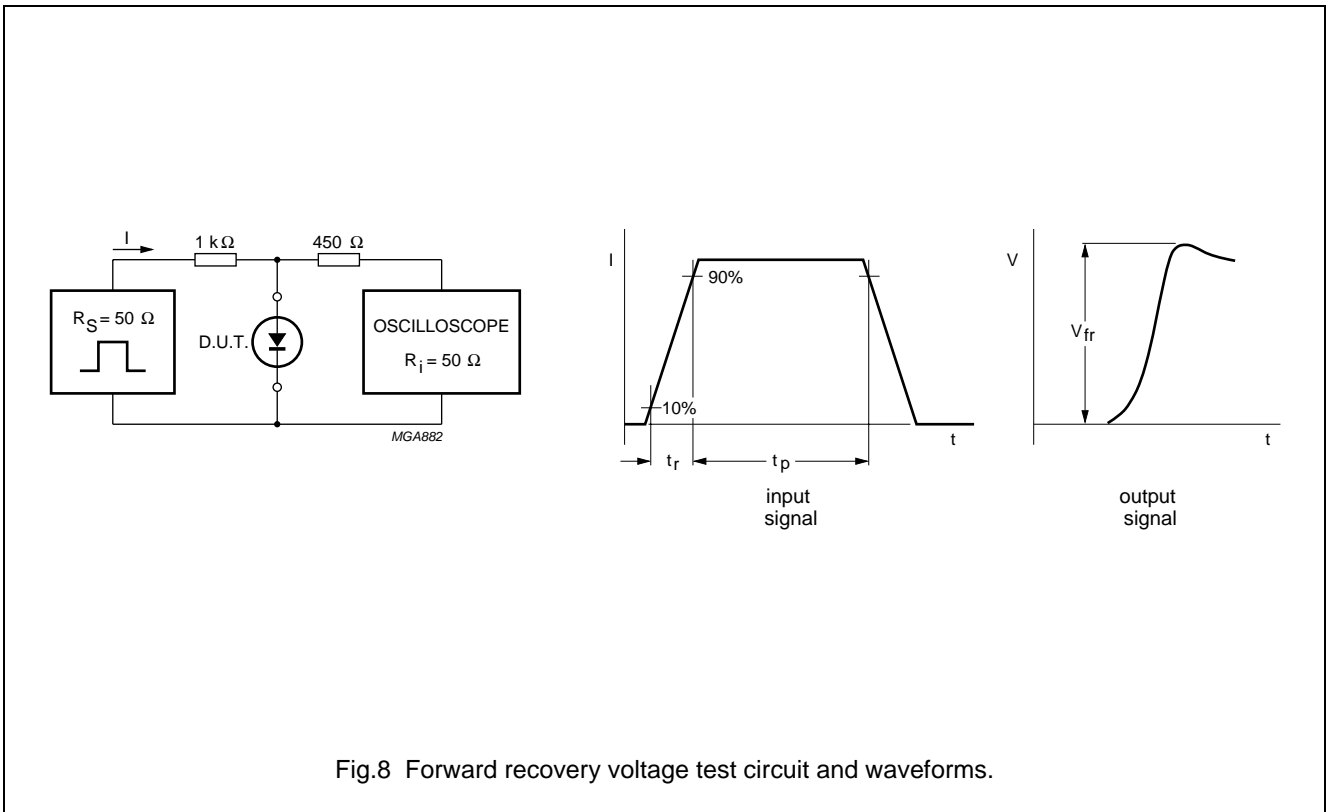
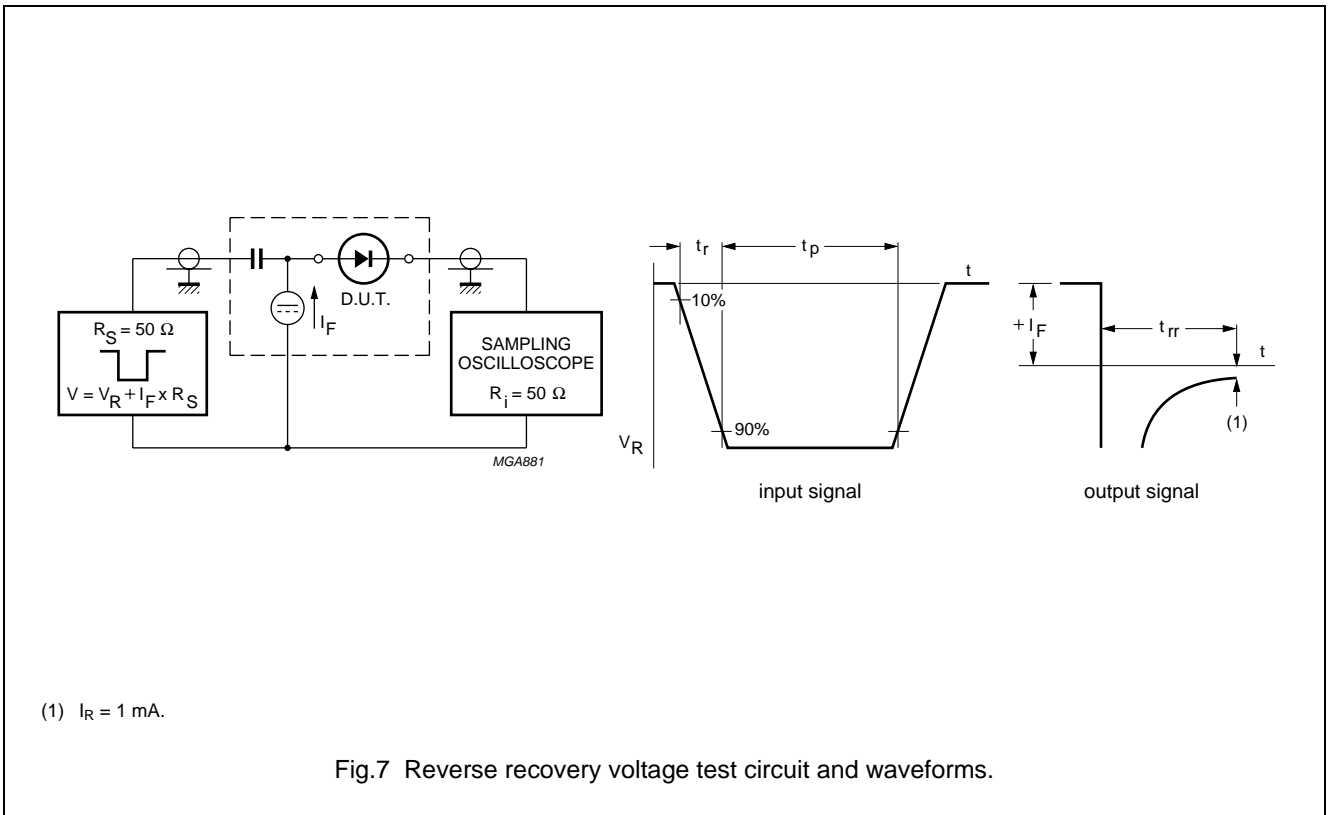
High-speed diodes

1N4148; 1N4448



High-speed diodes

1N4148; 1N4448



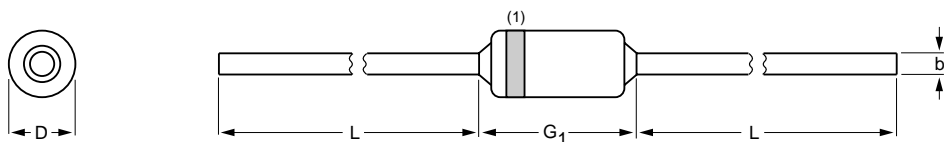
High-speed diodes

1N4148; 1N4448

PACKAGE OUTLINE

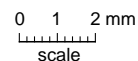
Hermetically sealed glass package; axial leaded; 2 leads

SOD27



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	b max.	D max.	G ₁ max.	L min.
mm	0.56	1.85	4.25	25.4



Note

1. The marking band indicates the cathode.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	JEITA			
SOD27	A24	DO-35	SC-40			97-06-09- 05-12-22

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

DATA SHEET STATUS

DOCUMENT STATUS ⁽¹⁾	PRODUCT STATUS ⁽²⁾	DEFINITION
Objective data sheet	Development	This document contains data from the objective specification for product development.
Preliminary data sheet	Qualification	This document contains data from the preliminary specification.
Product data sheet	Production	This document contains the product specification.

Notes

1. Please consult the most recently issued document before initiating or completing a design.
2. The product status of device(s) described in this document may have changed since this document was published and may differ in case of multiple devices. The latest product status information is available on the Internet at URL <http://www.nxp.com>.

DISCLAIMERS

General — Information in this document is believed to be accurate and reliable. However, NXP Semiconductors does not give any representations or warranties, expressed or implied, as to the accuracy or completeness of such information and shall have no liability for the consequences of use of such information.

Right to make changes — NXP Semiconductors reserves the right to make changes to information published in this document, including without limitation specifications and product descriptions, at any time and without notice. This document supersedes and replaces all information supplied prior to the publication hereof.

Suitability for use — NXP Semiconductors products are not designed, authorized or warranted to be suitable for use in medical, military, aircraft, space or life support equipment, nor in applications where failure or malfunction of an NXP Semiconductors product can reasonably be expected to result in personal injury, death or severe property or environmental damage. NXP Semiconductors accepts no liability for inclusion and/or use of NXP Semiconductors products in such equipment or applications and therefore such inclusion and/or use is at the customer's own risk.

Applications — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. NXP Semiconductors makes no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

Limiting values — Stress above one or more limiting values (as defined in the Absolute Maximum Ratings System of IEC 60134) may cause permanent damage to the device. Limiting values are stress ratings only and operation of the device at these or any other conditions

above those given in the Characteristics sections of this document is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.

Terms and conditions of sale — NXP Semiconductors products are sold subject to the general terms and conditions of commercial sale, as published at <http://www.nxp.com/profile/terms>, including those pertaining to warranty, intellectual property rights infringement and limitation of liability, unless explicitly otherwise agreed to in writing by NXP Semiconductors. In case of any inconsistency or conflict between information in this document and such terms and conditions, the latter will prevail.

No offer to sell or license — Nothing in this document may be interpreted or construed as an offer to sell products that is open for acceptance or the grant, conveyance or implication of any license under any copyrights, patents or other industrial or intellectual property rights.

Export control — This document as well as the item(s) described herein may be subject to export control regulations. Export might require a prior authorization from national authorities.

Quick reference data — The Quick reference data is an extract of the product data given in the Limiting values and Characteristics sections of this document, and as such is not complete, exhaustive or legally binding.

NXP Semiconductors

Customer notification

This data sheet was changed to reflect the new company name NXP Semiconductors. No changes were made to the content, except for the legal definitions and disclaimers.

Contact information

For additional information please visit: **<http://www.nxp.com>**

For sales offices addresses send e-mail to: **salesaddresses@nxp.com**

© NXP B.V. 2009

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

R76/05/pp9

Date of release: 2004 Aug 10

Document order number: 9397 750 13541



SMALL SIGNAL NPN TRANSISTOR

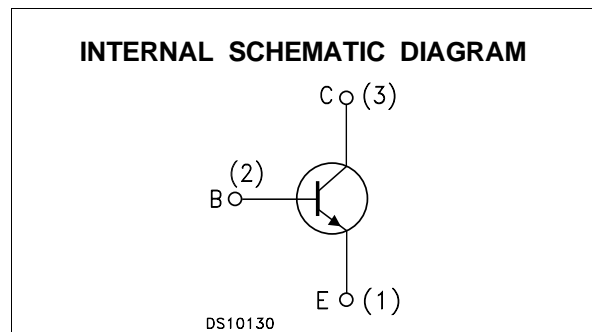
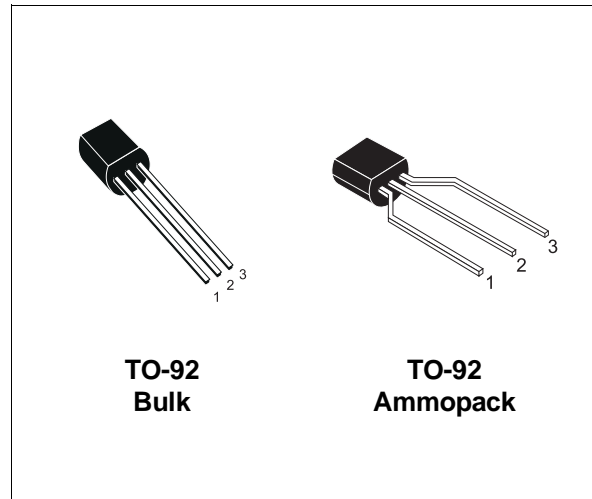
PRELIMINARY DATA

Ordering Code	Marking	Package / Shipment
2N3904	2N3904	TO-92 / Bulk
2N3904-AP	2N3904	TO-92 / Ammopack

- SILICON EPITAXIAL PLANAR NPN TRANSISTOR
- TO-92 PACKAGE SUITABLE FOR THROUGH-HOLE PCB ASSEMBLY
- THE PNP COMPLEMENTARY TYPE IS 2N3906

APPLICATIONS

- WELL SUITABLE FOR TV AND HOME APPLIANCE EQUIPMENT
- SMALL LOAD SWITCH TRANSISTOR WITH HIGH GAIN AND LOW SATURATION VOLTAGE



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CBO}	Collector-Base Voltage ($I_E = 0$)	60	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	40	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)	6	V
I_C	Collector Current	200	mA
P_{tot}	Total Dissipation at $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	625	mW
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	$^\circ\text{C}$
T_j	Max. Operating Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$

THERMAL DATA

R _{thj-amb} •	Thermal Resistance Junction-Ambient	Max	200	°C/W
R _{thj-case} •	Thermal Resistance Junction-Case	Max	83.3	°C/W

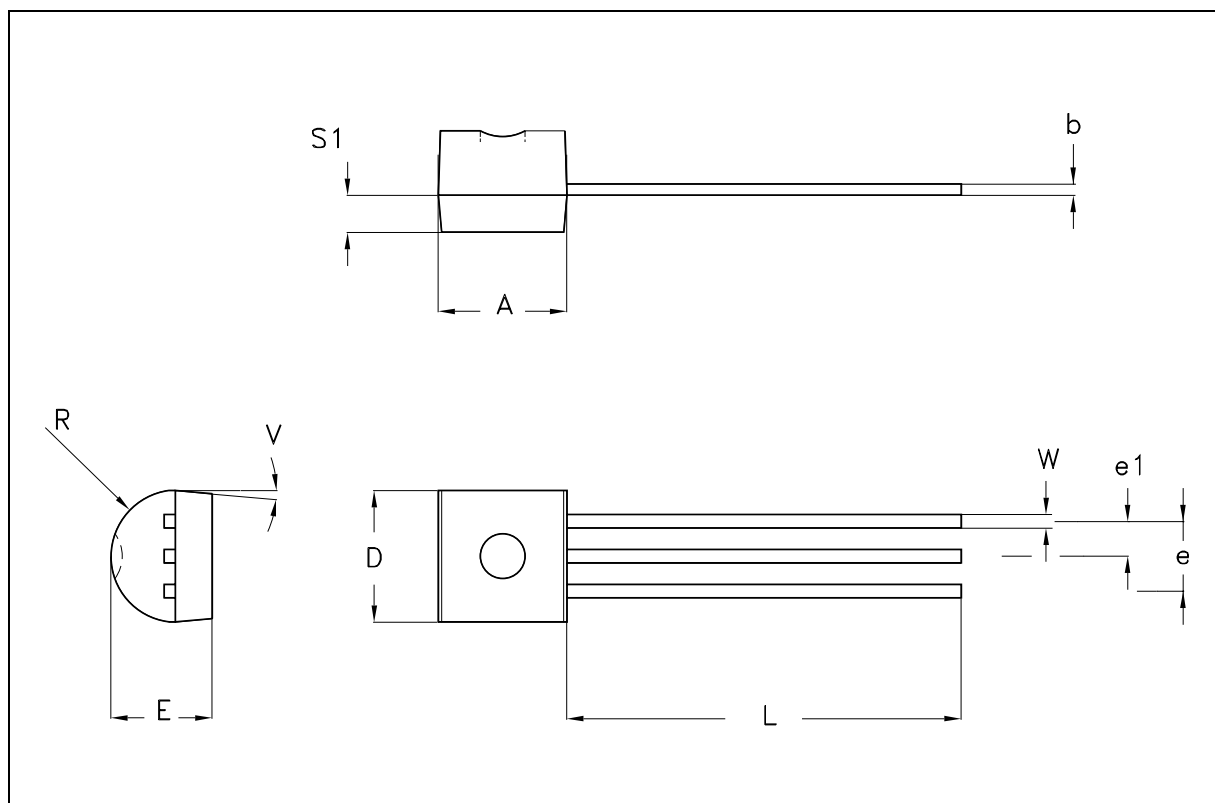
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{CEX}	Collector Cut-off Current (V _{BE} = -3 V)	V _{CE} = 30 V			50	nA
I _{BEX}	Base Cut-off Current (V _{BE} = -3 V)	V _{CE} = 30 V			50	nA
V _{(BR)CEO} *	Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _B = 0)	I _C = 1 mA	40			V
V _{(BR)CBO}	Collector-Base Breakdown Voltage (I _E = 0)	I _C = 10 μA	60			V
V _{(BR)EBO}	Emitter-Base Breakdown Voltage (I _C = 0)	I _E = 10 μA	6			V
V _{CE(sat)} *	Collector-Emitter Saturation Voltage	I _C = 10 mA I _B = 1 mA I _C = 50 mA I _B = 5 mA			0.2 0.2	V V
V _{BE(sat)} *	Base-Emitter Saturation Voltage	I _C = 10 mA I _B = 1 mA I _C = 50 mA I _B = 5 mA	0.65		0.85 0.95	V V
h _{FE} *	DC Current Gain	I _C = 0.1 mA V _{CE} = 1 V I _C = 1 mA V _{CE} = 1 V I _C = 10 mA V _{CE} = 1 V I _C = 50 mA V _{CE} = 1 V I _C = 100 mA V _{CE} = 1 V	60 80 100 60 30		300	
f _T	Transition Frequency	I _C = 10 mA V _{CE} = 20 V f = 100 MHz	250	270		MHz
C _{CB0}	Collector-Base Capacitance	I _E = 0 V _{CB} = 10 V f = 1 MHz		4		pF
C _{EBO}	Emitter-Base Capacitance	I _C = 0 V _{EB} = 0.5 V f = 1 MHz		18		pF
NF	Noise Figure	V _{CE} = 5 V I _C = 0.1 mA f = 10 Hz to 15.7 KHz R _G = 1 KΩ		5		dB
t _d	Delay Time	I _C = 10 mA I _B = 1 mA			35	ns
t _r	Rise Time	V _{CC} = 30 V			35	ns
t _s	Storage Time	I _C = 10 mA I _{B1} = -I _{B2} = 1 mA			200	ns
t _f	Fall Time	V _{CC} = 30 V			50	ns

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs, duty cycle ≤ 2 %

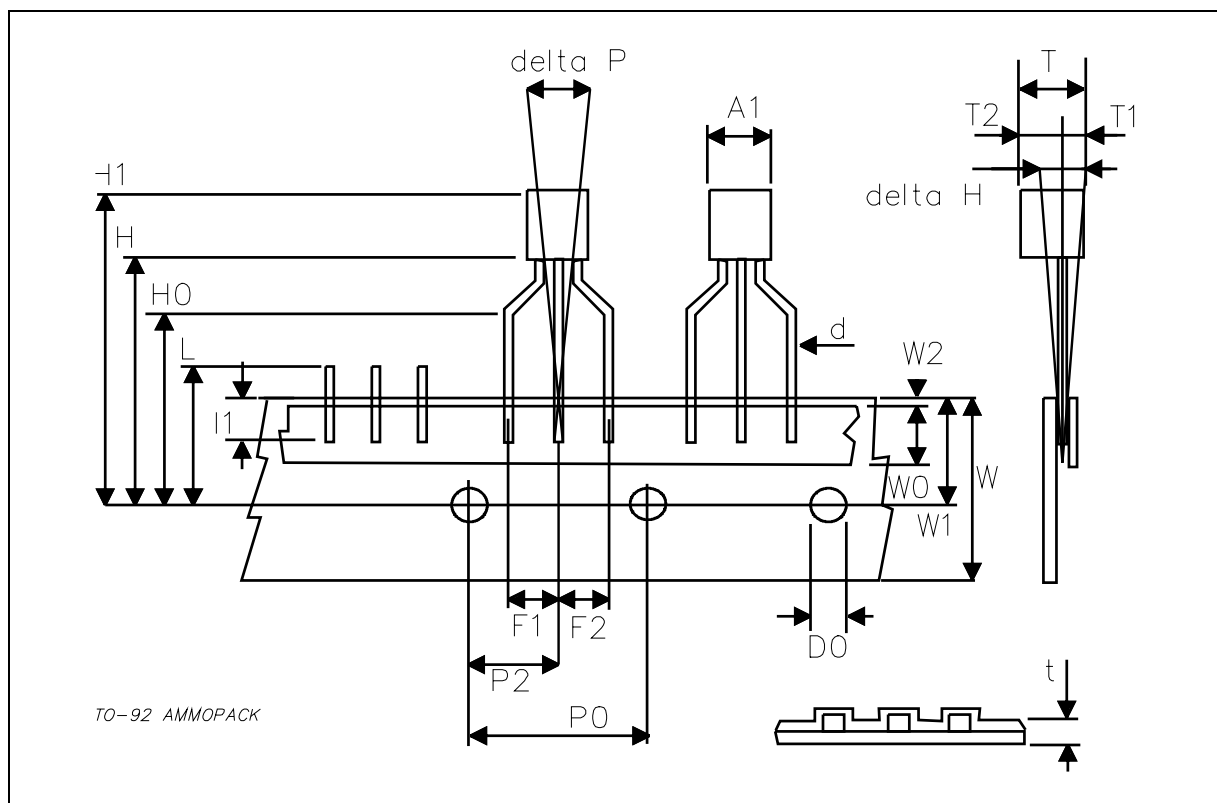
TO-92 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.32		4.95	0.170		0.195
b	0.36		0.51	0.014		0.020
D	4.45		4.95	0.175		0.194
E	3.30		3.94	0.130		0.155
e	2.41		2.67	0.095		0.105
e1	1.14		1.40	0.045		0.055
L	12.70		15.49	0.500		0.609
R	2.16		2.41	0.085		0.094
S1	1.14		1.52	0.045		0.059
W	0.41		0.56	0.016		0.022
V	4 degree		6 degree	4 degree		6 degree



TO-92 AMMOPACK SHIPMENT (Suffix"-AP") MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A1			4.80			0.189
T			3.80			0.150
T1			1.60			0.063
T2			2.30			0.091
d			0.48			0.019
P0	12.50	12.70	12.90	0.492	0.500	0.508
P2	5.65	6.35	7.05	0.222	0.250	0.278
F1,F2	2.44	2.54	2.94	0.096	0.100	0.116
delta H	-2.00		2.00	-0.079		0.079
W	17.50	18.00	19.00	0.689	0.709	0.748
W0	5.70	6.00	6.30	0.224	0.236	0.248
W1	8.50	9.00	9.25	0.335	0.354	0.364
W2			0.50			0.020
H	18.50		20.50	0.728		0.807
H0	15.50	16.00	16.50	0.610	0.630	0.650
H1			25.00			0.984
D0	3.80	4.00	4.20	0.150	0.157	0.165
t			0.90			0.035
L			11.00			0.433
I1	3.00			0.118		
delta P	-1.00		1.00	-0.039		0.039



Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 2003 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States.

<http://www.st.com>

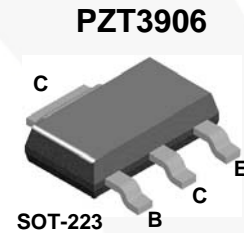
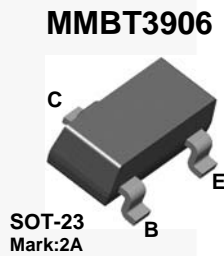
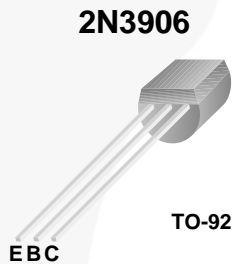


April 2014

2N3906 / MMBT3906 / PZT3906 PNP General-Purpose Amplifier

Description

This device is designed for general-purpose amplifier and switching applications at collector currents of 10 mA to 100 mA.



Ordering Information

Part Number	Marking	Package	Packing Method	Pack Quantity
2N3906BU	2N3906	TO-92 3L	Bulk	10000
2N3906TA	2N3906	TO-92 3L	Ammo	2000
2N3906TAR	2N3906	TO-92 3L	Ammo	2000
2N3906TF	2N3906	TO-92 3L	Tape and Reel	2000
2N3906TFR	2N3906	TO-92 3L	Tape and Reel	2000
MMBT3906	2A	SOT-23 3L	Tape and Reel	3000
PZT3906	3906	SOT-223 4L	Tape and Reel	2500

2N3906 / MMBT3906 / PZT3906 — PNP General-Purpose Amplifier

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only. Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	-40	V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	-40	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	-5.0	V
I_C	Collector Current - Continuous	-200	mA
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Note:

- These ratings are based on a maximum junction temperature of 150°C .
These are steady-state limits. Fairchild Semiconductor should be consulted on applications involving pulsed or low-duty cycle operations.

Thermal Characteristics

Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Maximum			Unit
		2N3906 ⁽³⁾	MMBT3906 ⁽²⁾	PZT3906 ⁽³⁾	
P_D	Total Device Dissipation	625	350	1,000	mW
	Derate Above 25°C	5.0	2.8	8.0	$\text{mW}/^\circ\text{C}$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Notes:

- Device is mounted on FR-4 PCB 1.6 inch X 1.6 inch X 0.06 inch.
- PCB size: FR-4, 76 mm x 114 mm x 1.57 mm (3.0 inch x 4.5 inch x 0.062 inch) with minimum land pattern size.

Electrical Characteristics

Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Max.	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ⁽⁴⁾	$I_C = -1.0\text{ mA}, I_B = 0$	-40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = -10\ \mu\text{A}, I_E = 0$	-40		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = -10\ \mu\text{A}, I_C = 0$	-5.0		V
I_{BL}	Base Cut-Off Current	$V_{CE} = -30\text{ V}, V_{BE} = 3.0\text{ V}$		-50	nA
I_{CEX}	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = -30\text{ V}, V_{BE} = 3.0\text{ V}$		-50	nA
ON CHARACTERISTICS					
h_{FE}	DC Current Gain ⁽⁴⁾	$I_C = -0.1\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	60		
		$I_C = -1.0\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	80		
		$I_C = -10\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	100	300	
		$I_C = -50\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	60		
		$I_C = -100\text{ mA}, V_{CE} = -1.0\text{ V}$	30		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10\text{ mA}, I_B = -1.0\text{ mA}$		-0.25	V
		$I_C = -50\text{ mA}, I_B = -5.0\text{ mA}$		-0.40	
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10\text{ mA}, I_B = -1.0\text{ mA}$	-0.65	-0.85	V
		$I_C = -50\text{ mA}, I_B = -5.0\text{ mA}$		-0.95	
SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS					
f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = -10\text{ mA}, V_{CE} = -20\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$	250		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	$V_{CB} = -5.0\text{ V}, I_E = 0, f = 100\text{ kHz}$		4.5	pF
C_{ibo}	Input Capacitance	$V_{EB} = -0.5\text{ V}, I_C = 0, f = 100\text{ kHz}$		10.0	pF
NF	Noise Figure	$I_C = -100\ \mu\text{A}, V_{CE} = -5.0\text{ V}, R_S = 1.0\text{ k}\Omega, f = 10\text{ Hz to }15.7\text{ kHz}$		4.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS					
t_d	Delay Time	$V_{CC} = -3.0\text{ V}, V_{BE} = -0.5\text{ V}$		35	ns
t_r	Rise Time	$I_C = -10\text{ mA}, I_{B1} = -1.0\text{ mA}$		35	ns
t_s	Storage Time	$V_{CC} = -3.0\text{ V}, I_C = -10\text{ mA}, I_{B1} = I_{B2} = -1.0\text{ mA}$		225	ns
t_f	Fall Time			75	ns

Note:

4. Pulse test: pulse width $\leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2.0\%$.

Typical Performance Characteristics

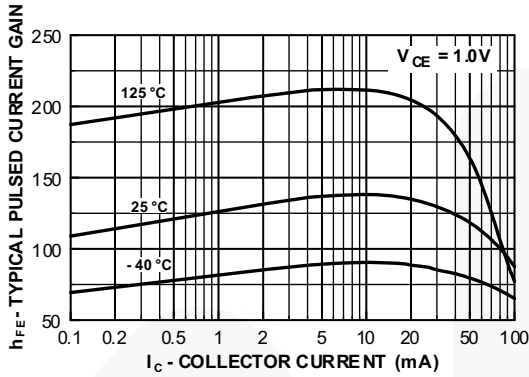


Figure 1. Typical Pulsed Current Gain vs. Collector Current

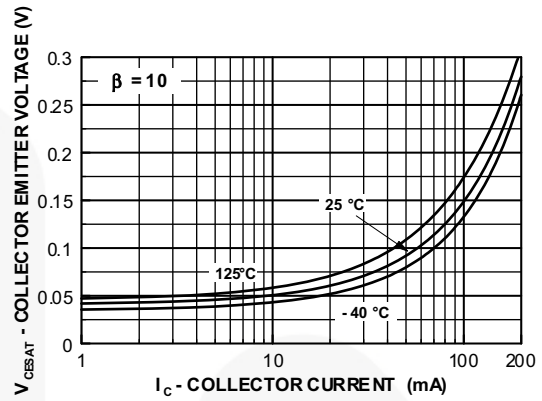


Figure 2. Collector-Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

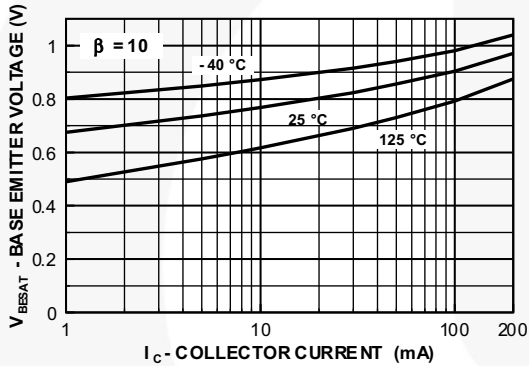


Figure 3. Base-Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

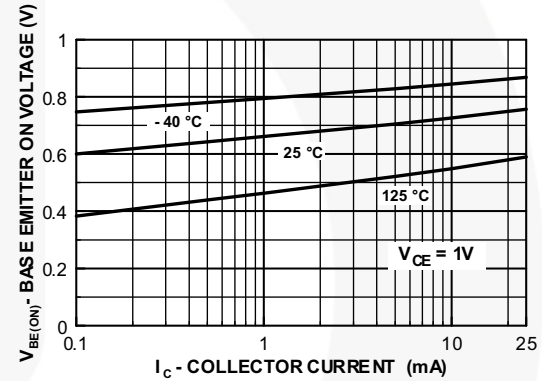


Figure 4. Base-Emitter On Voltage vs. Collector Current

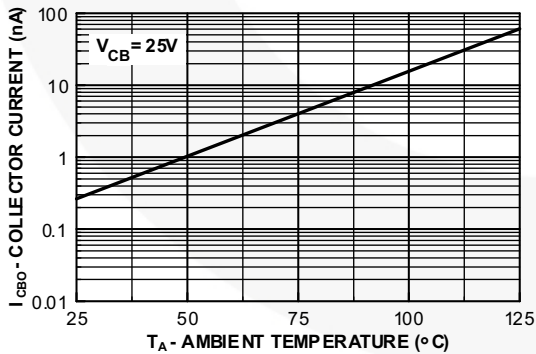


Figure 5. Collector Cut-Off Current vs. Ambient Temperature

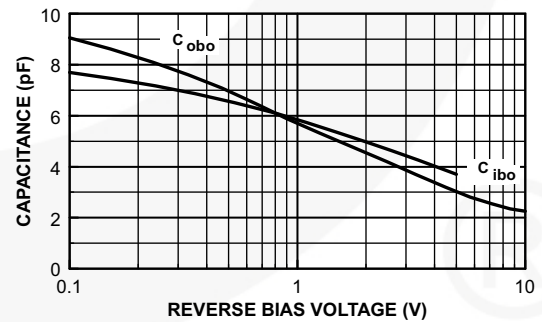


Figure 6. Common-Base Open Circuit Input and Output Capacitance vs. Reverse Bias Voltage

Typical Performance Characteristics (Continued)

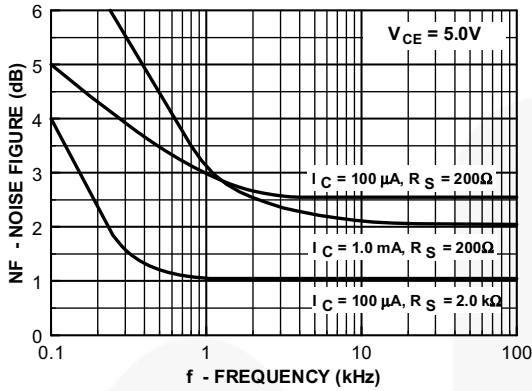


Figure 7. Noise Figure vs. Frequency

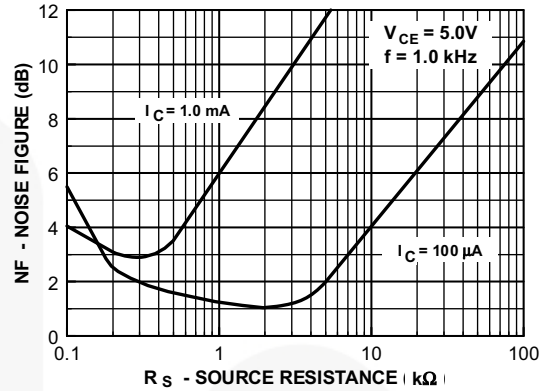


Figure 8. Noise Figure vs. Source Resistance

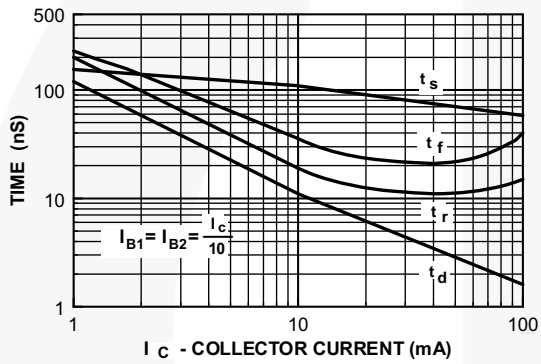


Figure 9. Switching Times vs. Collector Current

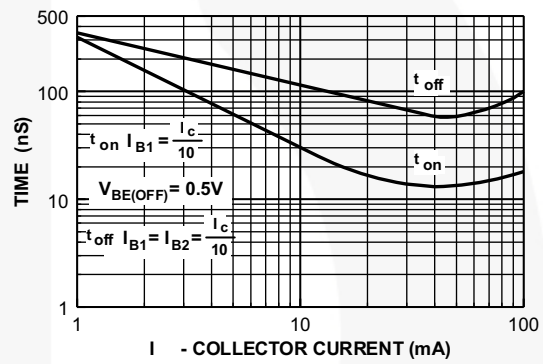


Figure 10. Turn-On and Turn-Off Times vs. Collector Current

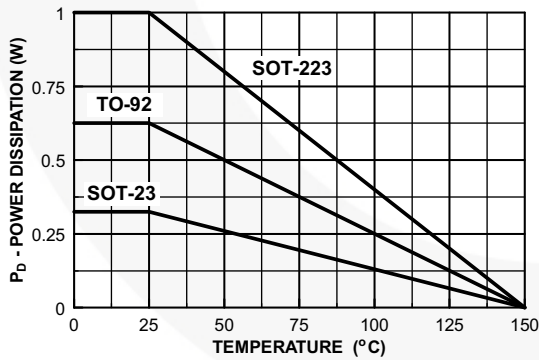


Figure 11. Power Dissipation vs. Ambient Temperature

Typical Performance Characteristics (Continued)

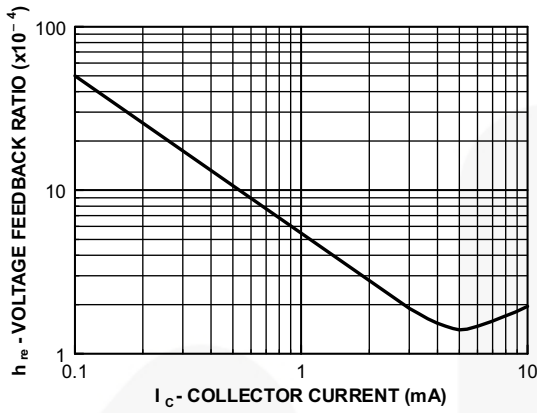


Figure 12. Voltage Feedback Ratio

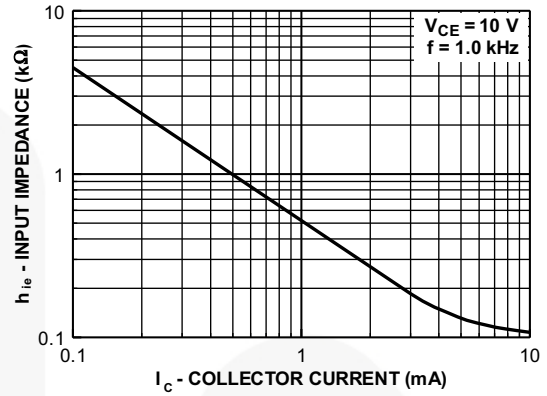


Figure 13. Input Impedance

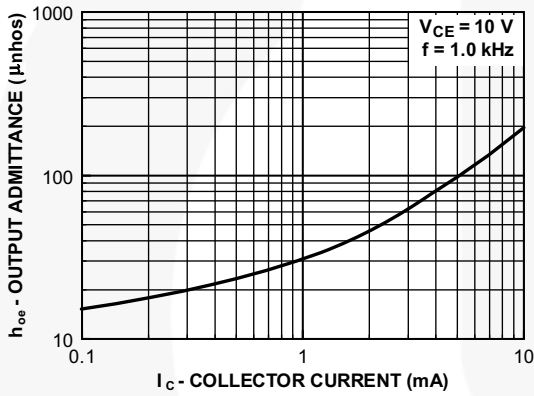


Figure 14. Output Admittance

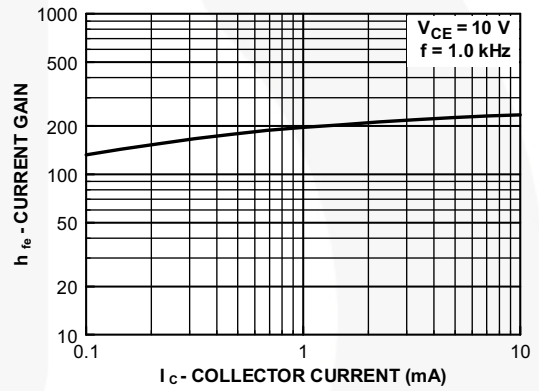
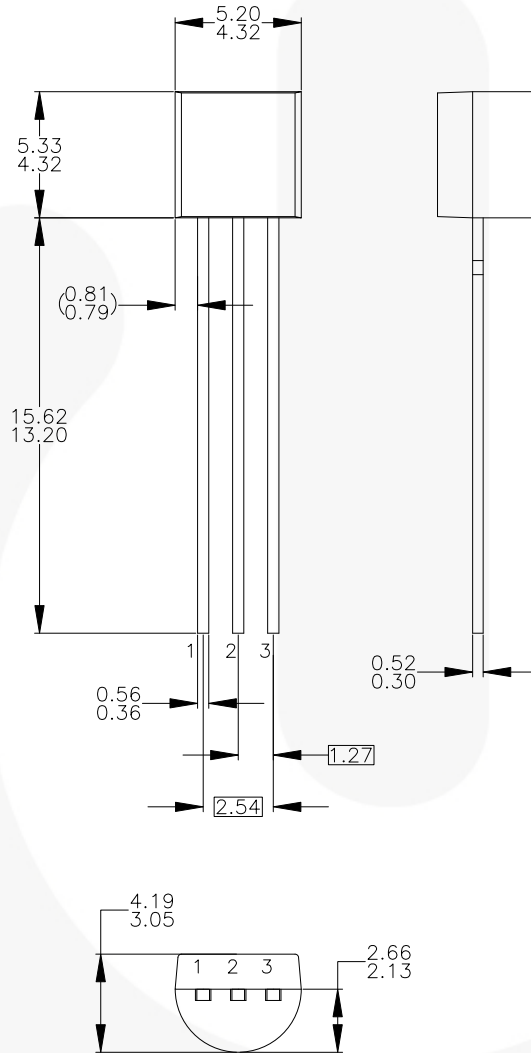


Figure 15. Current Gain

Physical Dimensions

TO-92 (Bulk)



NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

- A) DRAWING WITH REFERENCE TO JEDEC TO-92 RECOMMENDATIONS.
- B) ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- C) DRAWING CONFORMS TO ASME Y14.5M-1994.
- D) TO-92 (92,94,96,97,98) PIN CONFIGURATION:

PIN	92			94			96			97			98		
	P	F	M	P	F	M	B	F	M	P	F	M	P	F	M
1	E	S	S	E	S	S	B	D	G	C	G	D	C	G	D
2	B	D	G	C	G	D	E	S	S	B	D	G	E	S	S
3	C	G	D	B	D	G	C	G	D	E	S	S	B	D	G

LEGEND:

P - BIPOLAR E - EMITTER D - DRAIN
 F - JFET B - BASE S - SOURCE
 M - DMOS C - COLLECTOR G - GATE

- E) FOR PACKAGE 92, 94, 96, 97 AND 98: PIN CONFIGURATION DRAIN "D" AND SOURCE "S" ARE INTERCHANGEABLE AT JFET "F" OPTION.
- F) DRAWING FILENAME: MKT-ZA03DREV3.

Figure 16. 3-LEAD, TO92, JEDEC TO-92 COMPLIANT STRAIGHT LEAD CONFIGURATION (OLD TO92AM3)

Package drawings are provided as a service to customers considering Fairchild components. Drawings may change in any manner without notice. Please note the revision and/or date on the drawing and contact a Fairchild Semiconductor representative to verify or obtain the most recent revision. Package specifications do not expand the terms of Fairchild's worldwide terms and conditions, specifically the warranty therein, which covers Fairchild products.

Always visit Fairchild Semiconductor's online packaging area for the most recent package drawings:

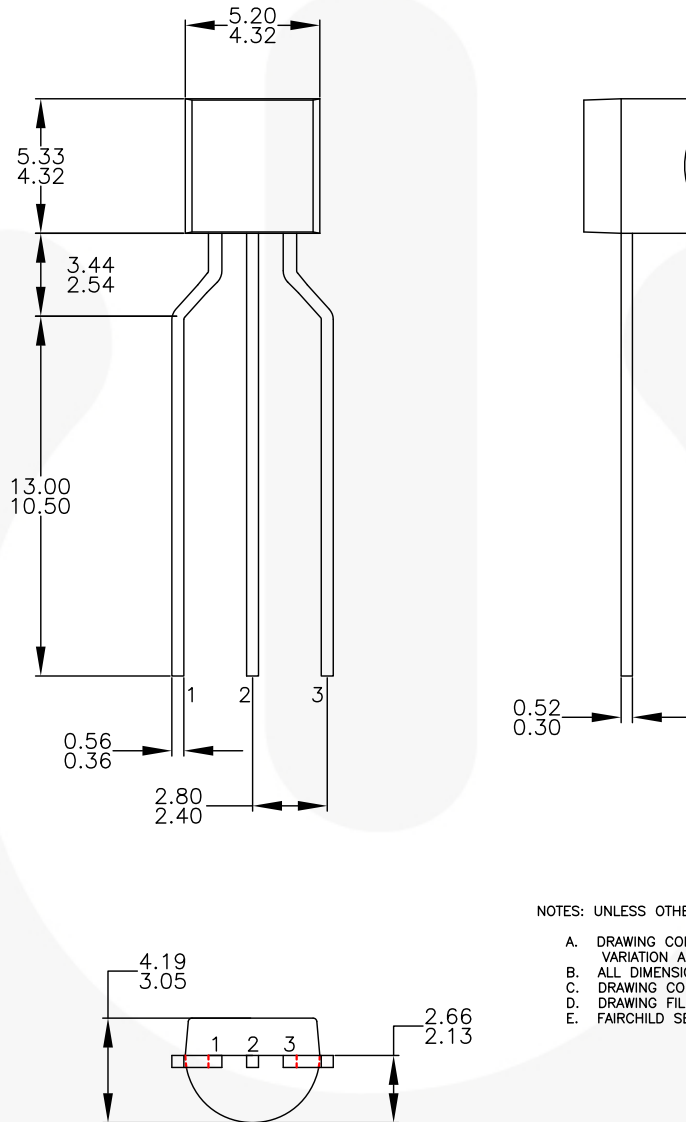
<http://www.fairchildsemi.com/dwg/ZA/ZA03D.pdf>

For current tape and reel specifications, visit Fairchild Semiconductor's online packaging area:

http://www.fairchildsemi.com/packaging_dwg/PKG-ZA03D_BK.pdf

Physical Dimensions (Continued)

TO-92 (Ammo, Tape and Reel)



NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

- A. DRAWING CONFORMS TO JEDEC MS-013, VARIATION AC.
- B. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- C. DRAWING CONFORMS TO ASME Y14.5M-2009.
- D. DRAWING FILENAME: MKT-ZA03FREV3.
- E. FAIRCHILD SEMICONDUCTOR.

Figure 17. 3-LEAD, TO92, MOLDED 0.200 IN LINE SPACING LEAD FORM (J61Z OPTION)

Package drawings are provided as a service to customers considering Fairchild components. Drawings may change in any manner without notice. Please note the revision and/or date on the drawing and contact a Fairchild Semiconductor representative to verify or obtain the most recent revision. Package specifications do not expand the terms of Fairchild's worldwide terms and conditions, specifically the warranty therein, which covers Fairchild products.

Always visit Fairchild Semiconductor's online packaging area for the most recent package drawings:
<http://www.fairchildsemi.com/dwg/ZA/ZA03F.pdf>

For current tape and reel specifications, visit Fairchild Semiconductor's online packaging area:
http://www.fairchildsemi.com/packing_dwg/PKG-ZA03F_BK.pdf

Physical Dimensions (Continued)

SOT-23

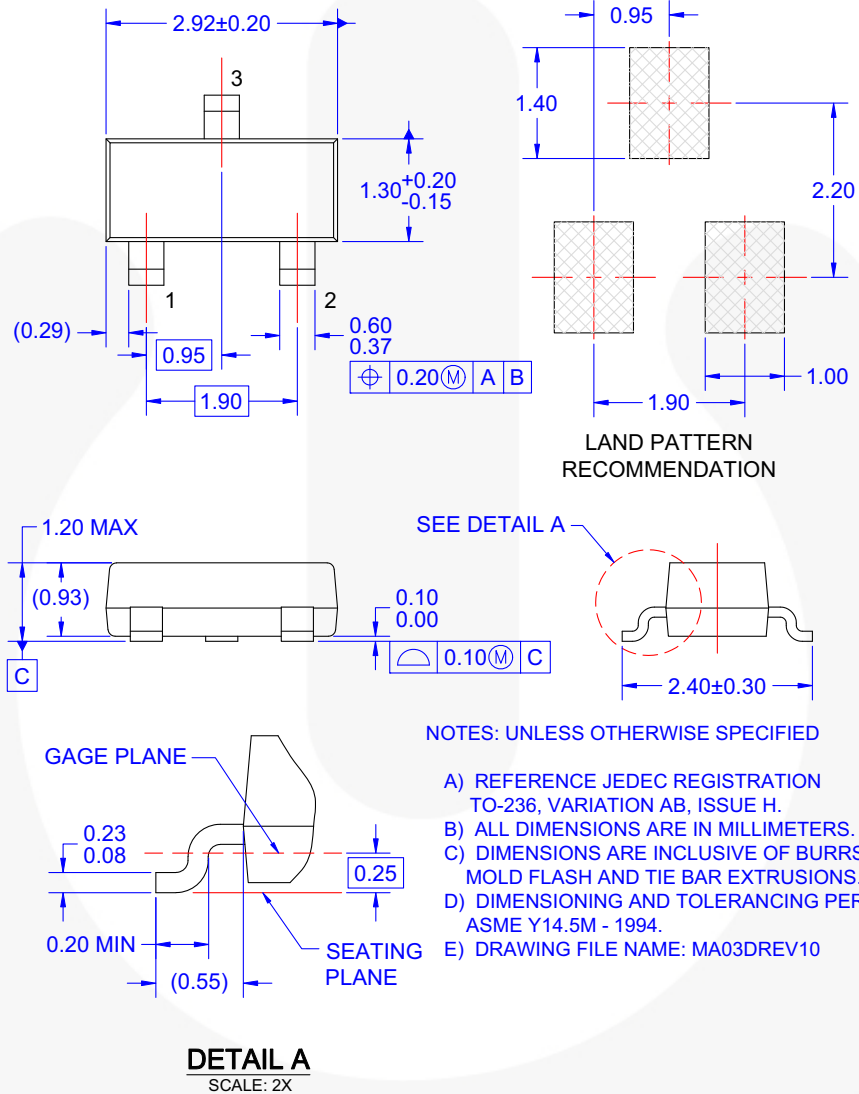


Figure 18. 3-LEAD, SOT23, JEDEC TO-236, LOW PROFILE

Package drawings are provided as a service to customers considering Fairchild components. Drawings may change in any manner without notice. Please note the revision and/or date on the drawing and contact a Fairchild Semiconductor representative to verify or obtain the most recent revision. Package specifications do not expand the terms of Fairchild's worldwide terms and conditions, specifically the warranty therein, which covers Fairchild products.

Always visit Fairchild Semiconductor's online packaging area for the most recent package drawings:
<http://www.fairchildsemi.com/dwg/MA/MA03D.pdf>

For current tape and reel specifications, visit Fairchild Semiconductor's online packaging area:
http://www.fairchildsemi.com/packing_dwg/PKG-MA03D.pdf

Physical Dimensions (Continued)

SOT-223 4L

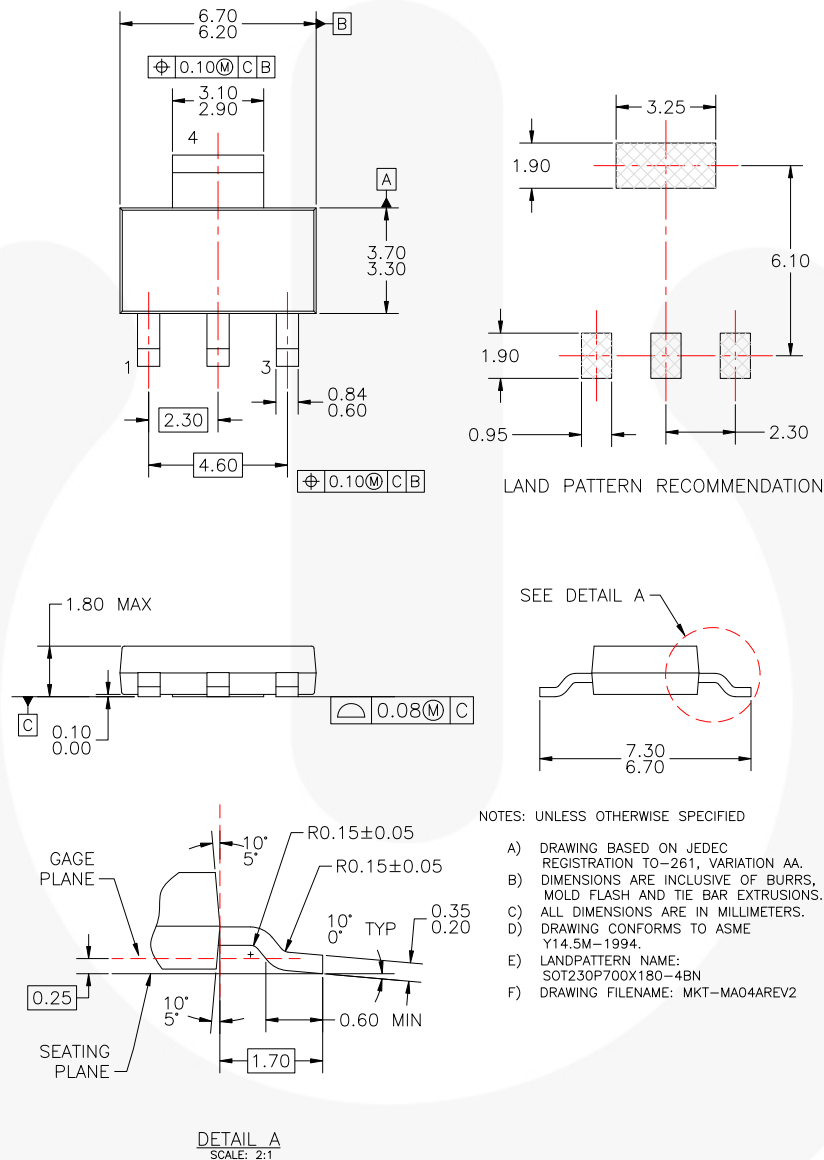


Figure 19. MOLDED PACKAGE, SOT-223, 4-LEAD

Package drawings are provided as a service to customers considering Fairchild components. Drawings may change in any manner without notice. Please note the revision and/or date on the drawing and contact a Fairchild Semiconductor representative to verify or obtain the most recent revision. Package specifications do not expand the terms of Fairchild's worldwide terms and conditions, specifically the warranty therein, which covers Fairchild products.

Always visit Fairchild Semiconductor's online packaging area for the most recent package drawings:

<http://www.fairchildsemi.com/dwg/MA04A.pdf>


For current tape and reel specifications, visit Fairchild Semiconductor's online packaging area:

http://www.fairchildsemi.com/packaging_dwg/PKG-MA04A_BK.pdf





TRADEMARKS

The following includes registered and unregistered trademarks and service marks, owned by Fairchild Semiconductor and/or its global subsidiaries, and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

AccuPower™
 AX-CAP®*
 BitSiC™
 Build it Now™
 CorePLUS™
 CorePOWER™
 CROSSVOLT™
 CTL™
 Current Transfer Logic™
 DEUXPEED®
 Dual Cool™
 EcoSPARK®
 EfficientMax™
 ESBC™

 Fairchild®
 Fairchild Semiconductor®
 FACT Quiet Series™
 FACT®
 FAST®
 FastvCore™
 FETBench™
 FPS™

F-PFS™
 FRFET®
 Global Power Resource™
 GreenBridge™
 Green FPS™
 Green FPS™ e-Series™
 Gmax™
 GTO™
 IntelliMAX™
 ISOPLANAR™
 Making Small Speakers Sound Louder and Better™
 MegaBuck™
 MICROCOUPLER™
 MicroFET™
 MicroPak™
 MicroPak2™
 MillerDrive™
 MotionMax™
 mWSaver®
 OptoHiT™
 OPTOLOGIC®
 OPTOPLANAR®


 PowerTrench®
 PowerXS™
 Programmable Active Droop™
 QFET®
 QS™
 Quiet Series™
 RapidConfigure™

 Saving our world, 1mW/W/kW at a time™
 SignalWise™
 SmartMax™
 SMART START™
 Solutions for Your Success™
 SPM®
 STEALTH™
 SuperFET®
 SuperSOT™-3
 SuperSOT™-6
 SuperSOT™-8
 SupreMOS®
 SyncFET™
 Sync-Lock™


 SYSTEM GENERAL®
 TinyBoost®
 TinyBuck®
 TinyCalc™
 TinyLogic®
 TINYOPTO™
 TinyPower™
 TinyPWM™
 TinyWire™
 TranSiC™
 TriFault Detect™
 TRUECURRENT®*
 μSerDes™

 UHC®
 Ultra FRFET™
 UniFET™
 VCX™
 VisualMax™
 VoltagePlus™
 XS™
 仙童™

* Trademarks of System General Corporation, used under license by Fairchild Semiconductor.

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS. THESE SPECIFICATIONS DO NOT EXPAND THE TERMS OF FAIRCHILD'S WORLDWIDE TERMS AND CONDITIONS, SPECIFICALLY THE WARRANTY THEREIN, WHICH COVERS THESE PRODUCTS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support, device, or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

ANTI-COUNTERFEITING POLICY

Fairchild Semiconductor Corporation's Anti-Counterfeiting Policy. Fairchild's Anti-Counterfeiting Policy is also stated on our external website, www.fairchildsemi.com, under Sales Support.

Counterfeiting of semiconductor parts is a growing problem in the industry. All manufacturers of semiconductor products are experiencing counterfeiting of their parts. Customers who inadvertently purchase counterfeit parts experience many problems such as loss of brand reputation, substandard performance, failed applications, and increased cost of production and manufacturing delays. Fairchild is taking strong measures to protect ourselves and our customers from the proliferation of counterfeit parts. Fairchild strongly encourages customers to purchase Fairchild parts either directly from Fairchild or from Authorized Fairchild Distributors who are listed by country on our web page cited above. Products customers buy either from Fairchild directly or from Authorized Fairchild Distributors are genuine parts, have full traceability, meet Fairchild's quality standards for handling and storage and provide access to Fairchild's full range of up-to-date technical and product information. Fairchild and our Authorized Distributors will stand behind all warranties and will appropriately address any warranty issues that may arise. Fairchild will not provide any warranty coverage or other assistance for parts bought from Unauthorized Sources. Fairchild is committed to combat this global problem and encourage our customers to do their part in stopping this practice by buying direct or from authorized distributors.

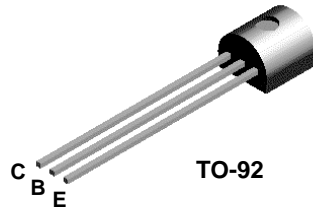
PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

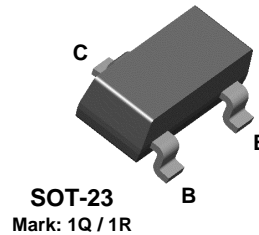
Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative / In Design	Datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	Datasheet contains preliminary data; supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve design.
No Identification Needed	Full Production	Datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve the design.
Obsolete	Not In Production	Datasheet contains specifications on a product that is discontinued by Fairchild Semiconductor. The datasheet is for reference information only.

Rev. I68

2N5088
2N5089



MMBT5088
MMBT5089



NPN General Purpose Amplifier

This device is designed for low noise, high gain, general purpose amplifier applications at collector currents from 1μA to 50 mA.

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units	
V _{CEO}	Collector-Emitter Voltage	2N5088	30	V
		2N5089	25	V
V _{CBO}	Collector-Base Voltage	2N5088	35	V
		2N5089	30	V
V _{EBO}	Emitter-Base Voltage	4.5	V	
I _C	Collector Current - Continuous	100	mA	
T _J , T _{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C	

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

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max		Units
		2N5088 2N5089	*MMBT5088 *MMBT5089	
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625	350	mW
		5.0	2.8	mW/°C
R _{θJC}	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3		°C/W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	°C/W

*Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

NPN General Purpose Amplifier

(continued)

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage*	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$	5088	30	V
			5089	25	V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 100 \mu\text{A}, I_E = 0$	5088	35	V
			5089	30	V
I_{CBO}	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 20 \text{ V}, I_E = 0$	5088	50	nA
		$V_{CB} = 15 \text{ V}, I_E = 0$	5089	50	nA
I_{EBO}	Emitter Cutoff Current	$V_{EB} = 3.0 \text{ V}, I_C = 0$		50	nA
		$V_{EB} = 4.5 \text{ V}, I_C = 0$		100	nA

ON CHARACTERISTICS

h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 100 \mu\text{A}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}$	5088	300	900	
			5089	400	1200	
		$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}$	5088	350		
			5089	450		
$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}^*$		5088	300			
		5089	400			
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$		0.5	V	
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}$		0.8	V	

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 500 \mu\text{A}, V_{CE} = 5.0 \text{ mA},$ $f = 20 \text{ MHz}$		50		MHz
C_{cb}	Collector-Base Capacitance	$V_{CB} = 5.0 \text{ V}, I_E = 0, f = 100 \text{ kHz}$			4.0	pF
C_{eb}	Emitter-Base Capacitance	$V_{BE} = 0.5 \text{ V}, I_C = 0, f = 100 \text{ kHz}$			10	pF
h_{fe}	Small-Signal Current Gain	$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V},$	5088	350	1400	
		$f = 1.0 \text{ kHz}$	5089	450	1800	
NF	Noise Figure	$I_C = 100 \mu\text{A}, V_{CE} = 5.0 \text{ V},$	5088		3.0	dB
		$R_S = 10 \text{ k}\Omega,$ $f = 10 \text{ Hz to } 15.7 \text{ kHz}$	5089		2.0	dB

*Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

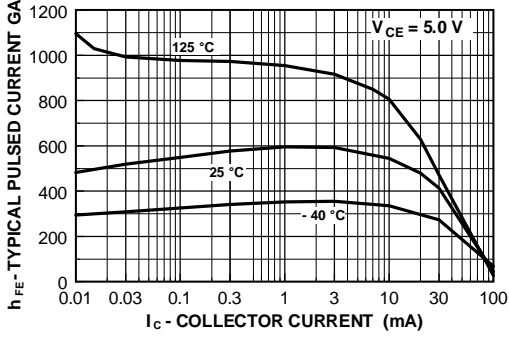
Spice Model

NPN (Is=5.911f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=62.37 Bf=1.122K Ne=1.394 Ise=5.911f Ikf=14.92m Xtb=1.5 Br=1.271 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1.61 Cjc=4.017p Mjc=.3174 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=4.973p Mje=.4146 Vje=.75 Tr=4.673n Tf=821.7p Itf=.35 Vtf=4 Xtf=7 Rb=10)

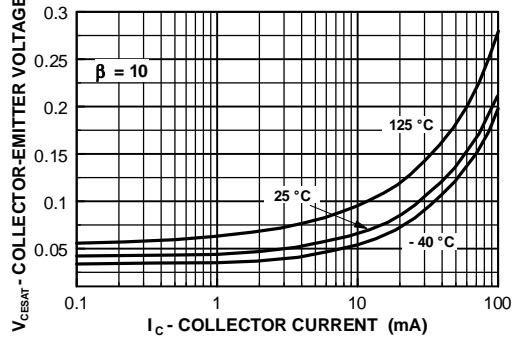
2N5088 / MMBT5088 / 2N5089 / MMBT5089

Typical Characteristics

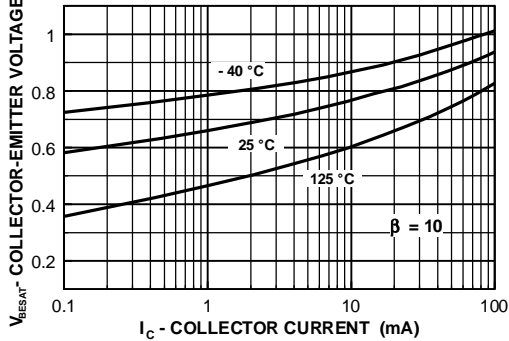
Typical Pulsed Current Gain vs Collector Current



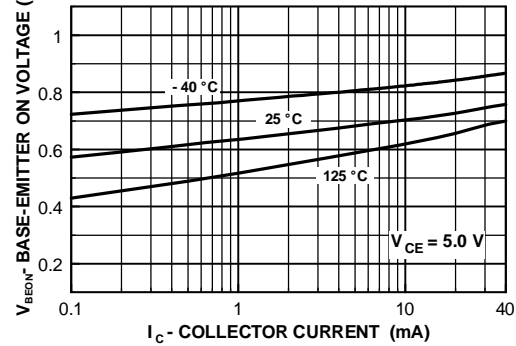
Collector-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



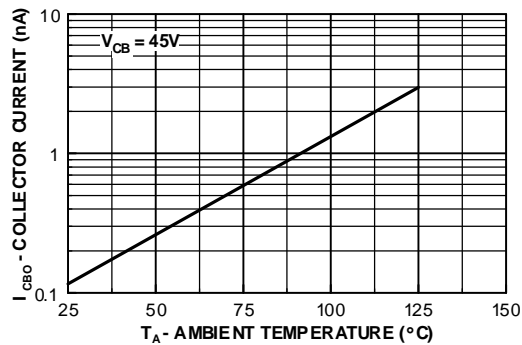
Base-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



Base-Emitter ON Voltage vs Collector Current



Collector-Cutoff Current vs Ambient Temperature



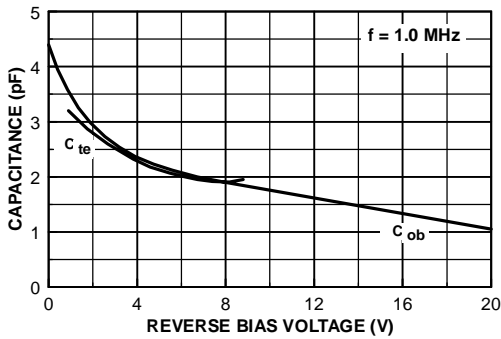
NPN General Purpose Amplifier

(continued)

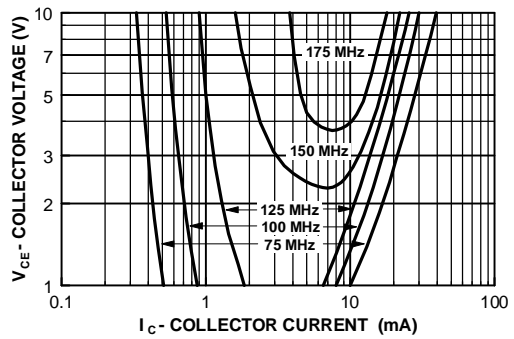
2N5088 / MMBT5088 / 2N5089 / MMBT5089

Typical Characteristics (continued)

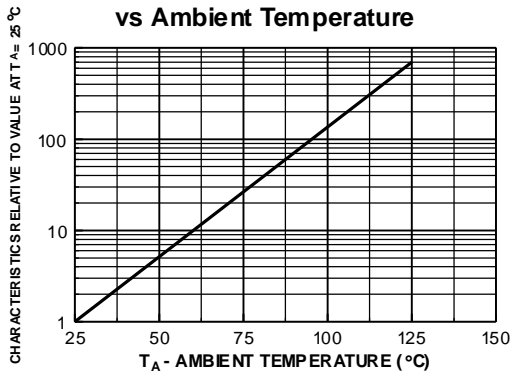
Input and Output Capacitance vs Reverse Bias Voltage



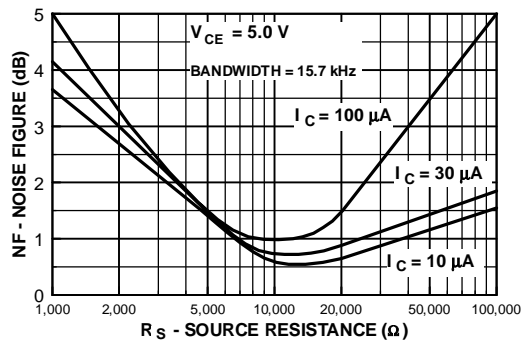
Contours of Constant Gain Bandwidth Product (f_T)



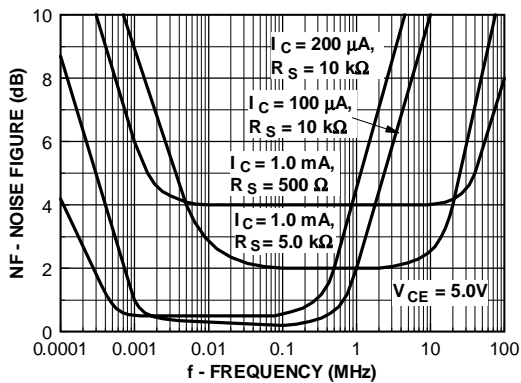
Normalized Collector-Cutoff Current vs Ambient Temperature



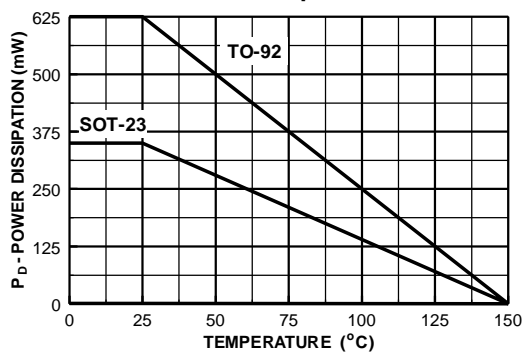
Wideband Noise Frequency vs Source Resistance



Noise Figure vs Frequency

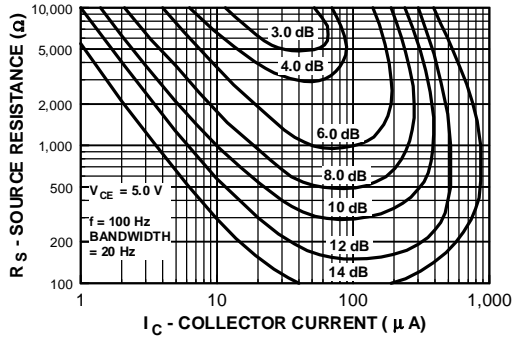


Power Dissipation vs Ambient Temperature

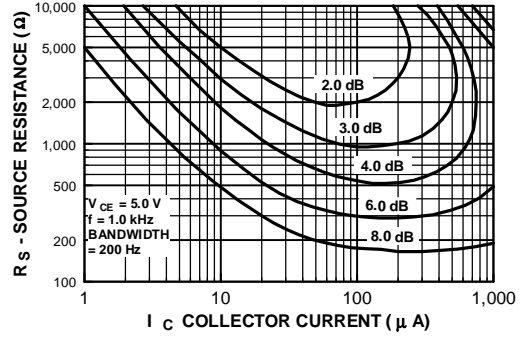


Typical Characteristics (continued)

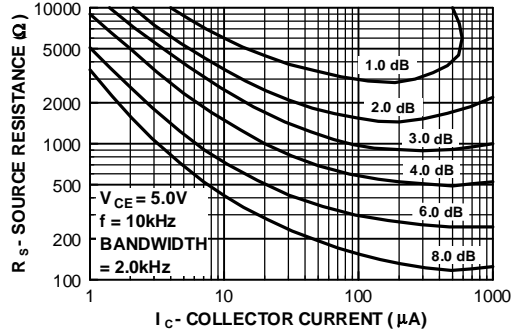
Contours of Constant
Narrow Band Noise Figure



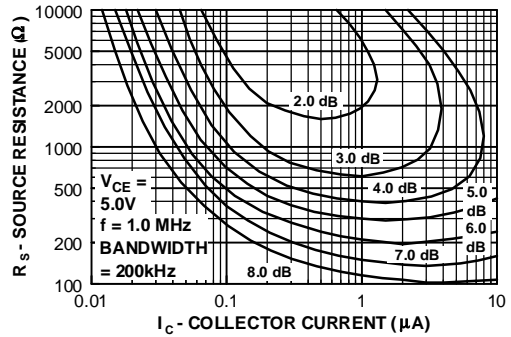
Contours of Constant
Narrow Band Noise Figure



Contours of Constant
Narrow Band Noise Figure

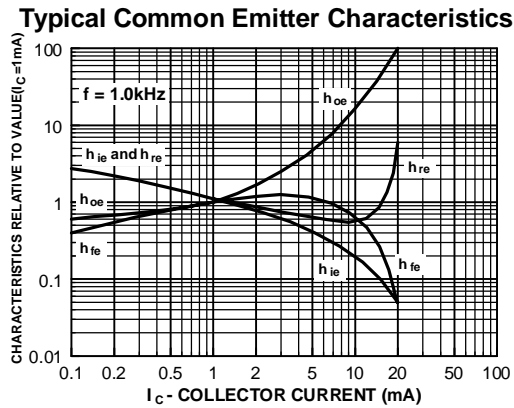
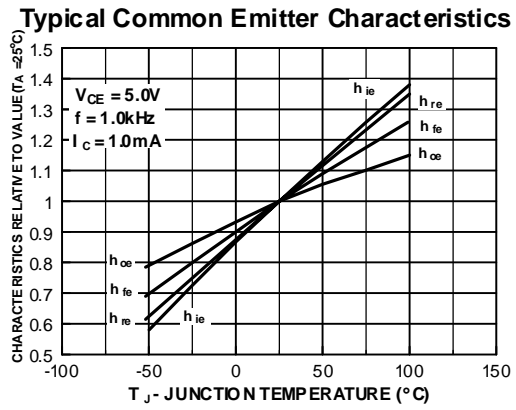
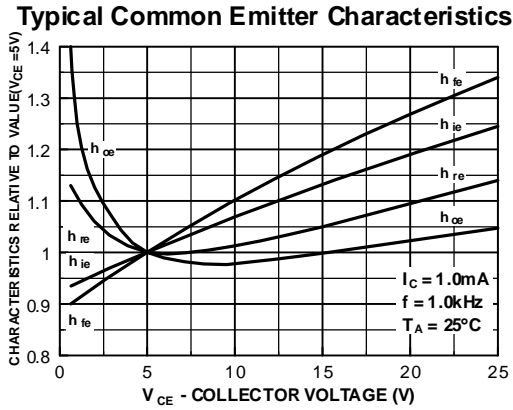


Contours of Constant
Narrow Band Noise Figure



NPN General Purpose Amplifier
(continued)

Typical Common Emitter Characteristics (f = 1.0 kHz)



2N5088 / MMBT5088 / 2N5089 / MMBT5089

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE ^x TM	FAST ^r TM	PowerTrench [®]	SyncFET TM
Bottomless TM	GlobalOptoisolator TM	QFET TM	TinyLogic TM
CoolFET TM	GTO TM	QS TM	UHC TM
CROSSVOLT TM	HiSeC TM	QT Optoelectronics TM	VCX TM
DO ^M E TM	ISOP ^L ANAR TM	Quiet Series TM	
E ² CMOS TM	MICROWIRE TM	SILENT SWITCHER [®]	
EnSigna TM	OPTOLOGIC TM	SMART START TM	
FACT TM	OPTOPLANAR TM	SuperSOT TM -3	
FACT Quiet Series TM	PACMAN TM	SuperSOT TM -6	
FAST [®]	POP TM	SuperSOT TM -8	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

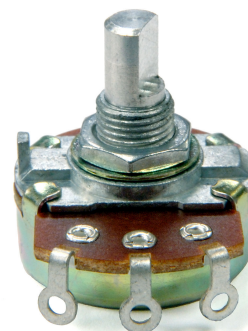
1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

Model P231
24mm Rotary Potentiometer
Conductive Plastic Element
100,000 Cycle Life
Metal shaft / Bushing
RoHS Compliant



MODEL STYLE

Side Adjust , Solder Lugs

P231

ELECTRICAL¹

Resistance Range, Ohms	500-1M
Standard Resistance Tolerance	± 20%
Residual Resistance	20 ohms max.
Input Voltage, maximum	500 Vac max.
Power rating, Watts	0.5W- B taper, 0.25W-others
Dielectric Strength	500Vac, 1 minute
Insulation Resistance, Minimum	100M ohms at 250Vdc
Sliding Noise	100mV max.
Actual Electrical Travel, Nominal	260°

MECHANICAL

Total Mechanical Travel	300°± 10°
Static Stop Strength	70 oz-in
Rotational Torque, Maximum	2.5 oz-in

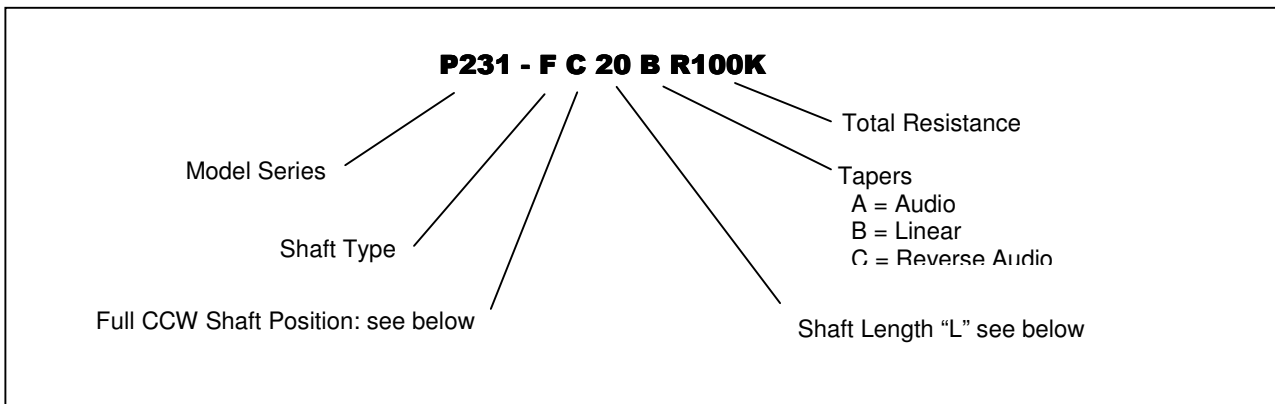
ENVIRONMENTAL

Operating Temperature Range	-20°C to +70°C
Rotational Life	100,000 cycles

¹ Specifications subject to change without notice.

Model P231

ORDERING INFORMATION²

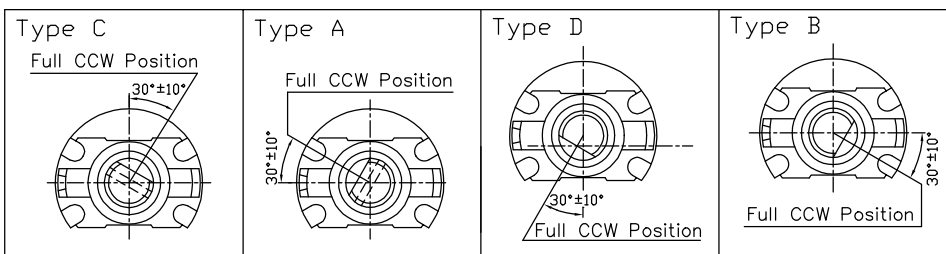


Shaft Types

E-TYPE						F-TYPE						Q-TYPE					
L	15	20	25	30	35	L	15	20	25	30	35	L	15	20	25	30	35
						T	7	12	12	12	12	T	6	10	12	12	12

Shaft Position (F-Type Shaft)

Dashed lines on Type "C" and Type "A" shows position of adjustment slot for E-Type and Q-Type shafts



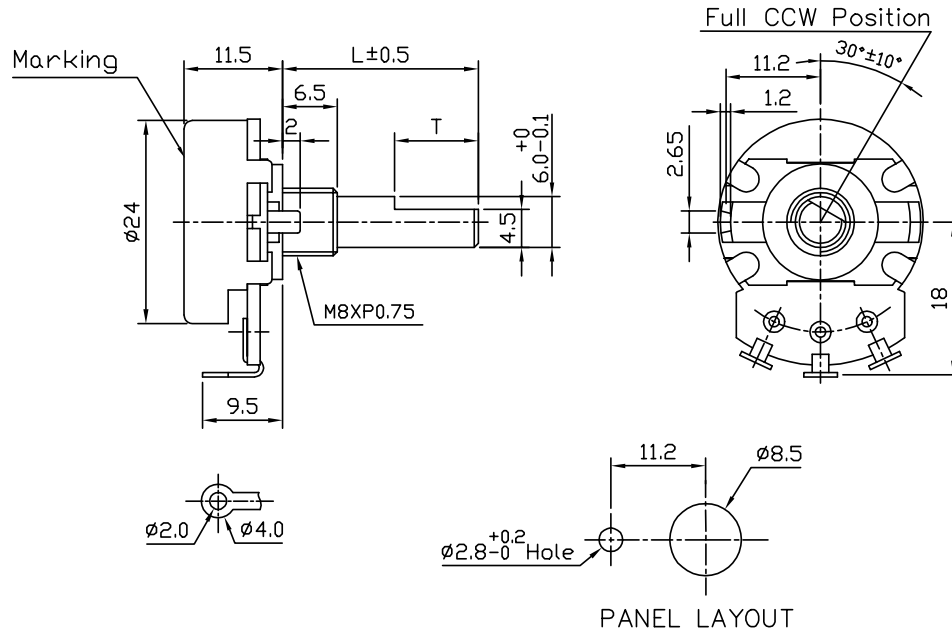
STANDARD RESISTANCE VALUES, OHMS

500 1K 2K 5K 10K 20K 50K 100K 200K 500K 1MEG

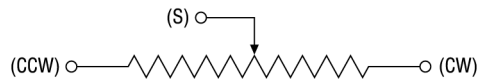
² Contact our customer service for custom designs and features.

Model P231

OUTLINE DRAWING



CIRCUIT DIAGRAM



Type 51 Series

Key Features

- Choice of Shafts and Edgewheels
- SPST Switch Style
- Available in Distribution
- Automatic Machine Insertable Modules
- Eyelet or PC Terminations
- Linear and Non-Linear Laws
- Multi Gang Versions Available



The Type 51 Series from TE Connectivity offers a small, high quality potentiometer system. You can choose a standalone module or a conventional bush potentiometer with shaft. Advanced carbon polymer element technology potentiometers with or without switches are available to meet your every requirements.

Characteristics - Electrical

Resistance Range	Linear Law:	470 Ohm to 4.7 Megohm
	Log Law:	2.2K Ohm to 470K Ohm
Resistance Values:		1.0, 2.2, 4.7 per decade
Tolerance:		± 20% (tighter by selection)
Power Rating	Linear Law:	0.2 Watt @ 40°C
	Log Law:	0.1 Watt @ 40°C
Operating Voltage	Linear Law:	350 VAC or 500 VDC maximum
	Log Law:	P maximum x R nominal
Load Life:		$\Delta R < 10\%$ after 1000 hours @ 70°C
Rotational Life:		$\sqrt{\Delta R} < 10\%$ @ 15,000 cycles
CRV (Linear Law):		$\Delta R < 1\%$
Isolation Voltage:		500 V dc
Insulation Resistance:		> 100 Megohm

Characteristics - Mechanical

Angle of Rotation:	300° ± 2°
Rotational Torque:	10 mNm maximum
Stop Strength:	400 mNm maximum
Rotational Life:	25,000 cycles

Characteristics - Environmental

Storage Temperature:	- 40°C to 85°C
Operating Temperature:	- 25°C to 70°C
Humidity:	< 15% ΔR RH 75% @ 35°C
Temperature Coefficient:	± 500 PPM/°C @ -25 to 70°C
Climatic Category:	25/070/10

Type 51 Series

Characteristics - Switch

Load Life:	1000 Hours at 0.5 W
Contact Resistance:	< 20 milliohm initial
Rating:	3.5 Amp @ 14.4 VDC
Contact Configuration:	SPST Off @ CCW E
On/Off Torque:	30 mNm maximum
Operational Angle:	30° maximum
Electrical Rotation:	50° to 295°

Soldering Condition

This product has been designed for flow solder only.

SOLDER BATH: 235°C +0°C/-5°C

IMMERSION TIME: 2 ±0.5 seconds

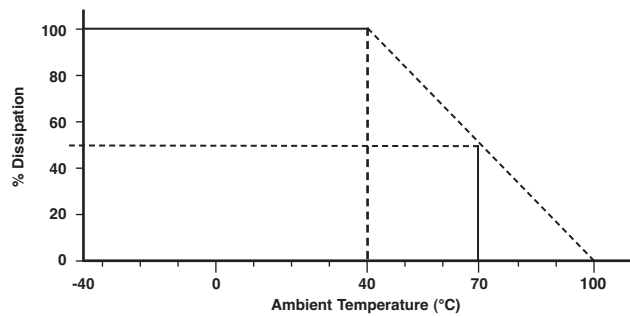
TEST CONDITIONS: IEC 391-1 clause 6.22.3

TEST METHOD: IEC 68-2

The Type 51 Series is designed for flow soldering only. If Hand Soldering is essential please take extreme care when applying solder.

Do not overheat the terminal by prolonged exposure to heat otherwise intermittent operation could result.

Derating Curve



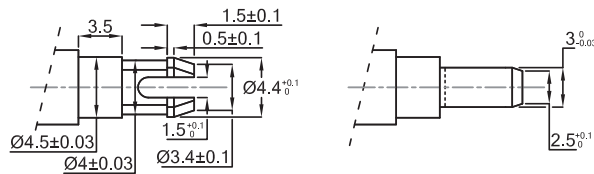
Dissipation as a function of temperature.

Potentiometers covered by this specification are derated from 100% rated dissipation at 40°C to zero dissipation at 100°C.

Linear Law 100% - 0.2W

Non-Linear Law 100% - 0.1W

Snap-In Shafts and Edgewheels - For Standalone Modules



The diagram illustrates the snap-in part of a plastic actuator which can be used to rotate the Series 51 Standalone module.

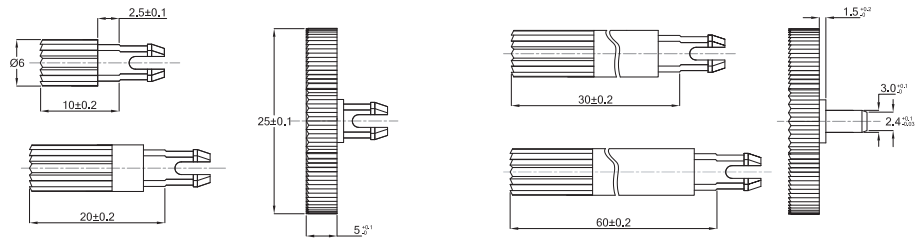
Accessory Options - For Standalone Modules

At the date of publication the following mould tools exist for plug in accessories:

Shafts 60 mm long x 6 mm diameter	with knurl end and screwdriver slot colour black
Shafts 30 mm long x 6 mm diameter	with knurl end and screwdriver slot colour black
Shafts 20 mm long x 6 mm diameter	with knurl end and screwdriver slot colour black
Shafts 10 mm long x 6 mm diameter	with knurl end and screwdriver slot colour black
Edgewheel for horizontal modules 25mm diameter	colour black.

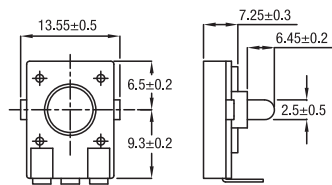
Type 51 Series

Thumbwheel Actuating Devices

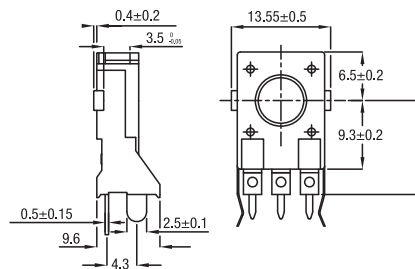


Dimensions - Single Module

Type 51 Horizontal

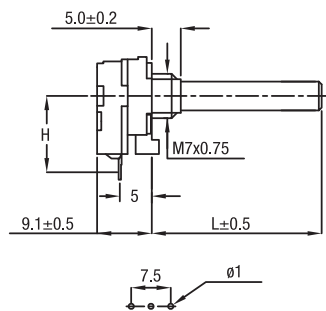


Type 53 Vertical

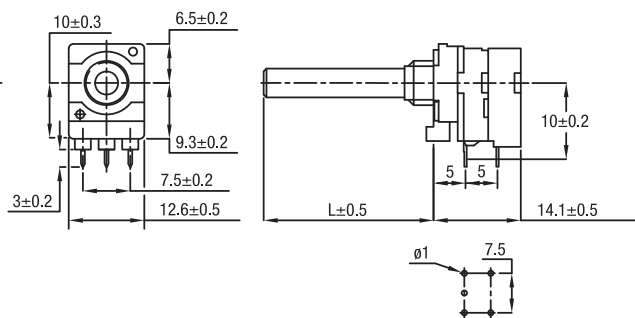


Dimensions - Potentiometer

Type 54 No Switch

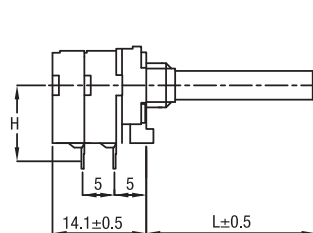


Type 56 with Switch

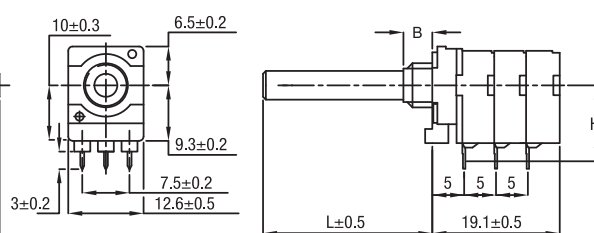


H - 10mm or 12.5mm to choice

Type 55 Dual Section



Type 61 Triple Section



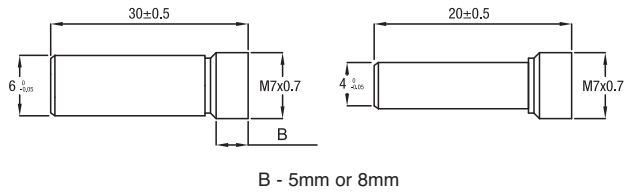
H - 10mm or 12.5mm to choice

B - 5mm or 8mm

Type 61 has the same general dimensions as Type 55

Type 51 Series

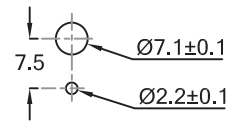
Spindle Options - Potentiometers with Bush



Panel Hole Data - Potentiometers with Bushes Required Mounting Holes in Chassis

For Single and Dual Gang Potentiometers with Mounting Bush M7 x 0.75mm.

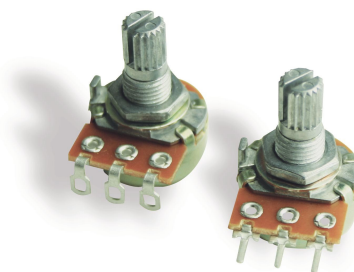
Fix Potentiometer with Mounting Nut Supplied.
Max. Torque for tightening - 1 Nm
Thickness of Mounting Plate - 1mm



How to Order

51	102	A	4	20	PL
Common Part	Value	Resistance Law	Shaft Diameter	Shaft Length	Spindle Style
51 53 54 55 56 61	The first two digits are significant figures of the resistance value and the third one denotes the number of zeros following. e.g. 4K7: 472 47K: 473 470K: 474	A - Linear B - Log C - Inverse Log	4 - 4mm 6 - 6 mm	20 - 20mm 30 - 30mm	PL - Plain FL - Flatted

Model P160
16mm Rotary Potentiometer
Conductive Plastic Element
100,000 Cycle Life
Metal shaft / Bushing
Multi – Ganged available
RoHS Compliant



MODEL STYLES

Side Adjust , Solder Lugs	P160KNP
Side Adjust , PC pins	P160KN
Side Adjust , PC Pins, Long pins	P160KN2
Rear Adjust, PC pins	P160KNPD

ELECTRICAL¹

Resistance Range, Ohms	500-1M
Standard Resistance Tolerance	± 20%
Residual Resistance	20 ohms max.
Power rating Input Voltage, maximum	200 Vac max.
Power Rated, Watts	0.2W- B taper, 0.1W-others
Dielectric Strength	500Vac, 1 minute
Insulation Resistance, Minimum	100M ohms at 250Vdc
Sliding Noise	100mV max.
Actual Electrical Travel, Nominal	260°

MECHANICAL

Total Mechanical Travel	300°± 10°
Static Stop Strength	90 oz-in
Rotational Torque, Maximum	2.5 oz-in

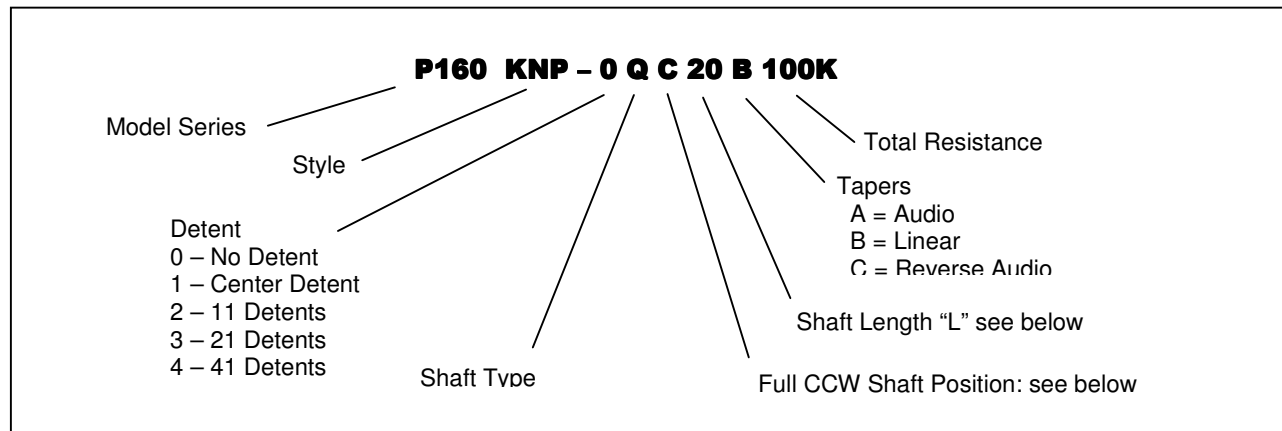
ENVIRONMENTAL

Operating Temperature Range	-20°C to +70°C
Rotational Life	100,000 cycles

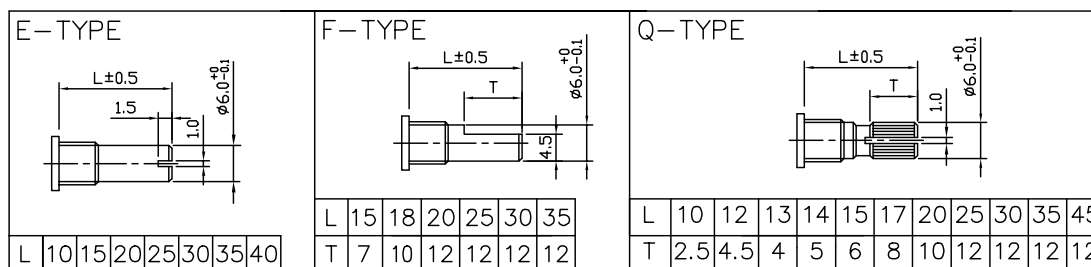
¹ Specifications subject to change without notice.

Model P160

ORDERING INFORMATION²

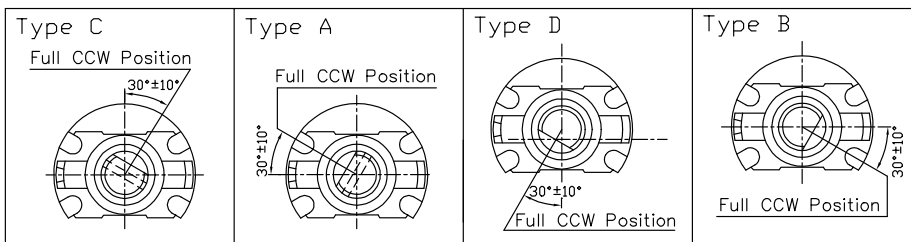


Shaft Types



Shaft Position (F-Type Shaft)

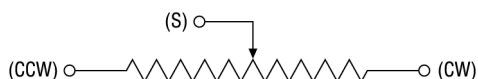
Dashed lines on Type "C" and Type "A" shows position of adjustment slot for E-Type and Q-Type shafts



STANDARD RESISTANCE VALUES, OHMS

500 1K 2K 5K 10K 20K 50K 100K 200K 500K 1MEG

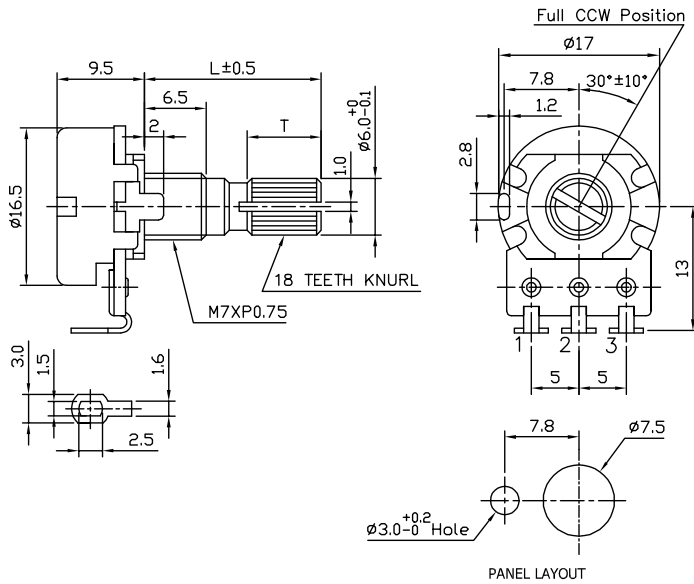
CIRCUIT DIAGRAM



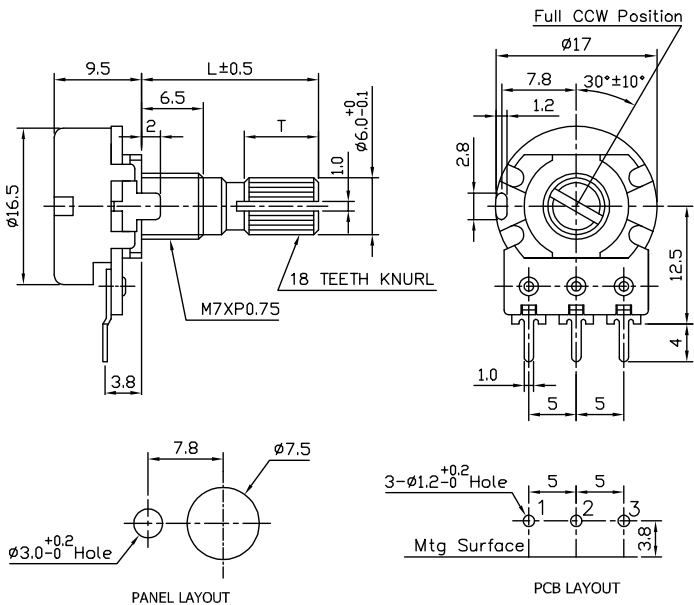
Model P160

OUTLINE DRAWING

Model P160KNP (Side Adjust , Solder Lugs)



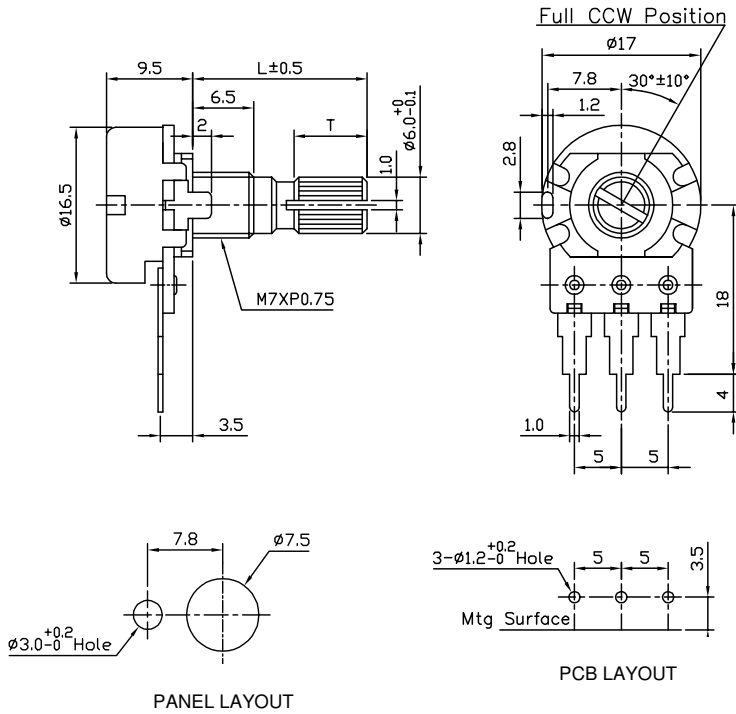
Model P160KN (Side Adjust , PC pins)



² Contact our customer service for custom designs and features.

Model P160

Model P160KN2 (Side Adjust , PC Pins, Long pins)



Model P160KNPD (Rear Adjust , PC Pins)

