



***Universidad Tecnológica Nacional***  
***Facultad Regional Villa María***  
*Departamento de Electrónica*  
*Cátedra Trabajo Final de Grado*

## **Diseño e implementación de mando capacitivo USB**

Autor/es:

Cetra Nicolás Gabriel

**2021**





---

## **Dedicatorias**

*Este proyecto va dedicado a mi familia y amigos, principalmente a mis padres quienes siempre han sido el pilar principal de mis valores, y es gracias a ellos que me resulto posible llegar a esta instancia.*



---

## **Agradecimientos**

*Agradezco a todos mis compañeros gran parte de ellos ahora amigos, a mi familia que siempre me apoyaron en este camino, a muchos colegas y docentes que siempre estuvieron disponibles para darme una mano cuando hizo falta.*

*Sinceramente siento orgullo de haber logrado llegar a esta instancia, pero debo reconocer y agradecer a todos los mencionados por todo y ayudarme a llegar a donde he llegado.*

*Y por último quiero agradecer a mi querida facultad la cual me brindo las posibilidades y los medios para que yo pueda llegar hasta acá, donde pase muchas horas de esfuerzo que hoy puedo reafirmar que ha valido la pena.*

*A todos muchas gracias.*



---

## **Memoria Descriptiva**

*En este trabajo se presenta el diseño e implementación de un mando capacitivo USB. Dicho dispositivo será capaz de detectar la proximidad de uno o varios cuerpos y enviará la información adquirida a una computadora vía USB.*

*Cada sensor, será construido en su totalidad partiendo de nivel transistor, y la información adquirida será digitalizada por medio de un microcontrolador de 8bits, el cual se encargará de comunicarse a la computadora por USB. El dispositivo será capaz de leer 8 sensores paralelamente. Se integrara con el concepto tecnológico, PLUG & PLAY, lo que implica que puede ser utilizado en cualquier computadora sin la necesidad de un driver personalizado. Además, se dará soporte para su aplicación en multiplataforma (tanto Windows, como Android).*





---

## ÍNDICE

<b>Dedicatorias</b> .....	<b>3</b>
<b>Agradecimientos</b> .....	<b>4</b>
<b>Memoria descriptiva</b> .....	<b>5</b>
<b>Introducción</b> .....	<b>8</b>
Análisis del problema.....	8
Análisis de sistemas existentes .....	8
Descripción de las actividades del proyecto .....	8
<b>Objetivos</b> .....	<b>9</b>
Objetivos generales .....	9
Objetivos particulares .....	9
<b>Diseño del proyecto</b> .....	<b>9</b>
Diagrama en bloques .....	9
Descripción de cada una de las partes .....	9
Diseño y desarrollo del sensor capacitivo .....	10
-Marco Teórico .....	10
-Detección de la capacidad .....	11
-Circuito resonante .....	12
-Mezclador .....	15
-Filtrado y adecuación de señal .....	18
-Discriminación de frecuencia .....	21
-Rectificación .....	24
-Diseño del PCB .....	26
-Diseño y construcción de carcasa protectora .....	27
Control, conversión y comunicación mediante el microcontrolador .....	31
-Microcontrolador .....	31
-ADC .....	33
-Circuito Esquemático .....	33
-Diseño del PCB .....	34
-Diseño y construcción de carcasa protectora .....	36
-HID (Human interface Device).....	39
-Diagrama en bloque del programa .....	40
Software compatible y adecuado al sensor.....	41
-Detección del dispositivo .....	41
-Aplicación del dispositivo en el software .....	42
-Diseño de videojuego para aprovechamiento del dispositivo .....	43
<b>Presentación final del dispositivo</b> .....	<b>44</b>
<b>Conclusiones</b> .....	<b>46</b>
<b>Bibliografía</b> .....	<b>47</b>
<b>Anexo I (Hojas de datos 2N2222)</b> .....	<b>48</b>
<b>Anexo II (Hojas de datos 3N201)</b> .....	<b>50</b>
<b>Anexo III (Hojas de datos PIC18f4550)</b> .....	<b>54</b>



## Introducción

### Análisis del problema

*La idea del proyecto inicia como una búsqueda de un producto para innovar tecnológicamente en el mercado de los videojuegos y aplicaciones, mercado el cual ha tenido un crecimiento exponencial en Argentina, se estima que la industria local superará los 500 millones de pesos anuales de ingresos, hasta la fecha (2018), y que el 95% de los productos son exportados.*

### Análisis de sistemas existentes

*El hardware resulta innovador dado que no existe un mando con dichas características en la industria.*

### Descripción de las actividades del proyecto

*Si bien el dispositivo tiene una amplia gama de aplicaciones, posteriormente será tratado como un mando para videojuegos y como demostración de su aplicación se realizará un videojuego que reluzca la funcionalidad.*

*En cuanto al driver o controlador del dispositivo, se utilizará una especificación de USB-HID (HUMAN INTERFACE DEVICE), esta tecnología permite que el mando sea compatible con la tecnología PLUG & PLAY. En cuanto al software se desarrollará en las oficinas de Zumorra, una empresa situada en Villa María (Córdoba), dedicada a la producción de videojuegos y software.*

## Objetivos

### Objetivos generales

*El objetivo principal es construir un mando capacitivo USB, de forma tal que tenga una aplicación y un impacto óptimo en la industria de los videojuegos.*

### Objetivos particulares

*Realizar un producto económico y de alto rendimiento  
Realizar el producto con componentes de fácil acceso*

## Diseño del Proyecto

### Diagrama en bloques del dispositivo

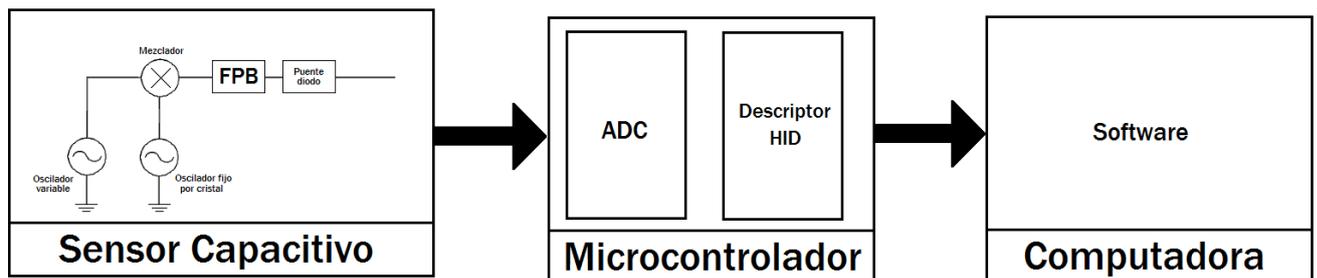


Figura N°1: Diagrama en bloque general

### Descripción de cada una de las partes

*El dispositivo se divide en tres bloques principales, “Sensor Capacitivo”, “Microcontrolador”, “Computadora”, internamente cada bloque se puede desglosar en otros bloques más pequeños, para realizar una descripción breve se explicará de forma básica los bloques principales.*

*El primer bloque “Sensor Capacitivo” se detecta la distancia a un cuerpo. Consta de dos osciladores, uno fijo y el otro variable. El variable varía su frecuencia en función de una variación de capacidad, un ejemplo de este sería el oscilador “Colpitts”. El segundo oscilador es fijo. Dichos osciladores son mezclados para obtener una señal cuya frecuencia es la resta de la frecuencia de los osciladores. Esta última señal es pasada por unos amplificadores y filtros pasa bajos para eliminar componentes de alta*



---

frecuencia, adecuar señal y a su vez para transformar una variación de frecuencia en una variación de amplitud (Similar al discriminador de Foster-Seeley). Y por último existe una etapa de rectificación (con diodos rápidos) para manipular dicha señal como corriente continua. Cabe recordar que el dispositivo es capaz de leer hasta 8 de estos sensores.

El segundo bloque “Microcontrolador”, consta de un conversor ADC (Conversor analógico digital) de 10 bits para convertir la señal que envía el sensor en información binaria, y constará de un descriptor HID, para comunicarse con la computadora.

Por último, el tercer bloque “Computadora”, se encargará de la adquisición de la información del dispositivo y manipular un software determinado.

### **Diseño y desarrollo del sensor capacitivo**

El sensor capacitivo, representa el sensor primario de este proyecto, básicamente se trata de diseñar un dispositivo que sea capaz de medir una distancia analizando la capacidad que se genera entre el dispositivo y el cuerpo a medir (normalmente una extremidad, como una mano).

Lo que se buscará es generar un valor de tensión en función de una capacidad medida. Para ello a continuación se detallan los circuitos y técnicas empleadas.

#### **Marco Teórico:**

La capacidad es una propiedad de almacenar energía eléctrica para una diferencia de potencial dada.

Analizando el caso de dos placas paralelas se puede establecer entonces que la capacidad esta dada por:

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \quad \text{Ecu. 1}$$

Donde:

- $A$  = área de la placa "a" y "b"
- $C$  = capacidad total
- $\epsilon$  = constante dieléctrica del medio

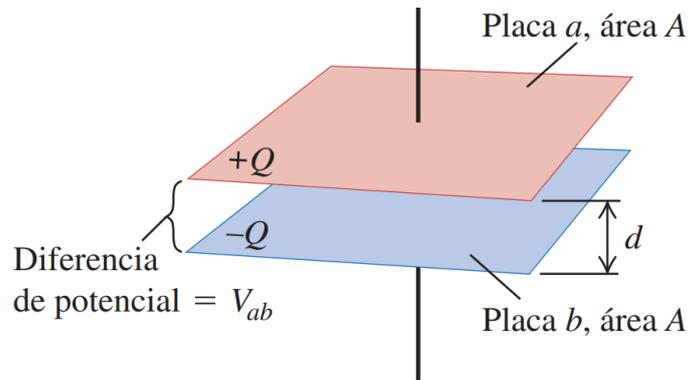


Figura N°2: Capacidad entre placas paralelas.

En la ecuación anterior (Ecu 1) podemos apreciar que la capacidad depende de tres factores fundamentales: la constante dieléctrica del medio que separa los conductores, el área de las placas y la distancia a la que están.

El dispositivo dispondrá de una de las placas; la otra placa será el cuerpo a medir. Como se trata de un mando se entiende que será controlado con las manos, aunque puede funcionar con cualquier extremidad (cuestión beneficiosa, dado que da posibilidad de uso a personas que no dispongan dicha extremidad). Al ser la placa del dispositivo de tamaño constante y las manos siempre de tamaño superior a la placa, la variable "A" en la ecuación se comportará como una constante. En cuanto a la constante dieléctrica del medio ( $\epsilon$ ), al tratarse del aire como medio, su valor es 1,00059.

Por lo tanto, la única variable en juego para modificar la capacidad eléctrica es la distancia entre el cuerpo y la placa del dispositivo.

#### Detección de la capacidad:

La medición de dicha capacidad resulta complicada dado que se trata de valores muy pequeños (pocos pico faradios).

Por lo que se optó por la siguiente opción; reproducir una variación de frecuencia en función de una variación muy pequeña de capacidad. Para ello utilizamos un circuito resonante LC. La idea es generar una frecuencia alta, para que, de esta forma, las

pequeñas variaciones de capacidad producidas por la variación de distancia del cuerpo generen un ancho de banda en frecuencia significativo. De lo contrario, si la frecuencia fuese muy pequeña, se necesitaría un inductor muy grande y dichas variaciones serían insignificantes.

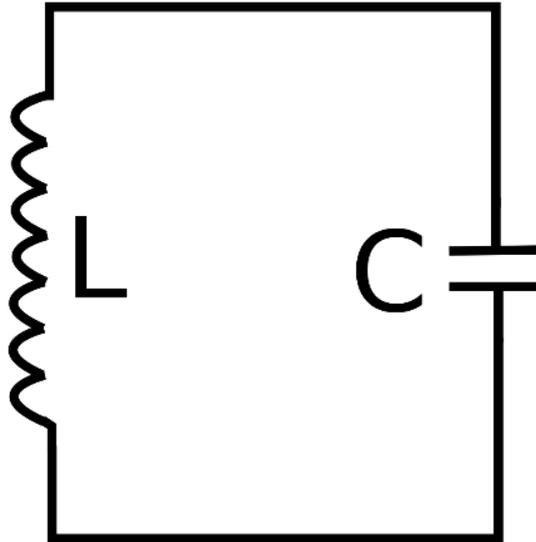


Figura N° 3: Circuito de tanque LC

La frecuencia de resonancia ( $f_r$ ) del tanque LC estará dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad \text{Ecu. 2}$$

De dicha ecuación se aprecia que, si la capacidad es pequeña, la frecuencia deberá ser necesariamente alta para no disponer de un inductor de grandes dimensiones.

### Circuito resonante:

Para la aplicación de lo dicho anteriormente se utilizó un oscilador Colpitts, existen otras variantes como el Harley, Clapp, Amstrong, etc. Pero tras la experimentación el más eficiente para nuestros requisitos es el Colpitts.

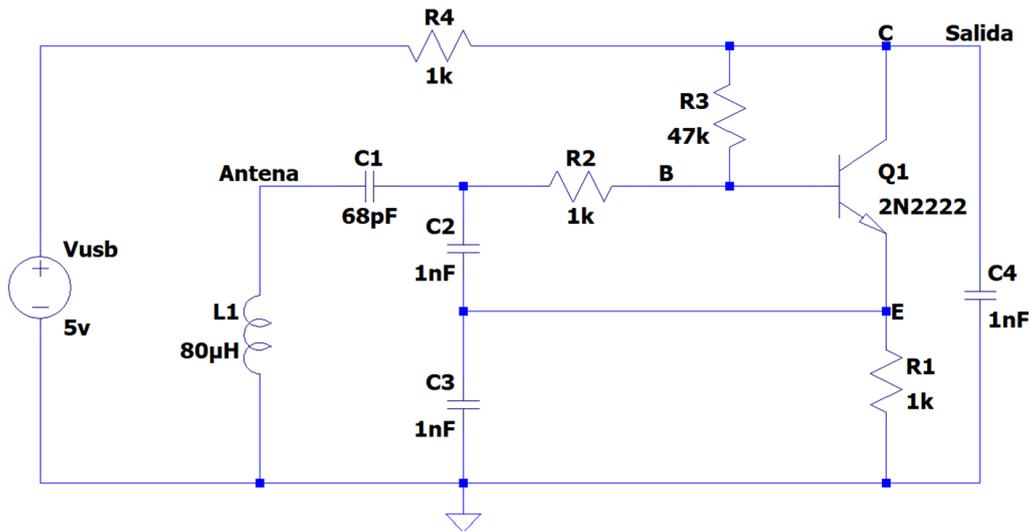


Figura N°4: Circuito esquemático del oscilador Colpitts utilizado.

La tensión con la que se alimentara al oscilador es la proveniente del puerto USB (5V), cabe mencionar que al colocar la antena (la placa que detecta la proximidad), esta aportara una pequeña capacidad extra, por lo tanto, la bobina será ajustable con un núcleo de ferrita, y por consideraciones previamente explicadas la frecuencia será aproximadamente de 2MHz.

A partir de la ecuación N°2 podemos establecer los valores de L y C:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{(80 \mu H)(\sim 68 pF + C_a)}} \quad *Donde C_a \text{ será la capacidad aportada por la}$$

placa.

$$f_r = 2,15 \text{ MHz}$$

Simulando el circuito anterior con LTSpice:

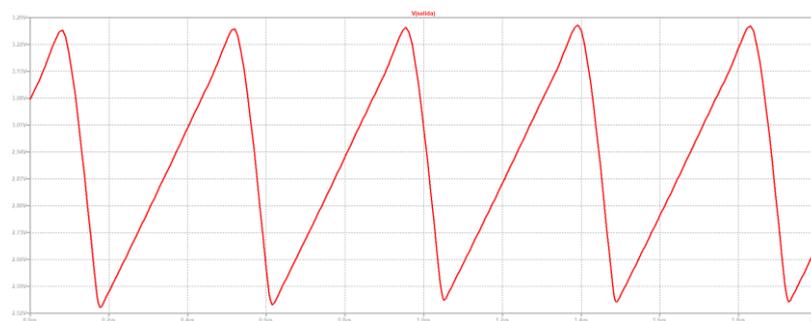


Figura N°5: Simulación del oscilador Colpitts

En la simulación la frecuencia es aproximadamente 2,18 MHz, el margen de frecuencia es intencional dado que al colocar la antena la frecuencia bajará y se podrá hacer el ajuste con el núcleo de la bobina.

Al armar dicho circuito podemos ver que coincide con la simulación:

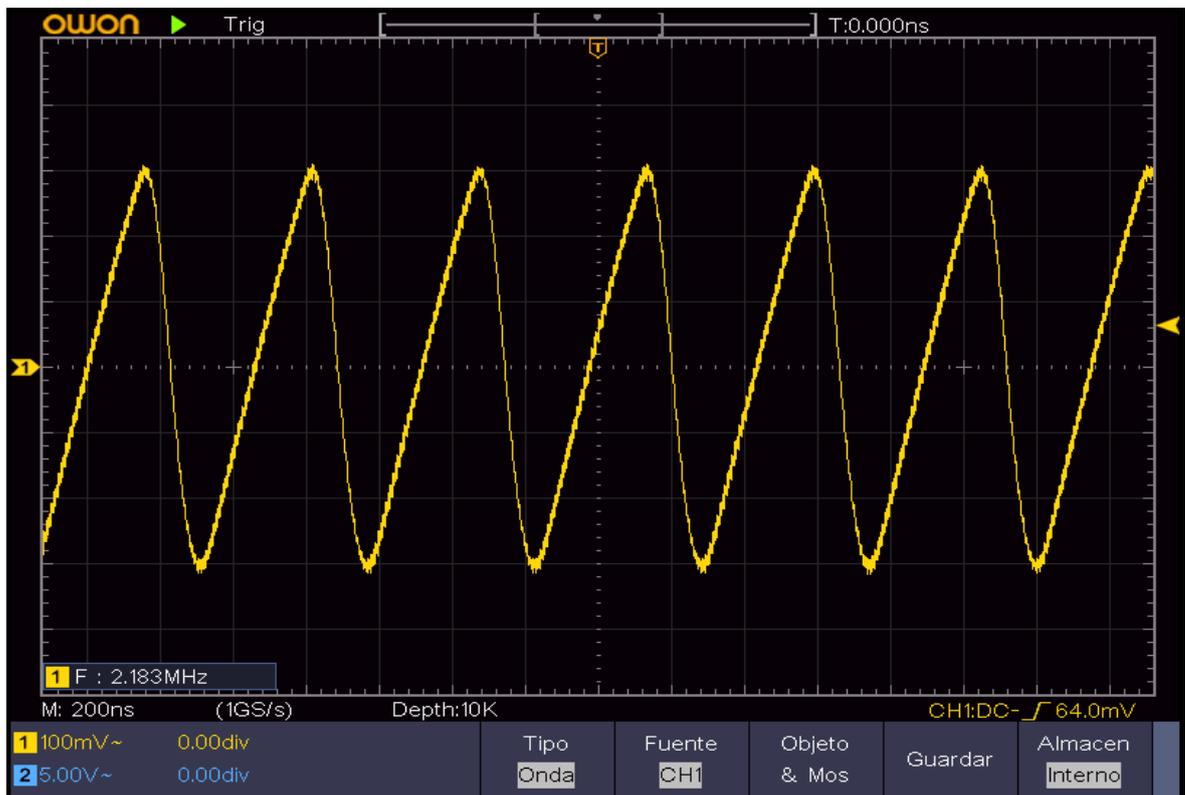


Figura N°6: Medicion del oscilador Colpitts utilizado

De esta forma se logra variar la frecuencia del tanque alrededor un ancho de banda 8 KHz, sucede que a frecuencias tan altas como 2MHz esta variación es imperceptible. Estaría ocurriendo como se muestran en la siguiente imagen:

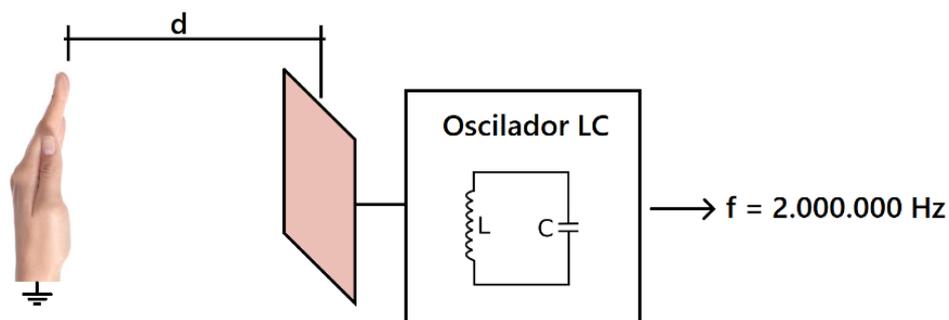


Figura N°7: Esquema gráfico de variación de frecuencia cuando el cuerpo se aleja

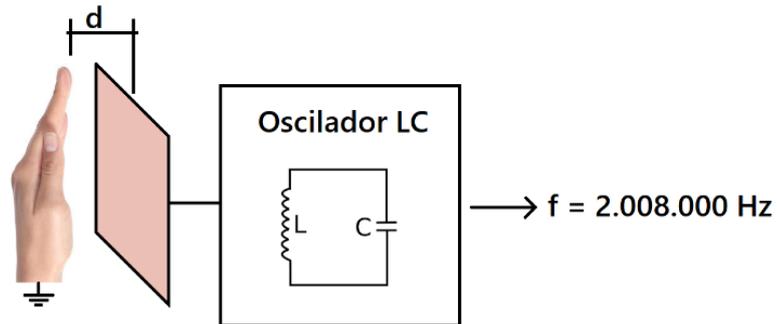


Figura N°8: Esquema gráfico de variación de frecuencia cuando el cuerpo se aproxima

Para el caso del segundo oscilador, es exactamente igual que el anterior, solamente que este no tiene la antena, por lo tanto, la frecuencia será fija. La idea de este segundo oscilador es mezclarse posteriormente con el oscilador variable.

**Mezclador:**

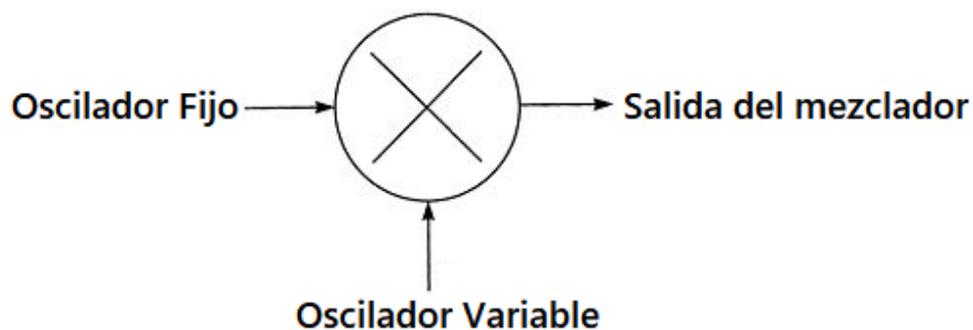


Figura N°9: Diagrama del mezclador

Las señales de los osciladores entran a un mezclador, el cual dará en su salida las siguientes componentes:

- La suma de las frecuencias de las señales de entrada ( $f_1 + f_2$ )
- Las componentes de las señales de entrada ( $f_1$  y  $f_2$ )
- Y la resta de las frecuencias de las señales de entrada. ( $f_1 - f_2$ )

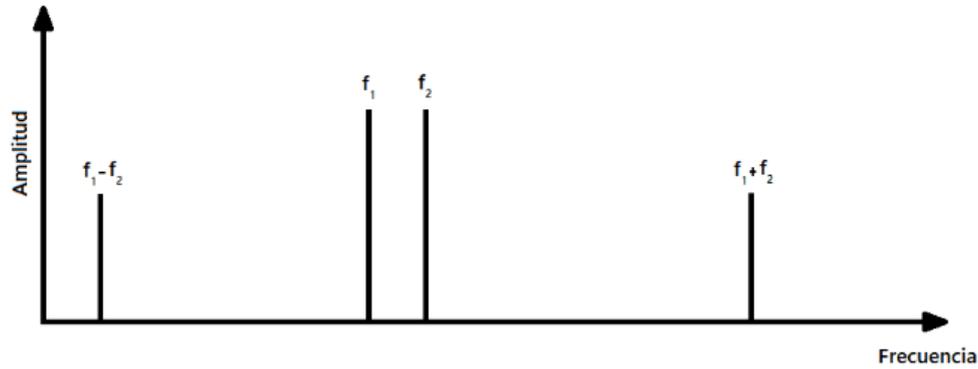


Figura N°10: Resultado en frecuencia de la salida del mezclador

Específicamente la señal que nos interesa es la resta de las frecuencias ( $f_1 - f_2$ ), dado que es una señal en baja frecuencia que responde a la variación de capacidad del oscilador variable.

Para la eliminación de todas las otras componentes simplemente se debe colocar a la salida del mezclador un filtro pasa bajos.

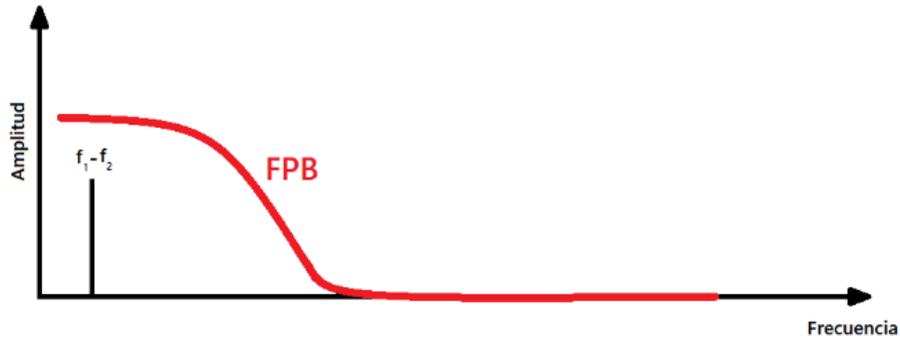


Figura N°11: Resultado en frecuencia de aplicar un FPB a la salida del mezclador

De esta forma solo nos queda la componente de baja frecuencia, la cual resulta mucho más fácil de trabajar y manipular.

El ancho de banda de esta resta será la que posteriormente determine el rango dinámico del dispositivo.

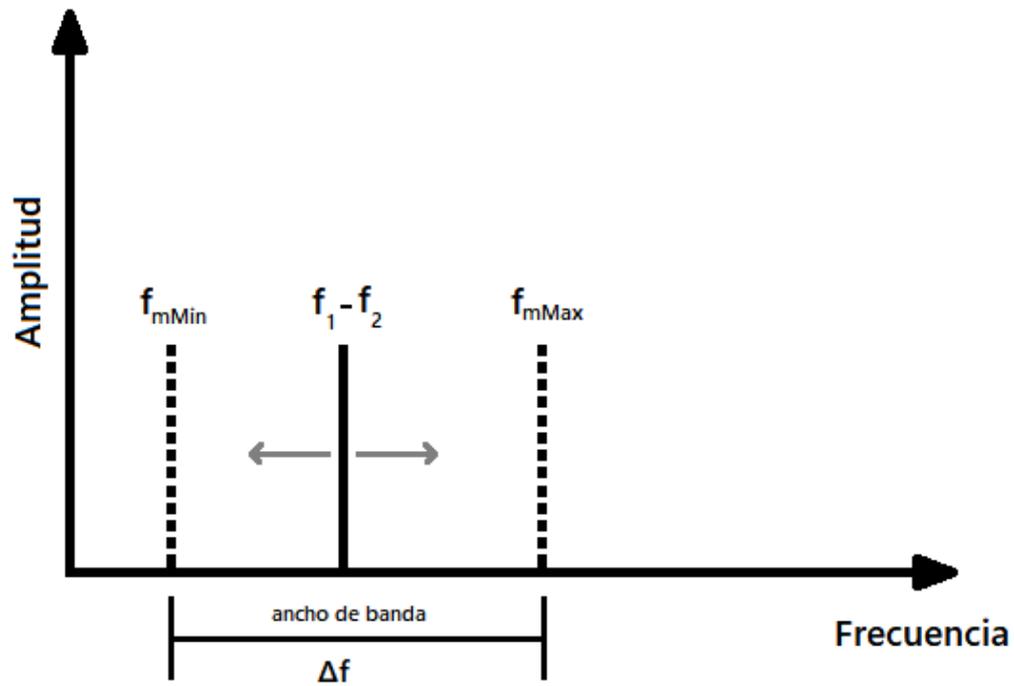


Figura N°12: Rango dinámico determinado por el ancho de banda

Por lo tanto:

- la frecuencia mínima ( $f_{mMin}$ ) será:  $f_{mMin} = f_1 - f_{2min}$
- la frecuencia máxima ( $f_{mMax}$ ) será:  $f_{mMax} = f_1 + f_{2max}$
- El ancho de banda será:  $f_{mMax} - f_{mMin} = f_{2max} - f_{2min}$

Es necesario que las frecuencias no sean iguales, dado que de lo contrario se cancelarían, por lo que siempre debe existir un leve margen de frecuencia entre los osciladores.

El circuito esquemático del mezclador es el siguiente:

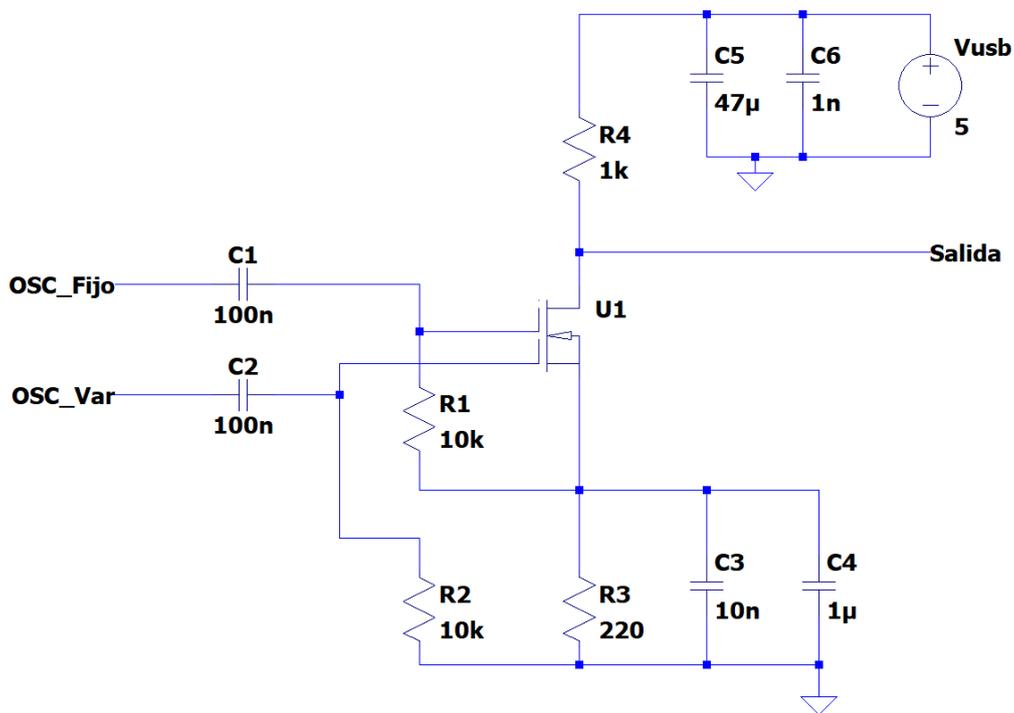


Figura N°13: Circuito del mezclador

Se optó por utilizar un MOSFET de doble compuerta por distintos motivos; existen diversos tipos de mezcladores más sencillos, pero estos normalmente son con bobinas, y a fines de economizar y disminuir tamaño esta es una solución efectiva.

El MOSFET utilizado fue el 3n201, dado que sus características eléctricas se adaptan perfectamente al proyecto, se adjuntará al final del documento la hoja de datos.

### Filtrado y adecuación de señal:

Antes de llegar a la última etapa de discriminación de frecuencia y detección de envuelta hay que adecuar esta señal proveniente del mezclador.

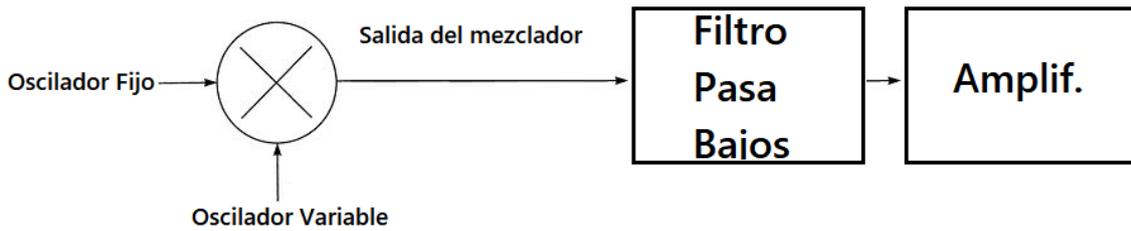


Figura N°14: Diagrama de filtrado y adecuación de señal

El caso del filtro es muy sencillo de hacer y calcular, por ello simplemente se optó por un filtro pasa bajos RC:

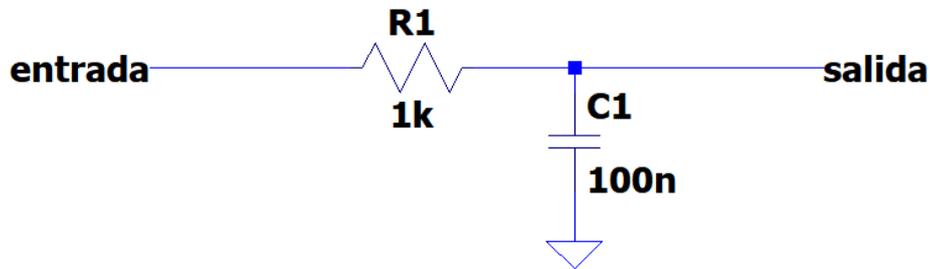


Figura N°15: Circuito de FPB para filtrar salida del mezclador

Analizando el bode concluimos que es un filtro sencillo y efectivo:

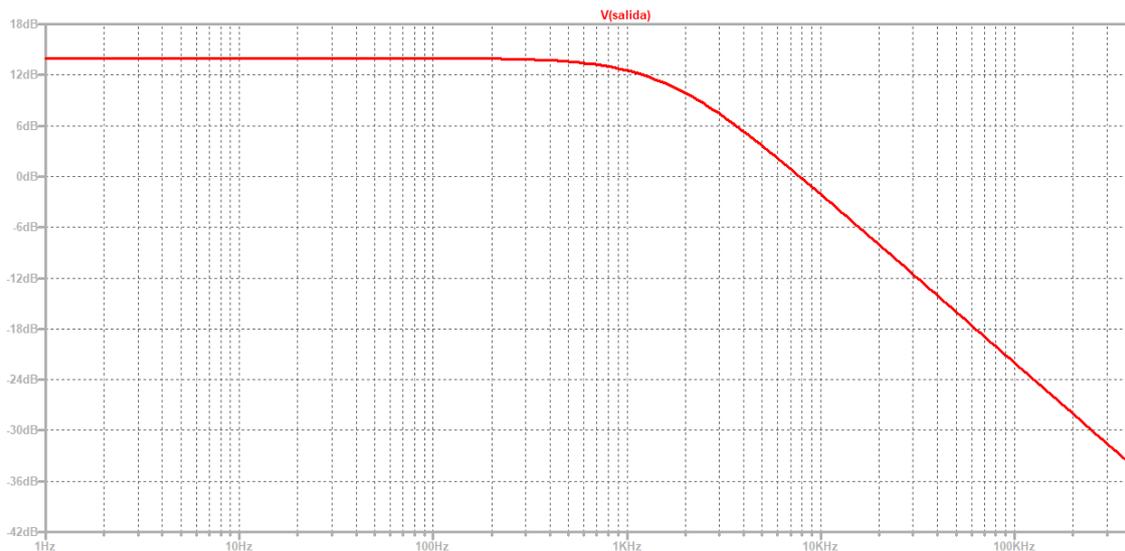


Figura N°16: Diagrama de Bode de filtro de salida del mezclador

Luego de filtrar las señales indeseadas hay que amplificar la señal restante. Para eso se pasa la señal por un capacitor con fines de eliminar las componentes de continua, y se inyecta dicha señal en la base de un transistor BJT, este transistor se encuentra polarizado y tendría la función de un amplificador clase A, pero saturado (dado que no nos interesa la forma de onda sino su frecuencia). Este paso es necesario realizarlo antes de llegar al discriminador de frecuencia, dado que en esta instancia se atenuará y corremos el riesgo de perder rango dinámico.

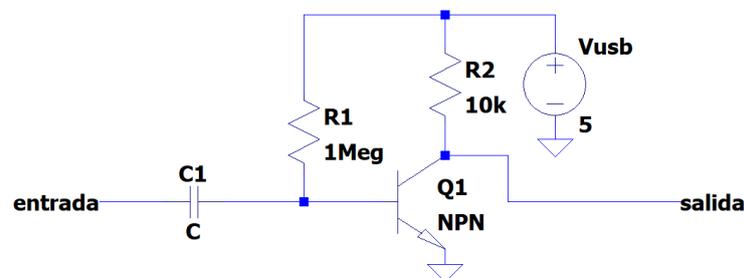


Figura N°17: Circuito amplificador saturado

El transistor utilizado es el 2n2222, este transistor fue seleccionado por su bajo precio, y su alta velocidad de transición (hasta 250 MHz).

Simulando el circuito con LTSpice:

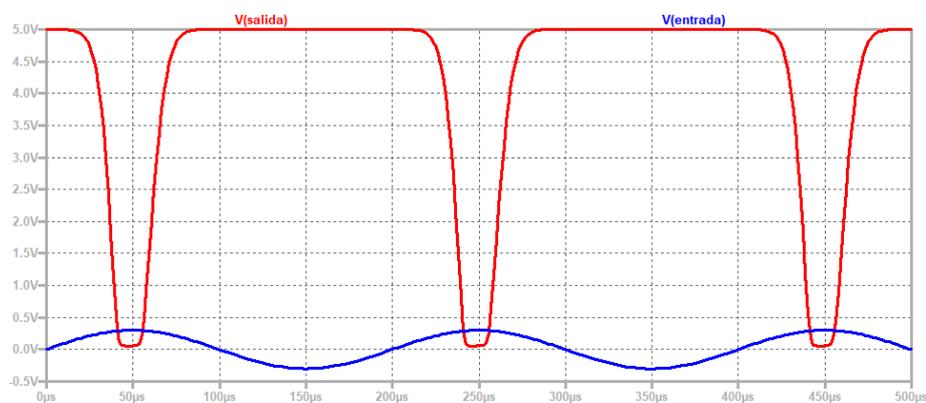


Figura N°18: Simulación de respuesta del circuito amplificador saturado

En la simulación se puede ver que la forma de onda se distorsiona debido a la saturación del transistor, pero como se mencionó previamente, la información útil se encuentra en la frecuencia por lo que en esta instancia no tiene importancia la forma de onda.

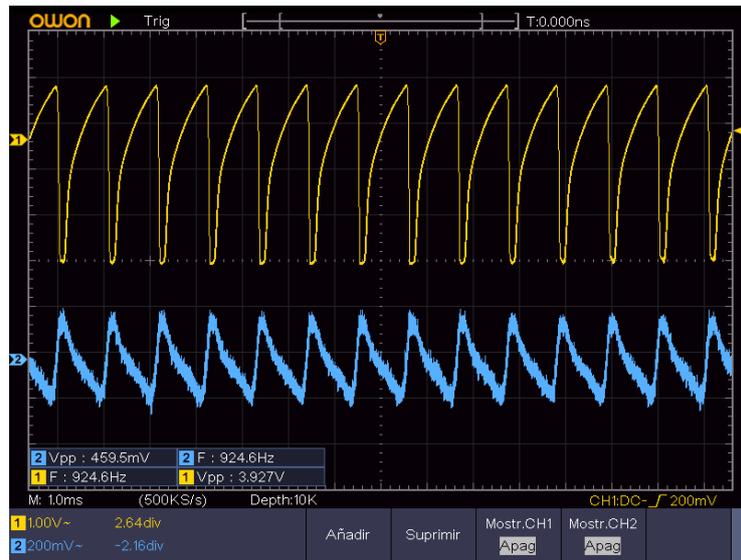


Figura N°19: Medición con osciloscopio de la señal amplificada

Al implementar el circuito vemos que funciona, satura e invierte la señal proveniente del mezclador (canal 2 - azul). La salida del adecuador de señal (canal 1 - amarillo), ya se encuentra en condiciones para ser discriminada en frecuencia. Recordemos que el objetivo de esta adecuación era lograr una señal con la máxima amplitud posible que se mueva en frecuencia sin atenuarse.

### Discriminación de frecuencia:

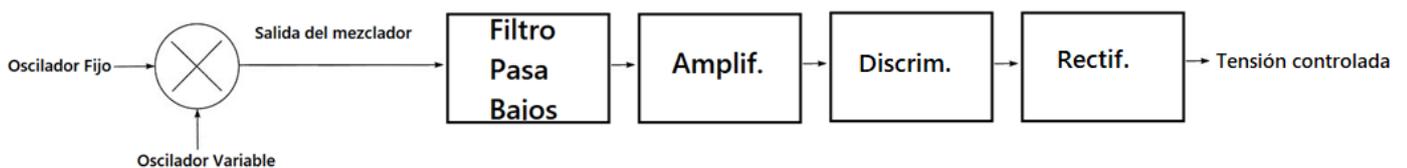


Figura N°20: Diagrama de bloques de discriminado de frecuencia.

La discriminación de frecuencia básicamente consiste en generar una variación de tensión en función de una variación de frecuencia, existen circuitos integrados que se utilizan en FM como es el caso de los PLL. El problema de aplicar en este caso el PLL son los márgenes de enganche del mismo, al realizar pruebas sobre estos, los PLL demostraron que ante variaciones bruscas de frecuencia y de gran desplazamiento en frecuencia, este tiende a desengancharse muy fácil. Por lo que se optó por otra opción; basado en el discriminador de Foster-Seeley, el cual en realidad se trata de un filtro. Se diseñó un filtro pasa bajos cuya pendiente se encuentra acentuada sobre la variación de frecuencia; en otras palabras, la pendiente del filtro genera la variación de amplitud, esta decrece lo más linealmente posible de  $f_{mMin}$  a  $f_{mMax}$ .

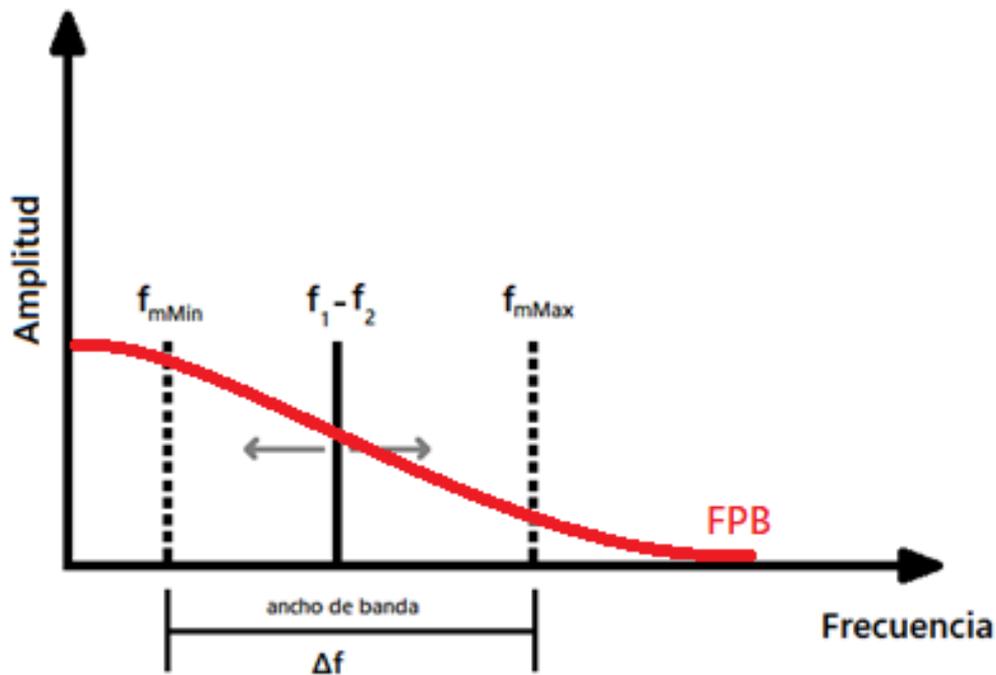


Figura N°21: Respuesta en frecuencia y curva del discriminador

De esta forma la señal desplazarse por frecuencia sufrirá una atenuación causada por el filtro pasa bajos.

### Diseño del filtro:

Para obtener un control suficiente sobre la curva del filtro se diseñó un filtro RC de dos polos, de esta manera se puede ajustar más eficazmente la curva.

### Circuito esquemático:

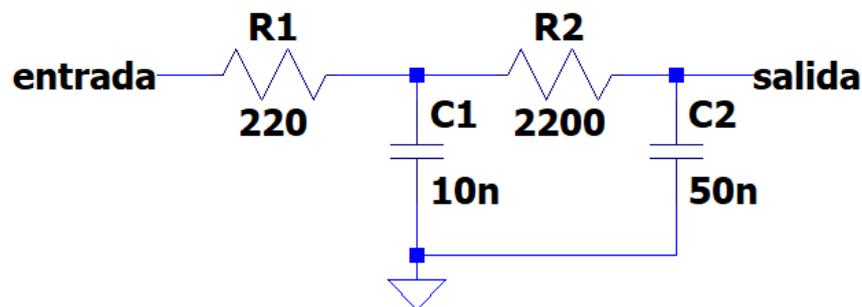


Figura N°22: Circuito de discriminación mediante filtro de dos polos

### Simulando el bode:

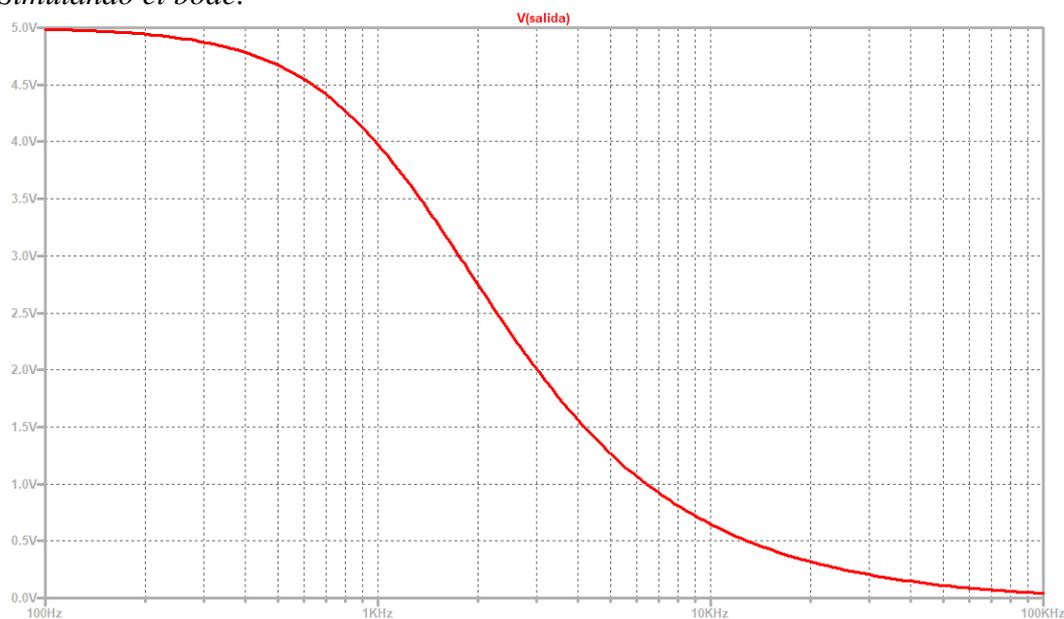


Figura N°23: Bode de filtro de dos polos utilizado para discriminar la señal

Se puede apreciar dentro la frecuencia que queremos discriminar (de 1KHz a 10kHz) se comporta casi lineal, lo cual es beneficioso, por otro lado, vemos que obtenemos más de 3V de variación en dichas frecuencias, lo indica un óptimo rango dinámico.

### Rectificación:

Hasta el momento hemos logrado obtener a partir de medir una variación de capacidad que nuestro sistema responda con una variación de amplitud. No obstante, esta variación de amplitud no es una señal continua, sino una oscilación, para ello resulta necesario la colocación de un rectificador a la salida del mismo. De esta forma obtendremos un valor de tensión continua a partir de la variación de capacidad.

La solución más sencilla es colocar un diodo, en conjunto a un RC, de esta forma la señal oscilante tenderá a ser tensión continua.

### Circuito esquemático:

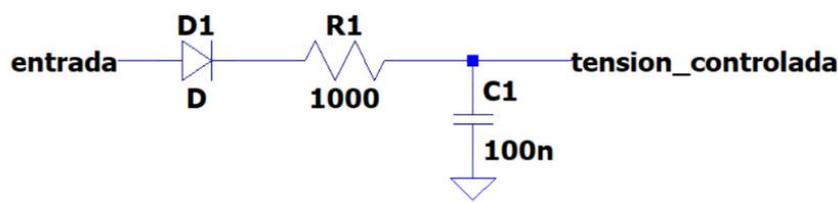


Figura N°24: Circuito simple de rectificación de onda

### Simulación:

Para una frecuencia de 1KHz

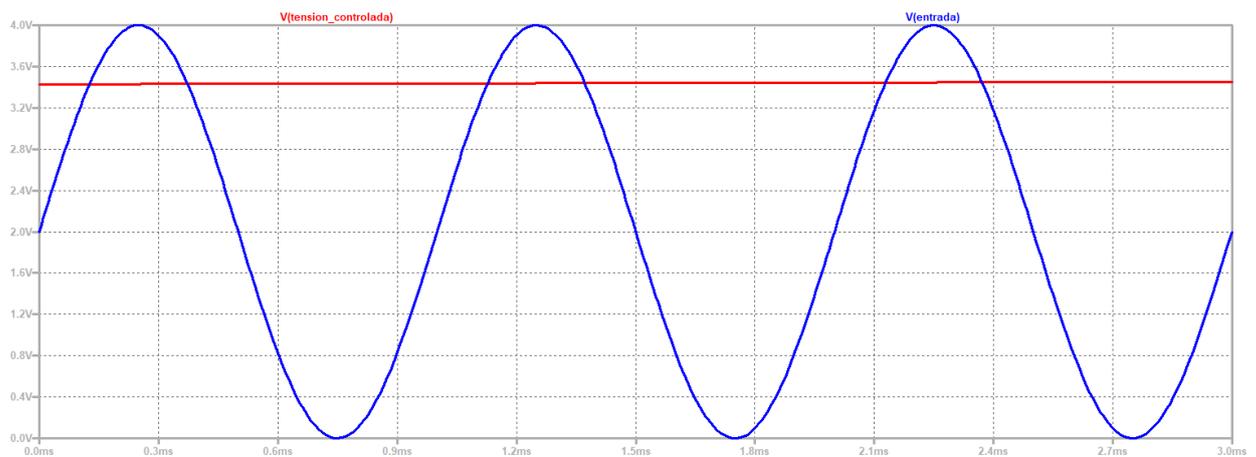


Figura N°25: Tensión de salida vs tensión de entrada para 1KHz

La tensión controlada para 1KHz es de 3,5V

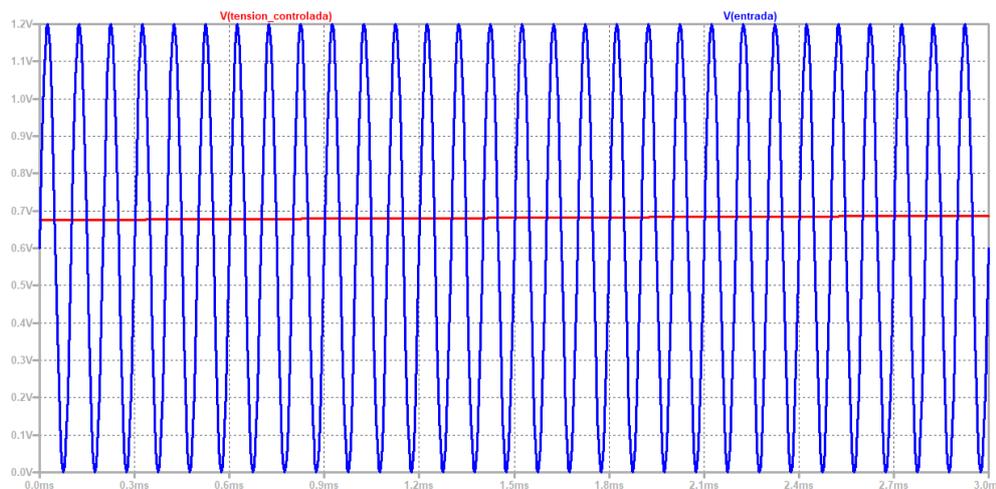


Figura N°26: Tensión de salida vs tensión de entrada para 10KHz

La tensión controlada para 10KHz es de 0,6V.

Para distancias muy próximas al sensor, la tensión de salida será 0,6V; para distancias muy alejadas al sensor la tensión de salida será 3,5V. Por lo tanto, el sensor devolverá un valor entre 0,6V y 3,5V en función de la distancia medida

De esta forma ya tenemos un sensor de proximidad capacitivo, el cual devuelve un valor de tensión en función de la distancia medida.

El esquemático uniendo todo lo anterior quedaría:

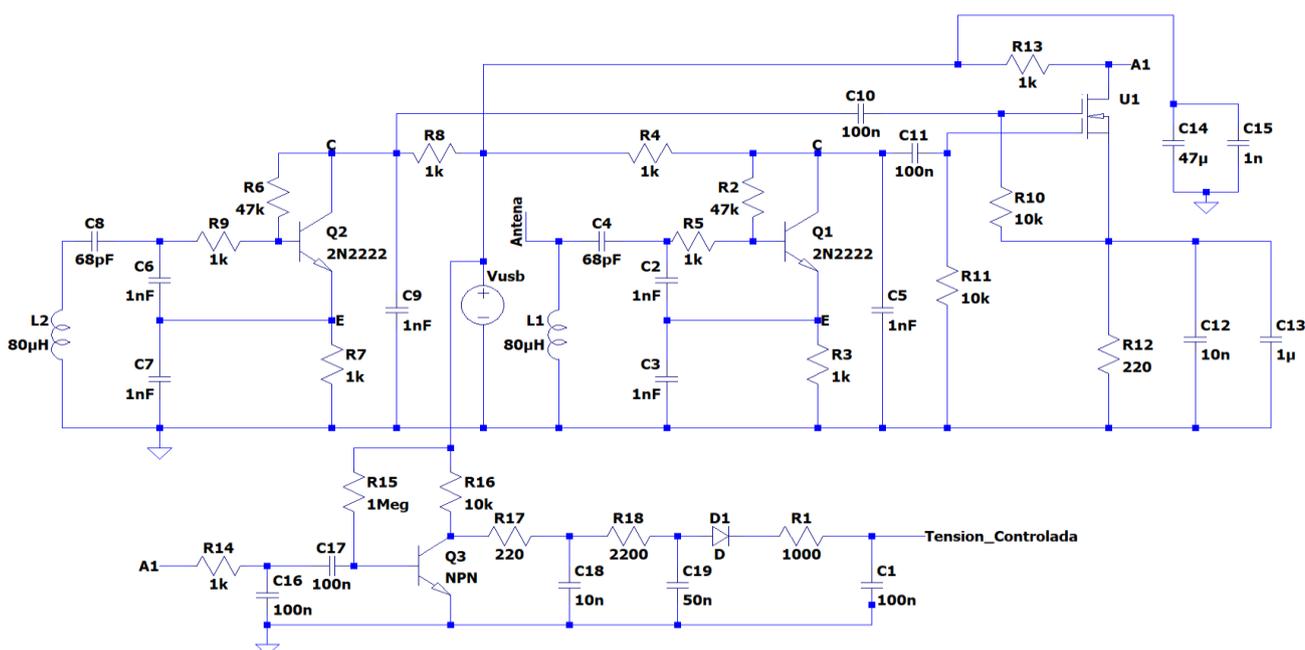


Figura N°27: Circuito completo del sensor de proximidad por capacidad

### Diseño del PCB

Inicialmente se realizó un PCB(Printed Circuit Board) de prueba donde las dimensiones eran exageradas y cada etapa estaba bien separada, el motivo de esto es verificar el funcionamiento parte por parte, una vez que nos aseguramos el correcto funcionamiento se diseñó el PCB final

PCB de prueba:

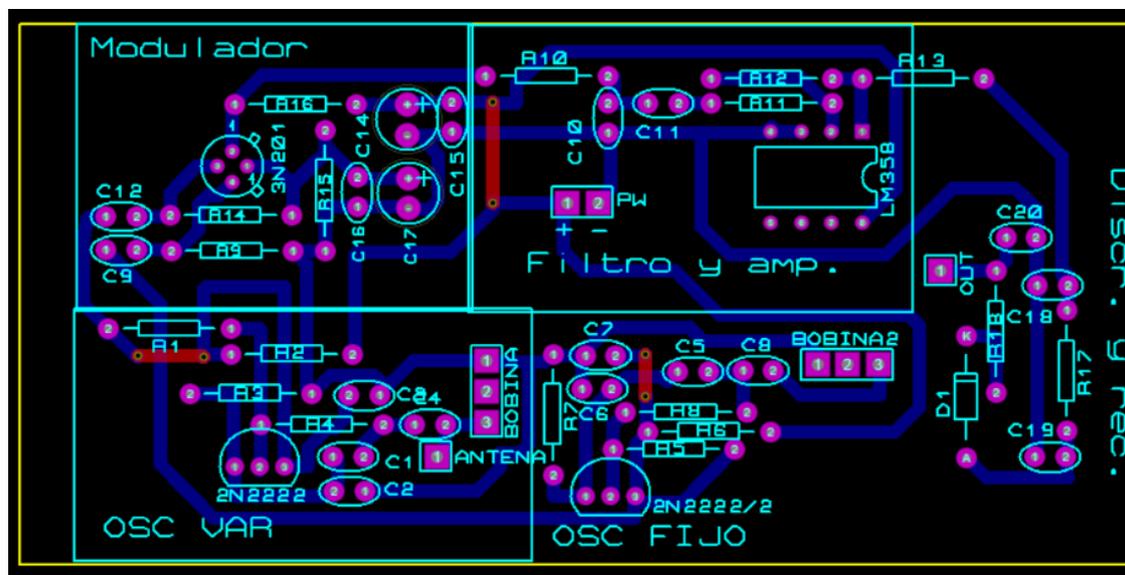


Figura N°28: Diseño de PCB de prueba

La única diferencia respecto al circuito anterior es en la etapa de filtrado y amplificación, donde en la versión actual utilizo un transistor NPN y en la placa de prueba un Amplificador operacional LM358

PCB final:

Las medidas elegidas son dos placas de 5cm x 5cm, donde en una se imprimirá el circuito y la otra servirá de antena:

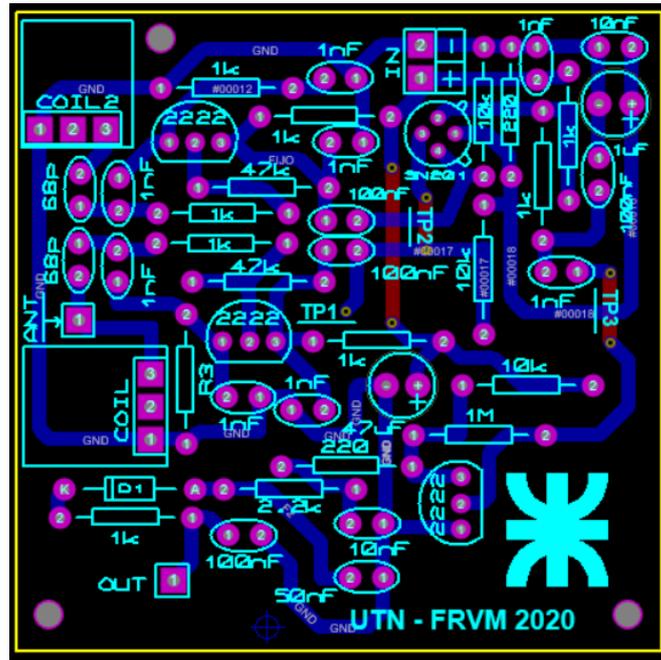


Figura N°29: Diseño de PCB del sensor de proximidad capacitivo

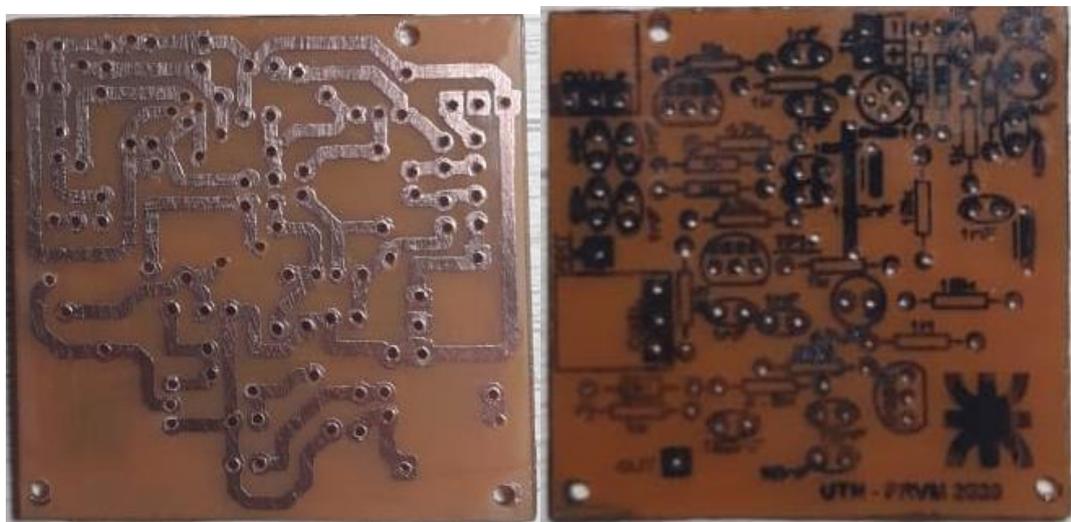
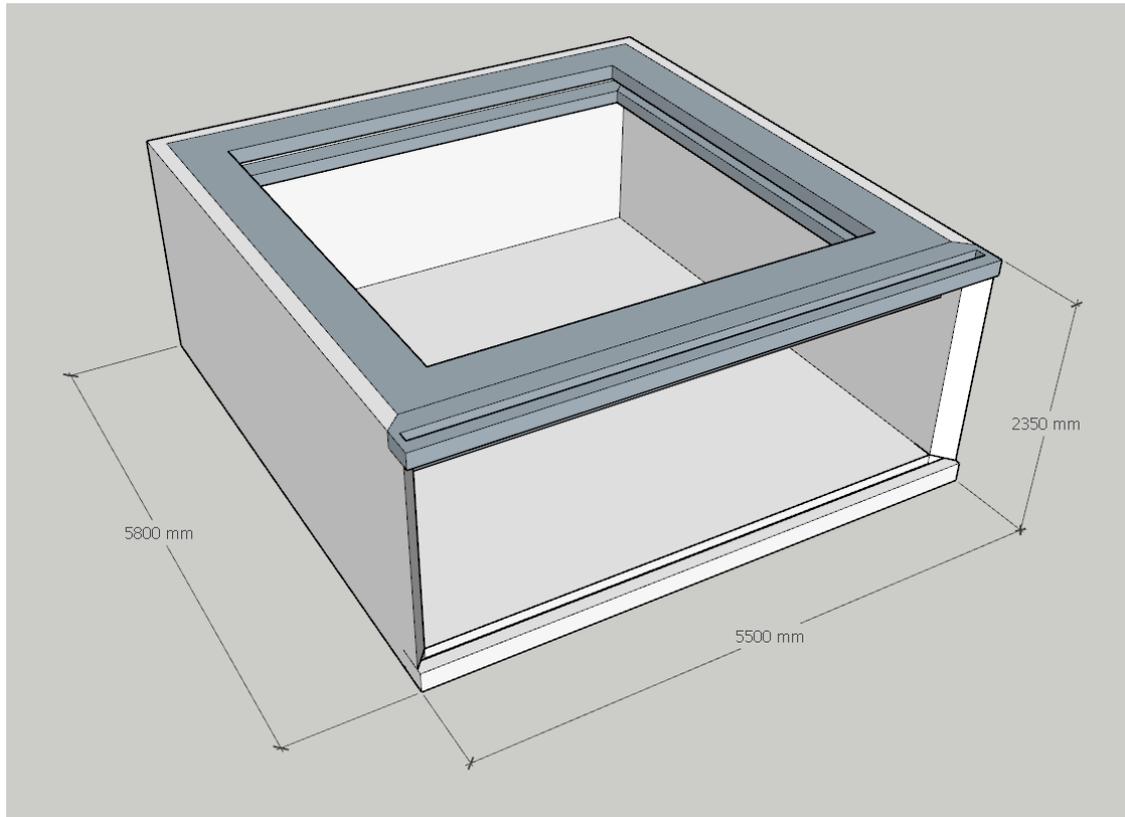


Figura N°30: Circuito impreso del sensor de proximidad capacitivo

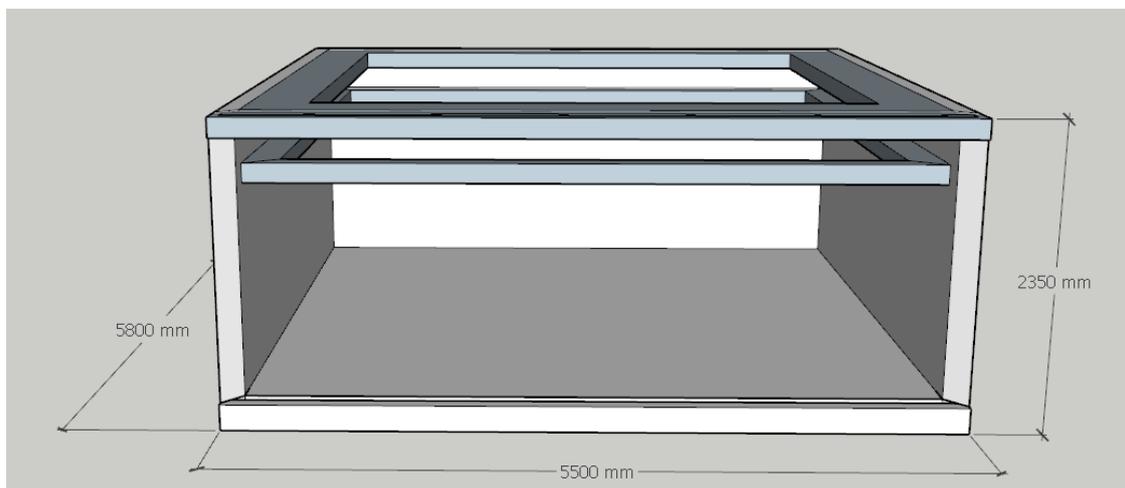
### Diseño de carcasa plástica:

Para el diseño de la carcasa, se utilizaron dos programas “Blender” y “Sketchup” ambos de uso profesional, en cuanto a la impresión se utilizó la impresora 3D “Ender 3”.

La idea es que la carcasa soporte todo el circuito en su interior y su tapa superior sea la placa de cobre que se utilizara como antena:

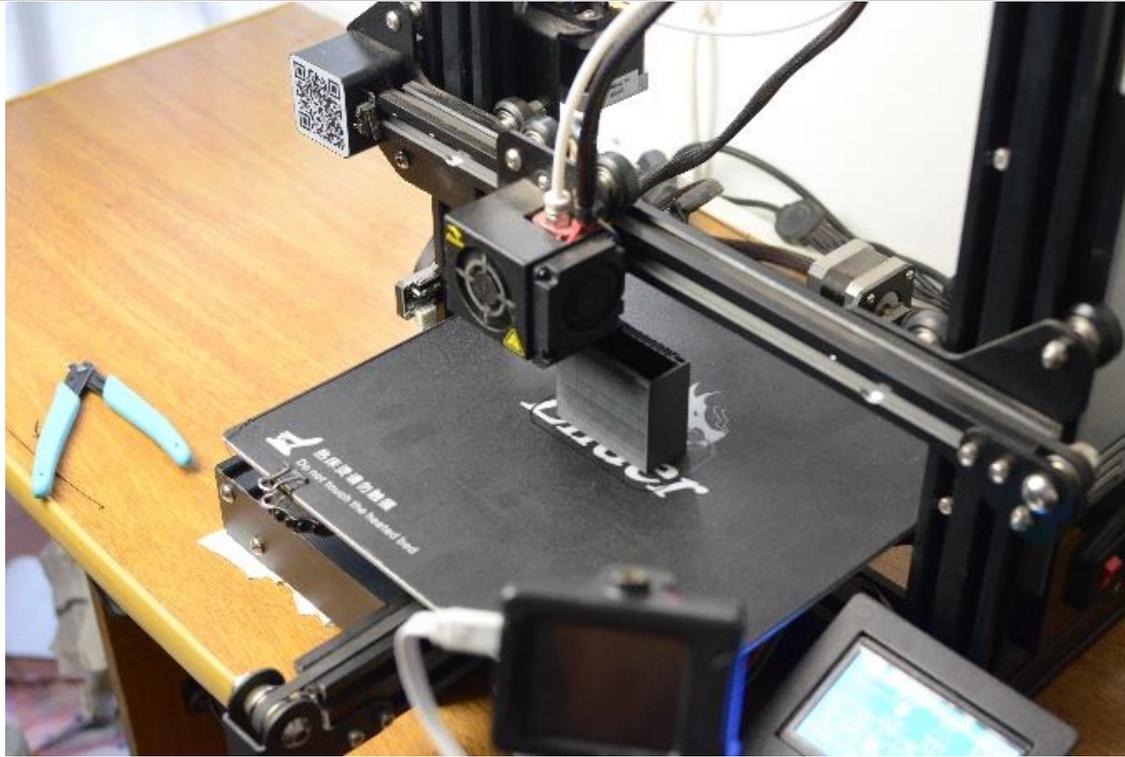


*Figura N°31: Modelo 3D de carcasa del sensor de proximidad capacitivo (1)*

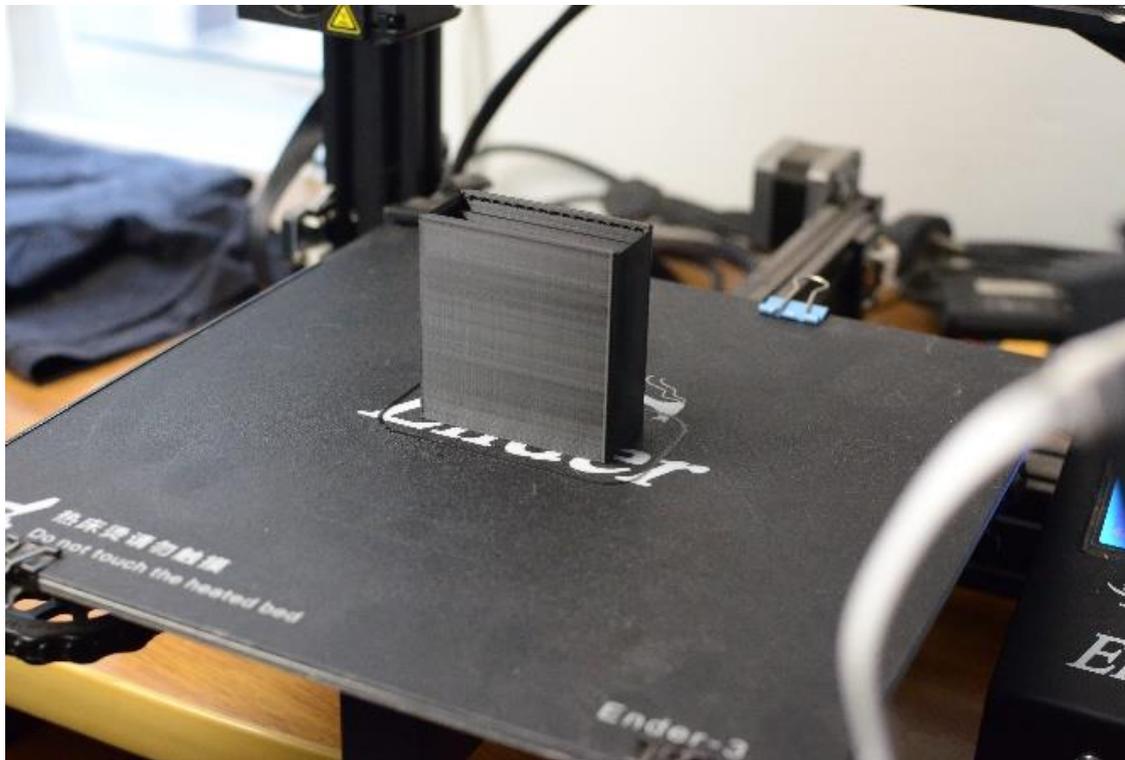


*Figura N°32: Modelo 3D de carcasa del sensor de proximidad capacitivo (2)*

*Imágenes del proceso de impresión:*



*Figura N°33: Proceso de impresión de carcasa*



*Figura N°34: Proceso de impresión de carcasa*

*Sensor Finalizado:*



*Figura N°35: Sensor de proximidad finalizado*

*De esta forma queda finalizado el primer bloque principal “Sensor Capacitivo”. Para comunicarse con el microcontrolador se utiliza un cable de 3 hilos al cual se le acopla un conector RJ11, dado que este es un conector genérico y económico.*



*Figura N°36: Cable con terminación en conector RJ11*



---

## Control, conversión, y comunicación mediante el microcontrolador

*A partir de la obtención de las mediciones de los sensores capacitivos, es necesario un intermediario entre la computadora y el sensor, ahí es donde entra el segundo bloque principal “microcontrolador”.*

*Este convertirá la señal propinada de dichos sensores a valores digitales por medio de los ADC incorporados en el microcontrolador. Estos valores serán enviados a la PC, mediante un controlador HID (Human Interface Device).*

### Microcontrolador:

*Para este proyecto se eligió el microcontrolador 18f4550 de Microchips, la selección de este se debe distintas facetas, por ejemplo, es la gran cantidad de conversores analógico/digital (tiene 14), se puede forzar frecuencias altas de clock con un PLL interno, y tiene la posibilidad de comunicación por USB, entre otras cosas.*



*Figura N°37: Microcontrolador 18F4550*



Dichas características están indicadas en el datasheet:

#### Universal Serial Bus Features:

- USB V2.0 Compliant SIE
- Low-speed (1.5 Mb/s) and full-speed (12 Mb/s)
- Supports control, interrupt, isochronous and bulk transfers
- Supports up to 32 endpoints (16 bidirectional)
- 1-Kbyte dual access RAM for USB
- On-board USB transceiver with on-chip voltage regulator
- Interface for off-chip USB transceiver
- Streaming Parallel Port (SPP) for USB streaming transfers (40/44-pin devices only)

**10-Bit A/D Converter:** This module incorporates programmable acquisition time, allowing for a channel to be selected and a conversion to be initiated, without waiting for a sampling period and thus, reducing code overhead.

#### Flexible Oscillator Structure:

- Five Crystal modes, including High-Precision PLL for USB
- Two External RC modes, up to 4 MHz
- Two External Clock modes, up to 40 MHz
- Internal oscillator block:
  - 8 user selectable frequencies, from 31 kHz to 8 MHz
  - User tunable to compensate for frequency drift
- Secondary oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Fail-Safe Clock Monitor
  - Allows for safe shutdown if any clock stops

*PINOUT del 18f4550:*

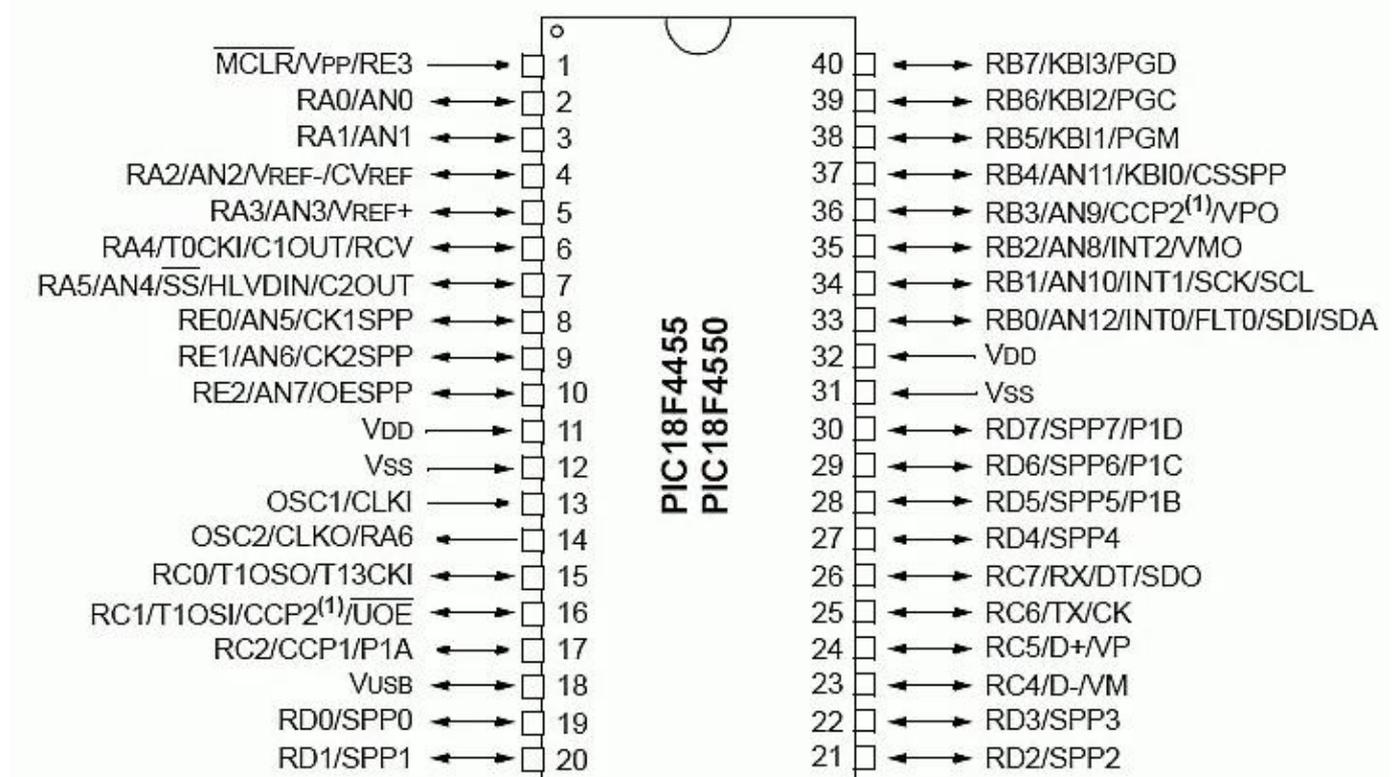


Figura N°38: Pinout de microcontrolador 18F4550 de Microchips

**ADC (Conversor analógico/digital):**

El 18f4550 cuenta con 14 ADC, de 10 bits cada uno, trabajando con resoluciones de 10 bits y utilizando la tensión de alimentación de microcontrolador (5V) de referencia, podemos establecer que la resolución del mismo será:

$$\text{Resolución} = \frac{\text{Tensión de referencia}}{2^n \text{ bits de resolución}} \quad \text{Ecu. 3}$$

$\text{Resolución} = \frac{5V}{1024} = 4.88mV$  En otras palabras, el microcontrolador es capaz de diferenciar variaciones de 4,88mV, por lo cual es más que suficiente para la aplicación que se le dará.

**Circuito esquemático:**

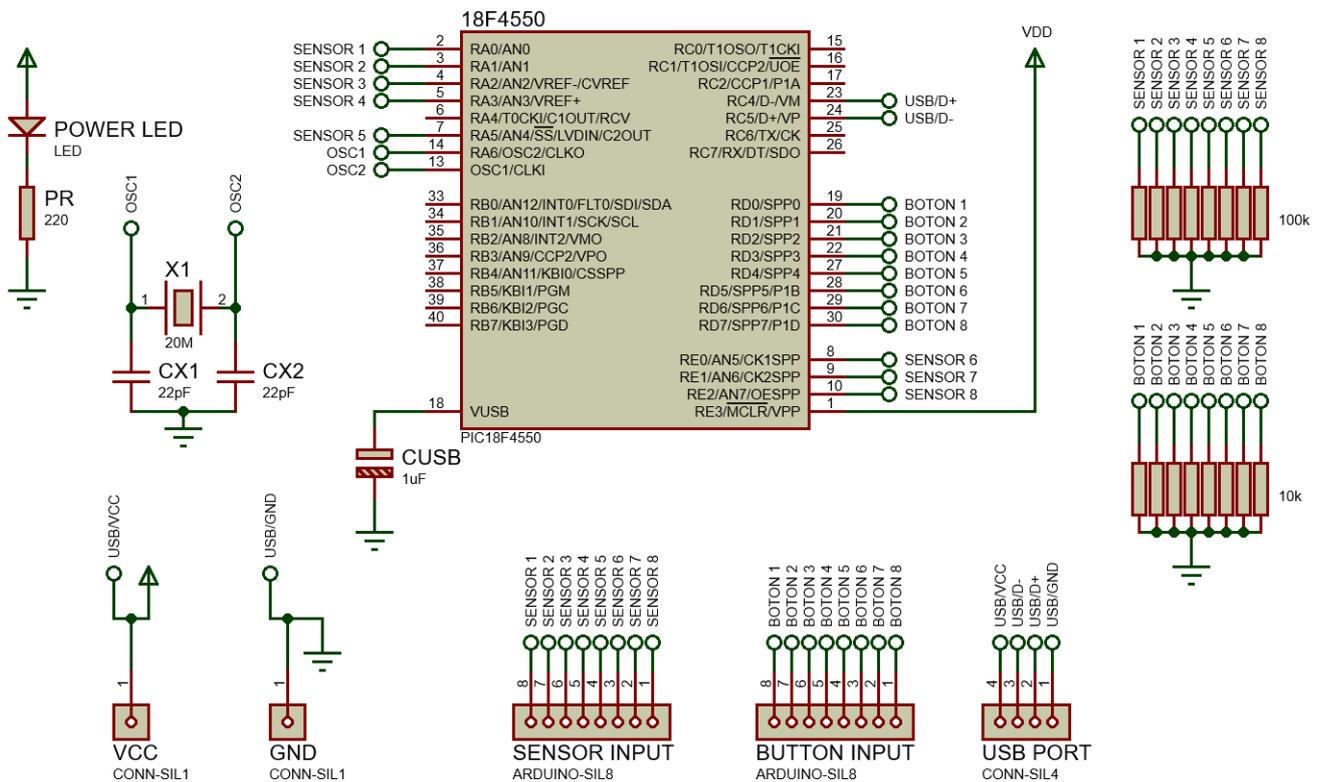


Figura N°39: Circuito esquemático del dispositivo HID



*Los pines 2,3,4,5,7,8,9,10 serán utilizados como entradas analógicas, todas están referenciadas con una resistencia de muy alto valor a masa, esto generará que cuando no esté conectado el sensor a la entrada el valor será 0V.*

*Los pines 13 y 14 son utilizados para introducir un cristal externo para el clock, este, mediante el PLL interno del microcontrolador se forzará a trabajar a una frecuencia de 48MHz.*

*Los pines 23 y 24 son utilizados para comunicarse al puerto USB, considerando que el bus de datos consta de dos líneas D+ y D-. los cables de alimentación del USB serán utilizados para alimentar el microcontrolador y los sensores. Por estándar este bus permite entregar hasta 500mA lo cual es suficiente para dicho rol.*

*Además, se dispondrá de un led para indicar cuando dispositivo este energizado.*

*Los pines 19,20,21,22,27,28,29,30, están dispuestos para un futuro upgrate que permita agregar botones.*

### **Diseño del PCB:**

*Para la realización del PCB se utilizó un software de diseño asistido, el cual provee herramientas para el diseño del circuito esquemático y del circuito impreso.*

*Las dimensiones seleccionadas son de 10cm x 5cm, al ser esta la central donde llega la información de los sensores y transfiere al PC, no es requisito que sus dimensiones sean muy pequeñas.*

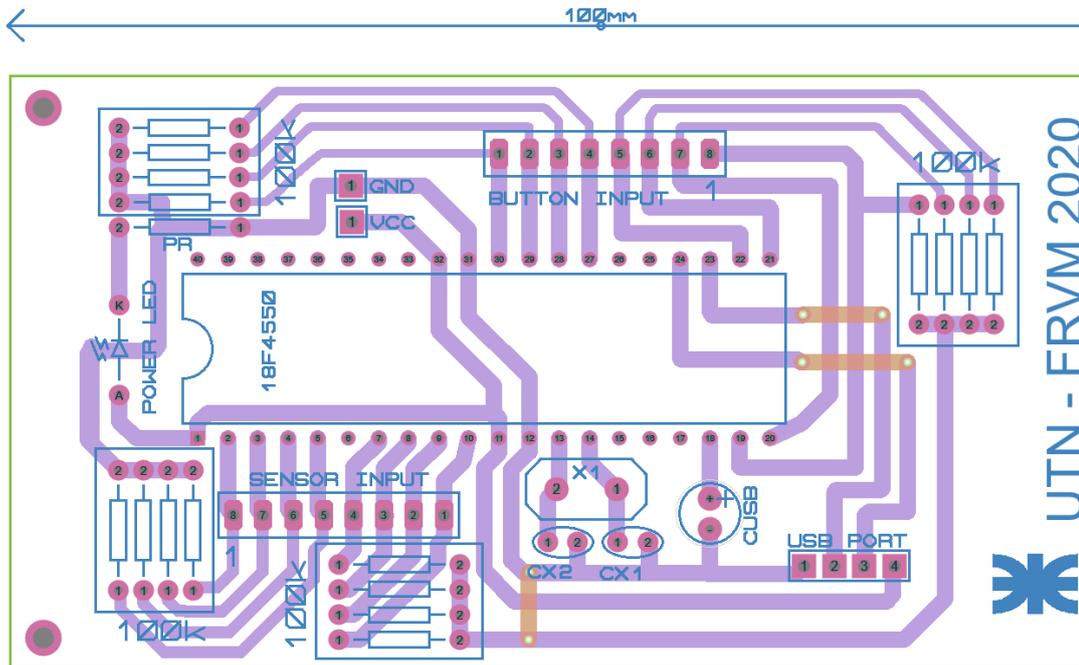


Figura N°40: Diseño de PCB del dispositivo HID

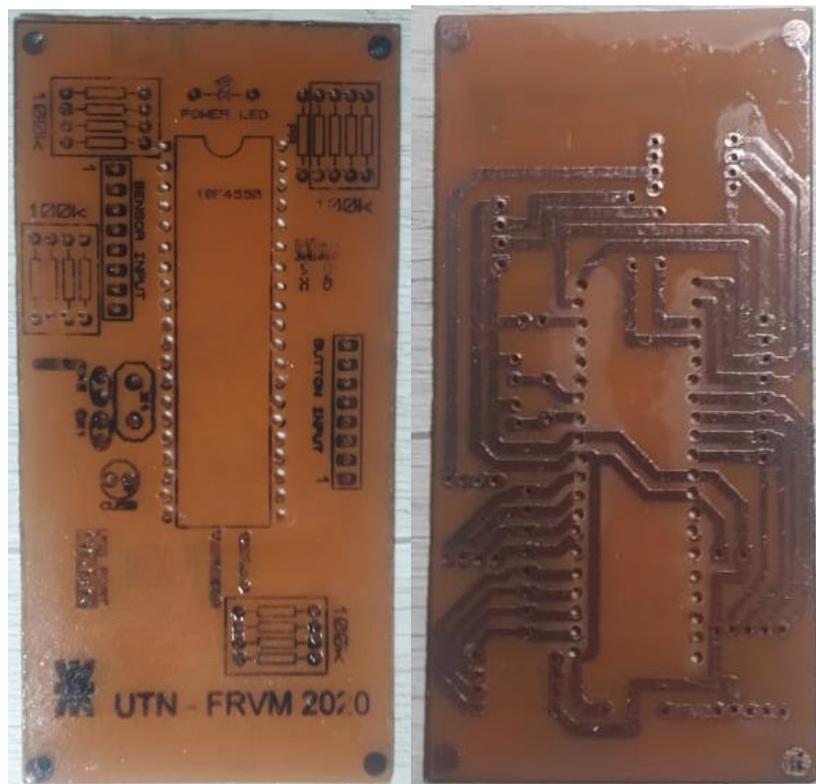


Figura N°41: PCB del dispositivo HID

### Diseño de carcasa:

La carcasa fue diseñada considerando las dimensiones del PCB y que exista espacio suficiente para distribuir los conectores hembra seleccionados para conectar los sensores.

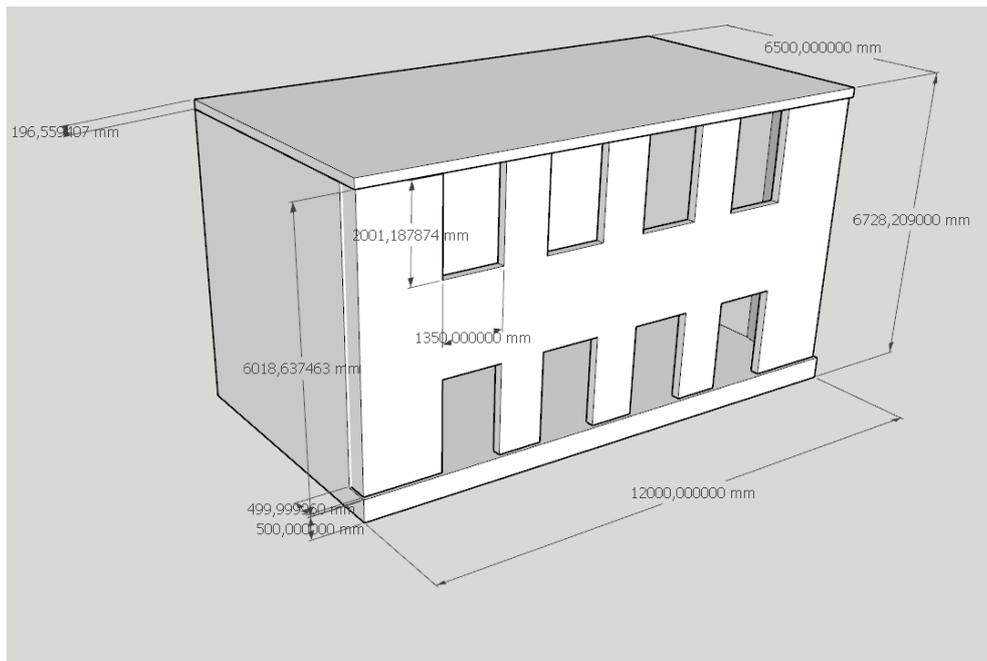


Figura N°42: Vista en 3D del diseño de la carcasa del dispositivo HID

La carcasa básicamente son dos piezas un frente donde se dispondrán los conectores hembra, y se atornillara a la segunda pieza

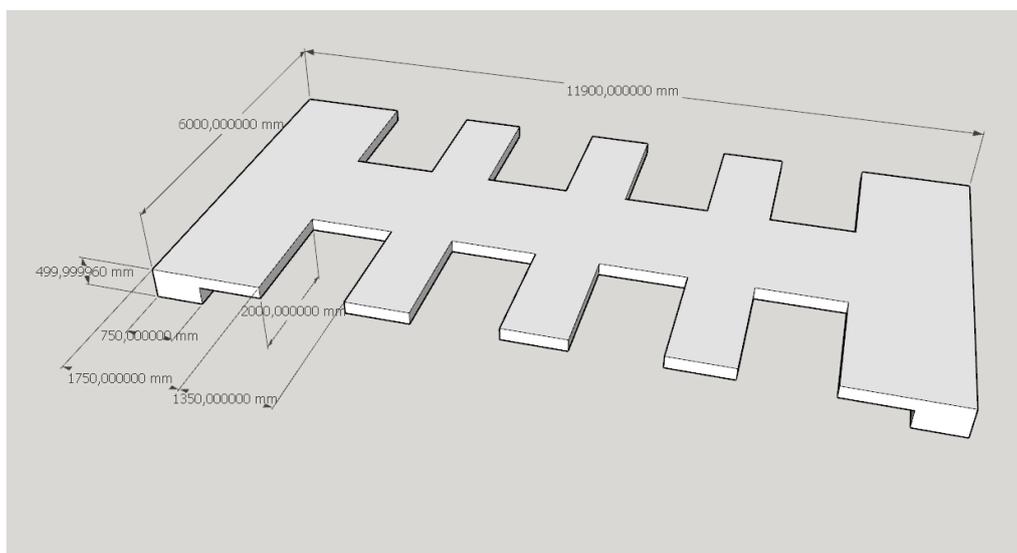


Figura N°43: Vista 3D de la tapa frontal de la carcasa

La segunda pieza contendrá el PCB. Ambas piezas serán construidas con material PLA, y permiten que la luz los atraviese y difuminan la misma, por lo cual se colocara un led en el interior de forma tal que al conectar el dispositivo al pc iluminara la carcasa.

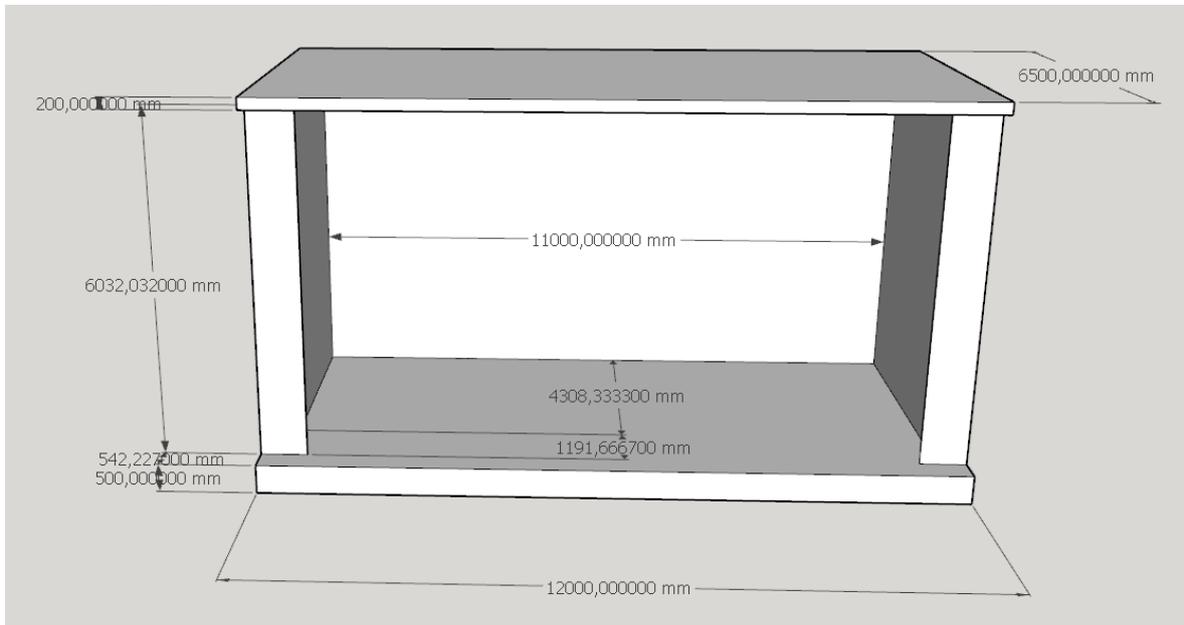
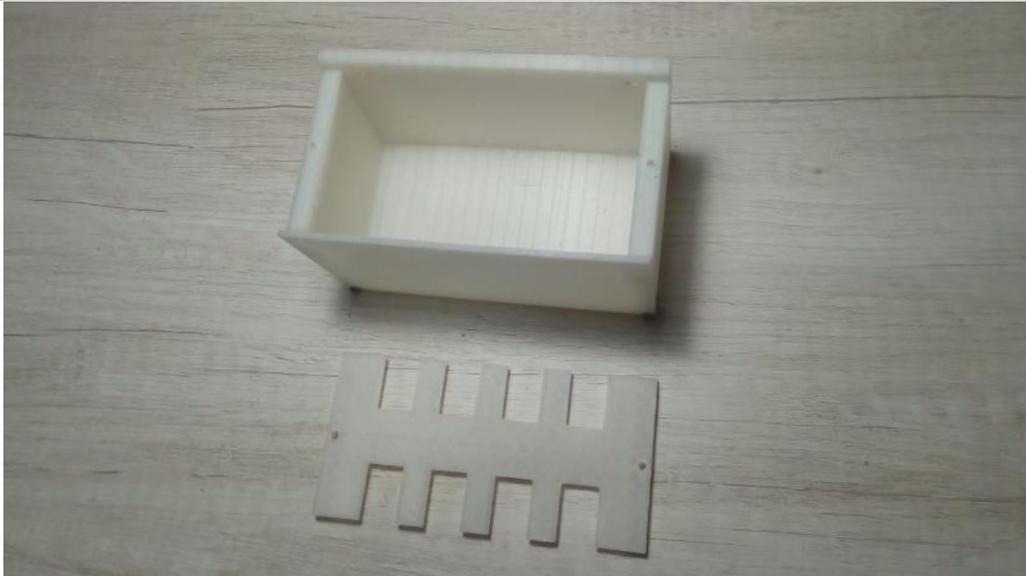


Figura N°44: Vista 3D de la pieza trasera de la carcasa

Como se mencionó antes los conectores utilizados para conectar los sensores al dispositivo son RJ-11



Figura N°45: Conector RJ11 hembra



*Figura N°46: Piezas de la carcasa del dispositivo HID*



*Figura N°47: Dispositivo HID finalizado*

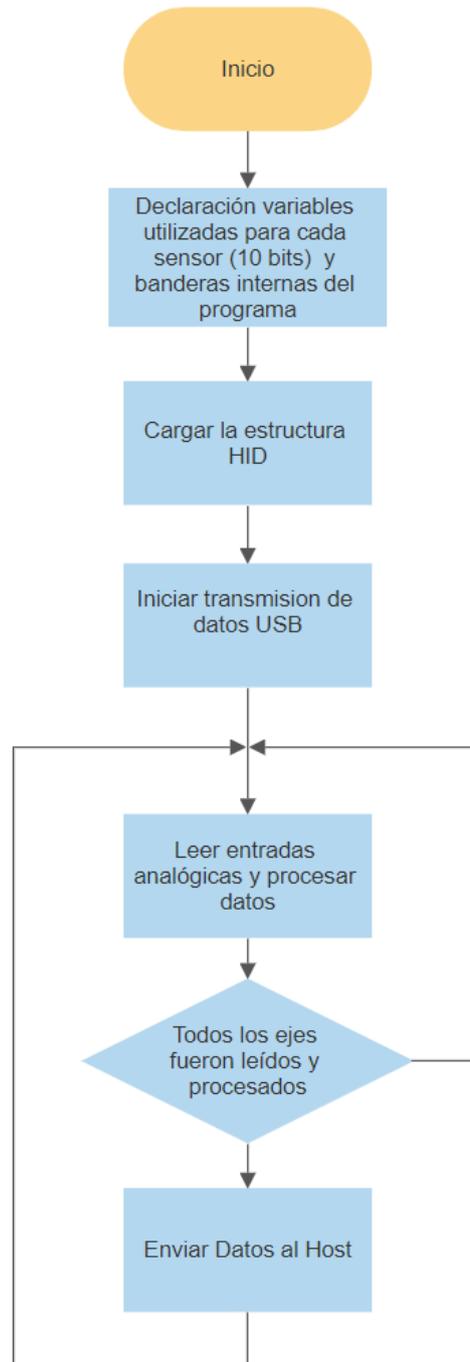


### **HID (Human Interface Device):**

*Los dispositivos HID son dispositivos que interactúan de una forma directa con el humano, el protocolo USB-HID permite simplificar el proceso de instalar dispositivos y de compatibilizarlo con otras plataformas. Hay dos entidades que lo componen un Host (computadora) y el dispositivo en sí (en este caso serían los sensores comunicados con el microcontrolador). El Host se encarga de obtener un descriptor HID, el cual indicara datos como el tipo de dispositivo (teclado, mouse, joystick, etc.), la cantidad de botones y ejes que tiene el dispositivo, el nombre del mismo, el tamaño de la trama de datos, etc.*

*El descriptor HID se encuentra alojado en el microcontrolador, de modo que cuando comience la comunicación lo primero que se enviara es el descriptor. La programación de estos descriptores normalmente se debe realizar de bajo nivel. Para este proyecto se dispuso que el descriptor indique que es un joystick y que tiene 8 ejes. Cabe aclarar que gracias a la utilización de este protocolo el dispositivo será compatible con distintos sistemas operativos y Plug & Play.*

**Diagrama de bloques del programa:**



*Figura N°48: Diagrama de flujo del programa HID cargado en el microcontrolador*

## Software compatible y adecuado al sensor

### Detección del dispositivo:

Al conectar el dispositivo, uno de los requisitos previamente planteado era que fuese “plug and play”, es decir, que simplemente al conectar cualquiera fuese la versión del sistema operativo, como en el caso de Windows (XP en adelante), el sistema lo reconozca instantáneamente y pueda ser utilizado. En este caso las pruebas fueron realizadas con Windows 10:

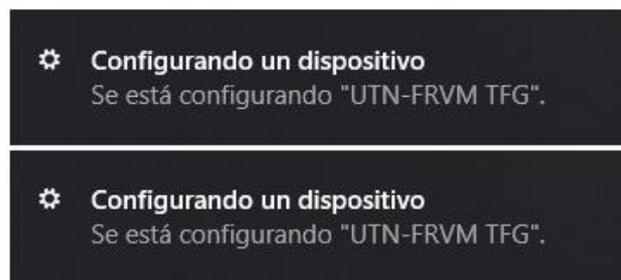


Figura N°49: Detección de dispositivo con notificaciones de Windows 10

Posteriormente se puede ver junto a los otros dispositivos en panel de control o en administrador de dispositivos de Windows:

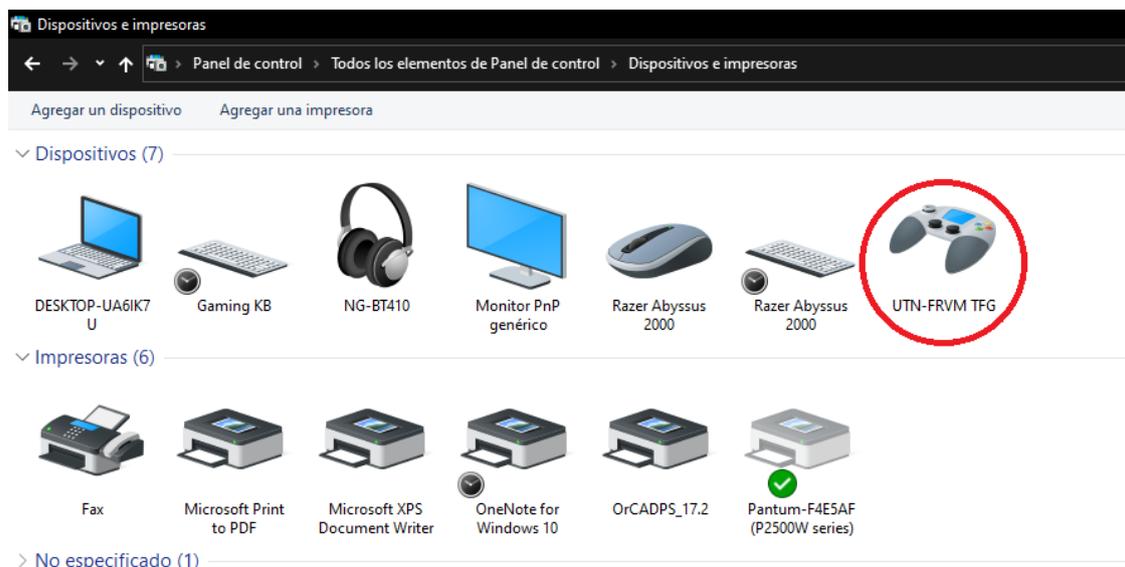


Figura N°50: Detección de dispositivo en panel de control de Windows 10



---

**Aplicación del dispositivo en el software:**

Una vez detectado correctamente el dispositivo, se realizó un sistema de ajuste digital, esto permitirá la calibración del sensor para obtener mayor o menor sensibilidad regulando la misma mediante software, el código se realizó en C# para compatibilizarlo con el lenguaje que se utilizó para programar el videojuego. Pero básicamente se trata de multiplicar el valor obtenido del dispositivo por una constante "sensibilidad", la cual si es mayor a 1 la sensibilidad aumenta, si es igual a 1 no cambia y si es menor a 1 la sensibilidad disminuye. Además, se agregó la posibilidad de invertir el eje, esto se logra restando a 1024 (ADC utilizado) el valor obtenido por el sensor. Y como ultima corrección existe la posibilidad de agregar un offset para ajustar el internamente punto muerto de joystick (Normalmente esto lo realiza el sistema operativo).

El diagrama del ajuste seria el siguiente:

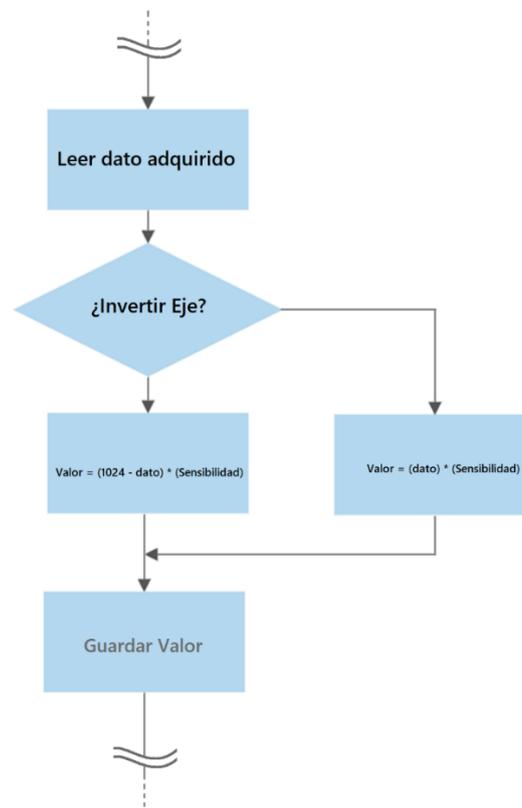


Figura N°51: Diagrama de flujo del ajuste del dispositivo



### Diseño de videojuego para aprovechamiento del dispositivo

Para desarrollar el videojuego se utilizó el engine o motor de videojuegos de Unity. Este engine, brinda un motor gráfico, de físicas, de sonido, es de calidad profesional y de manera gratuita (se adjuntará el sitio web del desarrollador al final del proyecto). El videojuego se programó en C#, utilizando el compilador de Microsoft Visual Studio Community.

Para demostrar las distintas dinámicas que se pueden generar a partir del uso del joystick, el videojuego constara de un conjunto de mini juegos, donde cada uno demostrara una forma distinta de explotar al dispositivo.

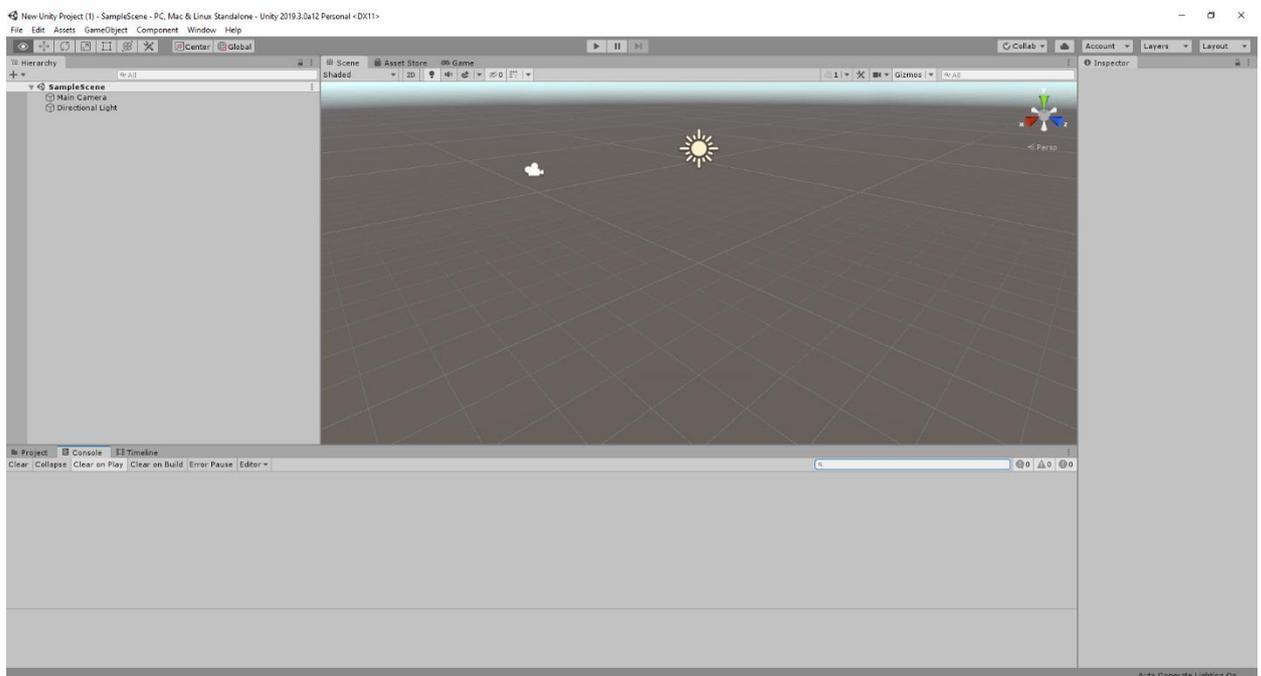


Figura N°52: Pantalla principal de software de diseño Unity

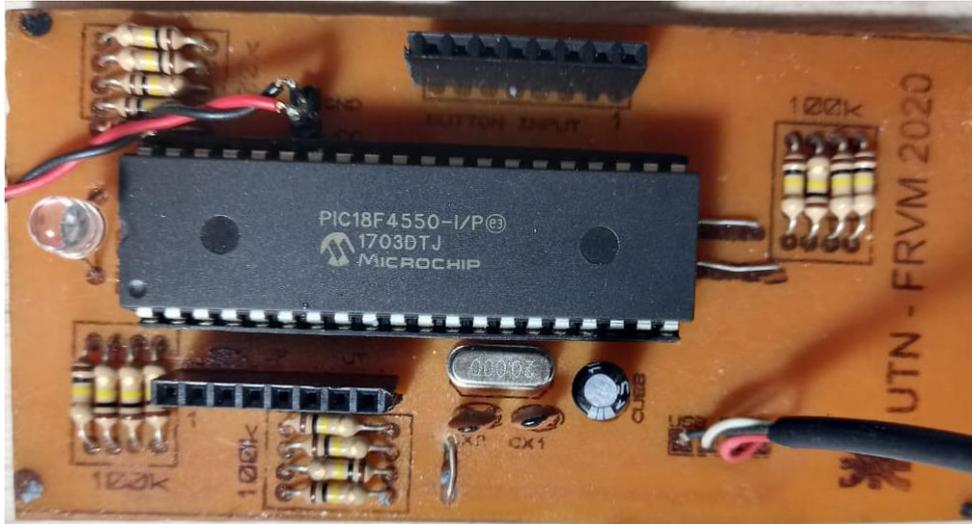
### Diseño del Packaging

El packaging se refiere a la parte del embalaje del objeto en cuestión, teniendo en cuenta generar una atracción a los clientes y es de suma importancia dado que es lo primero que visualiza el cliente.

Para el diseño del mismo se realizó con el software Adobe Illustrator, utilizando colores e imágenes llamativas y a su vez presentando las prestaciones del producto.

## Presentación final del dispositivo

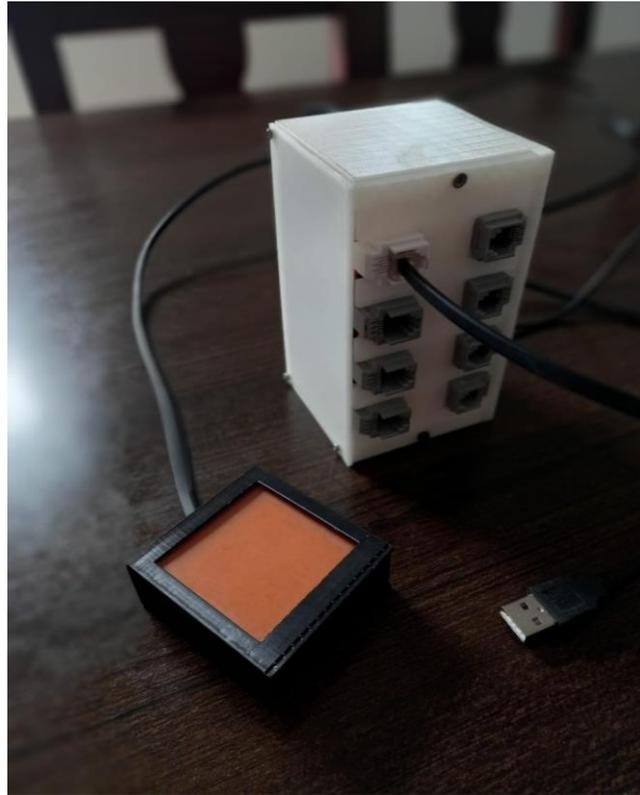
*Al finalizar las piezas construidas con la impresora 3d y terminar de soldar el PCB, simplemente se ensambla sin ningún problema, al hacer un testeo completo se corrigieron algunos problemas en el firmware del dispositivo, quitando eso no hubo mayores inconvenientes.*



*Figura N°53: PCB del dispositivo finalizado.*



*Figura N°54: Dispositivo finalizado (1).*



*Figura N°55: Dispositivo finalizado (2).*

*Finalmente, el dispositivo fue expuesto para probar su funcionamiento en un evento de la UTN FRVM, donde fue bien recibido.*



*Figura N°56: Dispositivo siendo testado en exposición.*



## Conclusiones

*Al analizar el proyecto finalizado, podemos ver que dichos objetivos iniciales fueron cumplidos y tuvo muy buena recepción por parte de los usuarios, el producto resulto ser innovador dado que llamo la atención del público.*

*En cuanto a la complejidad del trabajo se aprecia que se recorren muchas áreas de la electrónica, desde electrónica digital, analógica, diseños de filtros, mezcla de señales, etc. Lo cual hace lógico que en el informe final no se vea reflejado la cantidad horas que hay invertidas en pruebas de distintas técnicas, puestas a punto, prueba de circuitos, prueba de componentes, errores, etc. Además, el proyecto final, constantemente va sufriendo cambios hasta llegar a su versión final lo que causa demoras en los tiempos, reestructuraciones y replanteamientos de etapas.*

*La formalización del informe y el del proyecto en general, trajo a su vez aprendizajes respecto a la redacción, metodologías, y uso de herramientas, que serán de gran utilidad a lo largo de la vida en general.*



---

## Bibliografía

- [1] *Teoría de las comunicaciones*; Pedro E. Danizio.
- [2] *Física Universitaria; Vol 2*; Sears Zemansky.
- [3] Hoja de datos de PIC18f4550, Microchips.  
<https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/39632c.pdf>
- [4] Artículo del diario “La Nación”, (11 de abril de 2018)  
<https://www.lanacion.com.ar/2124044-los-desafios-para-2018-de-la-industria-argentina-de-los-videojuegos>
- [5] Sitio Web de ADVA (Asociación de videojuegos Argentina),  
<http://adva.vg/about>
- [6] Artículo de la Secretaria de Gobierno de la Nación, (1 de enero de 2020)  
<https://www.cultura.gob.ar/noticias/cinco-datos-sobre-la-industria-de-los-videojuegos-en-argentina/>
- [7] Sitio web del software de desarrollo Unity:  
<https://unity.com/>
- [8] Información de HID:  
<https://es.wikipedia.org/wiki/HID>  
<https://www.usb.org/hid>



Anexo I (Hoja de datos transistor 2n2222)



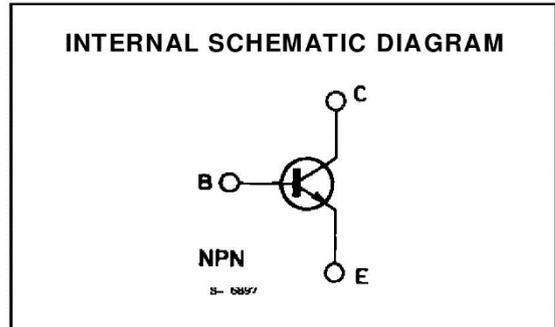
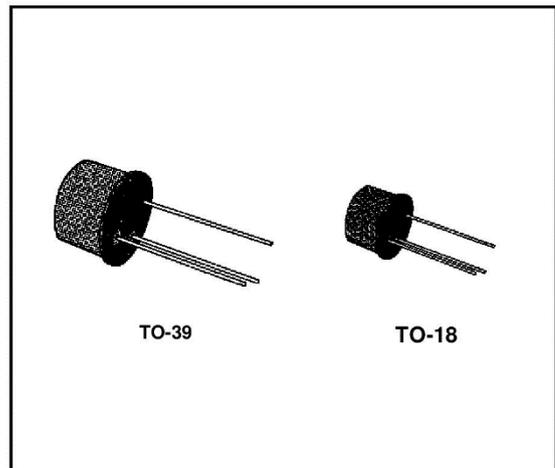
**2N2218-2N2219**  
**2N2221-2N2222**

HIGH-SPEED SWITCHES

**DESCRIPTION**

The 2N2218, 2N2219, 2N2221 and 2N2222 are silicon planar epitaxial NPN transistors in Jedec TO-39 (for 2N2218 and 2N2219) and in Jedec TO-18 (for 2N2221 and 2N2222) metal cases. They are designed for high-speed switching applications at collector currents up to 500 mA, and feature useful current gain over a wide range of collector current, low leakage currents and low saturation voltages.

 2N2218/2N2219 approved to CECC 50002-100, 2N2221/2N2222 approved to CECC 50002-101 available on request.



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{CBO}$	Collector-base Voltage ( $I_E = 0$ )	60	V
$V_{CEO}$	Collector-emitter Voltage ( $I_B = 0$ )	30	V
$V_{EBO}$	Emitter-base Voltage ( $I_C = 0$ )	5	V
$I_C$	Collector Current	0.8	A
$P_{tot}$	Total Power Dissipation at $T_{amb} \leq 25^\circ C$		
	for <b>2N2218</b> and <b>2N2219</b>	0.8	W
	for <b>2N2221</b> and <b>2N2222</b>	0.5	W
	at $T_{case} \leq 25^\circ C$		
	for <b>2N2218</b> and <b>2N2219</b>	3	W
	for <b>2N2221</b> and <b>2N2222</b>	1.8	W
$T_{stg}$	Storage Temperature	- 65 to 200	$^\circ C$
$T_j$	Junction Temperature	175	$^\circ C$



**2N2218-2N2219-2N2221-2N2222**

**THERMAL DATA**

			<b>2N2218 2N2219</b>	<b>2N2221 2N2222</b>
R <sub>th j-case</sub>	Thermal Resistance Junction-case	Max	50 °C/W	83.3 °C/W
R <sub>th j-amb</sub>	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	187.5 °C/W	300 °C/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (T<sub>amb</sub> = 25 °C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I <sub>CBO</sub>	Collector Cutoff Current (I <sub>E</sub> = 0)	V <sub>CB</sub> = 50 V V <sub>CB</sub> = 50 V T <sub>amb</sub> = 150 °C			10 10	nA μA
I <sub>EBO</sub>	Emitter Cutoff Current (I <sub>C</sub> = 0)	V <sub>EB</sub> = 3 V			10	nA
V <sub>(BR) CBO</sub>	Collector-base Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = 0)	I <sub>C</sub> = 10 μA	60			V
V <sub>(BR) CEO</sub> *	Collector-emitter Breakdown Voltage (I <sub>B</sub> = 0)	I <sub>C</sub> = 10 mA	30			V
V <sub>(BR) EBO</sub>	Emitter-base Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 0)	I <sub>E</sub> = 10 μA	5			V
V <sub>CE (sat)</sub> *	Collector-emitter Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 150 mA I <sub>B</sub> = 15 mA I <sub>C</sub> = 500 mA I <sub>B</sub> = 50 mA			0.4 1.6	V V
V <sub>BE (sat)</sub> *	Base-emitter Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 150 mA I <sub>B</sub> = 15 mA I <sub>C</sub> = 500 mA I <sub>B</sub> = 50 mA			1.3 2.6	V V
h <sub>FE</sub> *	DC Current Gain	for <b>2N2218</b> and <b>2N2221</b> I <sub>C</sub> = 0.1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 10 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 500 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA V <sub>CE</sub> = 1 V for <b>2N2219</b> and <b>2N2222</b> I <sub>C</sub> = 0.1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 1 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 10 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 500 mA V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA V <sub>CE</sub> = 1 V	20 25 35 40 20 20		120	
f <sub>T</sub>	Transition Frequency	I <sub>C</sub> = 20 mA f = 100 MHz V <sub>CE</sub> = 20 V	250			MHz
C <sub>CBO</sub>	Collector-base Capacitance	I <sub>E</sub> = 0 f = 100 kHz V <sub>CB</sub> = 10 V			8	pF
R <sub>e(hie)</sub>	Real Part of Input Impedance	I <sub>C</sub> = 20 mA f = 300 MHz V <sub>CE</sub> = 20 V			60	Ω

\* Pulsed : pulse duration = 300 μs, duty cycle = 1 %.



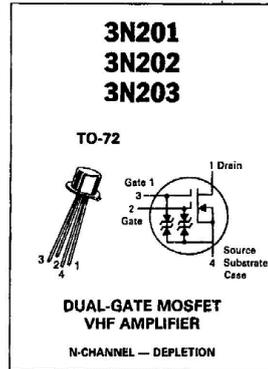
Anexo II (Hoja de datos MOSFET 3N201)

*New Jersey Semi-Conductor Products, Inc.*

20 STERN AVE.  
SPRINGFIELD, NEW JERSEY 07081  
U.S.A.

TELEPHONE: (973) 376-2922  
(212) 227-6005  
FAX: (973) 376-8960

MAXIMUM RATINGS				
Rating	Symbol	Value	Unit	
Drain-Source Voltage	V <sub>DS</sub>	25	Vdc	
Drain-Gate Voltage	V <sub>DG1</sub> V <sub>DG2</sub>	30 30	Vdc	
Drain Current	I <sub>D</sub>	50	mAdc	
Gate Current	I <sub>G1</sub> I <sub>G2</sub>	±10 ±10	mAdc	
Total Device Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	360 2.4	mW mW/°C	
Total Device Dissipation @ T <sub>C</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	1.2 8.0	Watt mW/°C	
Lead Temperature	T <sub>L</sub>	300	°C	
Junction Temperature Range	T <sub>J</sub>	-65 to +175	°C	
Storage Channel Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +175	°C	



Refer to MPF201 for additional graphs.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T <sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted.)						
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>						
Drain-Source Breakdown Voltage (I <sub>D</sub> = 10 μA, V <sub>S</sub> = 0, V <sub>G1S</sub> = V <sub>G2S</sub> = -5.0 Vdc)	V <sub>(BR)DSX</sub>	25	—	—	Vdc	
Gate 1-Source Breakdown Voltage(1) (I <sub>G1</sub> = 10 mA, V <sub>G2S</sub> = V <sub>DS</sub> = 0)	V <sub>(BR)G1S0</sub>	±6.0	±12	±30	Vdc	
Gate 2-Source Breakdown Voltage(1) (I <sub>G2</sub> = 10 mA, V <sub>G1S</sub> = V <sub>DS</sub> = 0)	V <sub>(BR)G2S0</sub>	±6.0	±12	±30	Vdc	
Gate 1 Leakage Current (V <sub>G1S</sub> = ±5.0 Vdc, V <sub>G2S</sub> = V <sub>DS</sub> = 0) (V <sub>G1S</sub> = -5.0 Vdc, V <sub>G2S</sub> = V <sub>DS</sub> = 0, T <sub>A</sub> = 150°C)	I <sub>G1SS</sub>	—	±0.040	±10	nA μA	
Gate 2 Leakage Current (V <sub>G2S</sub> = ±5.0 Vdc, V <sub>G1S</sub> = V <sub>DS</sub> = 0) (V <sub>G2S</sub> = -5.0 Vdc, V <sub>G1S</sub> = V <sub>DS</sub> = 0, T <sub>A</sub> = 150°C)	I <sub>G2SS</sub>	—	±0.050	±10	nA μA	
Gate 1 to Source Cutoff Voltage (V <sub>DS</sub> = 15 Vdc, V <sub>G2S</sub> = 4.0 Vdc, I <sub>D</sub> = 20 mA)	V <sub>G1S(off)</sub>	-0.6	-1.5	-5.0	Vdc	
Gate 2 to Source Cutoff Voltage (V <sub>DS</sub> = 15 Vdc, V <sub>G1S</sub> = 0, I <sub>D</sub> = 20 mA)	V <sub>G2S(off)</sub>	-0.2	-1.4	-5.0	Vdc	
<b>ON CHARACTERISTICS</b>						
Zero-Gate-Voltage Drain Current(2) (V <sub>DS</sub> = 15 Vdc, V <sub>G1S</sub> = 0, V <sub>G2S</sub> = 4.0 Vdc)	I <sub>DSS</sub>	6.0 3.0	13 11	30 15	mA	
<b>SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS</b>						
Forward Transfer Admittance(3) (V <sub>DS</sub> = 15 Vdc, V <sub>G2S</sub> = 4.0 Vdc, V <sub>G1S</sub> = 0, f = 1.0 kHz)	Y <sub>fs</sub>	8.0 7.0	12.8 12.5	20 15	mmhos	
Input Capacitance (V <sub>DS</sub> = 15 Vdc, V <sub>G2S</sub> = 4.0 Vdc, I <sub>D</sub> = I <sub>DSS</sub> , f = 1.0 MHz)	C <sub>iss</sub>	—	3.3	—	pF	
Reverse Transfer Capacitance (V <sub>DS</sub> = 15 Vdc, V <sub>G2S</sub> = 4.0 Vdc, I <sub>D</sub> = 10 mA, f = 1.0 MHz)	C <sub>rss</sub>	0.006	0.014	0.03	pF	
Output Capacitance (V <sub>DS</sub> = 15 Vdc, V <sub>G2S</sub> = 4.0 Vdc, I <sub>D</sub> = I <sub>DSS</sub> , f = 1.0 MHz)	C <sub>oss</sub>	—	1.7	—	pF	
<b>FUNCTIONAL CHARACTERISTICS</b>						
Noise Figure (V <sub>DD</sub> = 18 Vdc, V <sub>GG</sub> = 7.0 Vdc, f = 200 MHz) (Figure 1) (V <sub>DD</sub> = 18 Vdc, V <sub>GG</sub> = 6.0 Vdc, f = 45 MHz) (Figure 3)	NF	—	1.8 5.3	4.5 6.0	dB	

NJ Semi-Conductors reserves the right to change test conditions, parameter limits and package dimensions without notice. Information furnished by NJ Semi-Conductors is believed to be both accurate and reliable at the time of going to press. However, NJ Semi-Conductors assumes no responsibility for any errors or omissions discovered in its use. NJ Semi-Conductors encourages customers to verify that datasheets are current before placing orders.



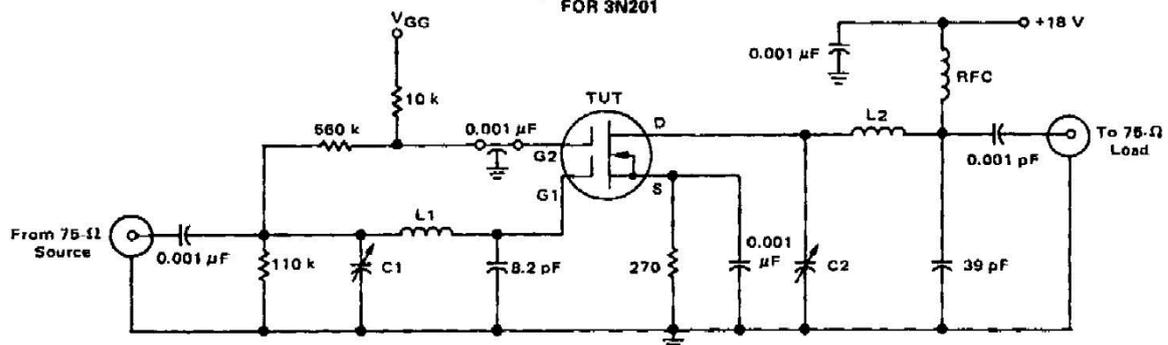
**3N201, 3N202, 3N203**

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Common Source Power Gain ( $V_{DD} = 18\text{ Vdc}$ , $V_{GG} = 7.0\text{ Vdc}$ , $f = 200\text{ MHz}$ ) (Figure 1) ( $V_{DD} = 18\text{ Vdc}$ , $V_{GG} = 6.0\text{ Vdc}$ , $f = 45\text{ MHz}$ ) (Figure 3) ( $V_{DD} = 18\text{ Vdc}$ , $f_{LO} = 245\text{ MHz}$ , $f_{RF} = 200\text{ MHz}$ ) (Figure 2)	$G_{ps}$	15	20	25	dB
		20	25	30	
		15	19	25	
Bandwidth ( $V_{DD} = 18\text{ Vdc}$ , $V_{GG} = 7.0\text{ Vdc}$ , $f = 200\text{ MHz}$ ) (Figure 1) ( $V_{DD} = 18\text{ Vdc}$ , $f_{LO} = 245\text{ MHz}$ , $f_{RF} = 200\text{ MHz}$ ) (Figure 2) ( $V_{DD} = 18\text{ Vdc}$ , $V_{GG} = 6.0\text{ Vdc}$ , $f = 45\text{ MHz}$ ) (Figure 3)	BW	5.0	—	9.0	MHz
		4.5	—	7.5	
		3.0	—	6.0	
Gain Control Gate-Supply Voltage(4) ( $V_{DD} = 18\text{ Vdc}$ , $\Delta G_{ps} = -30\text{ dB}$ , $f = 200\text{ MHz}$ ) (Figure 1) ( $V_{DD} = 18\text{ Vdc}$ , $\Delta G_{ps} = -30\text{ dB}$ , $f = 45\text{ MHz}$ ) (Figure 3)	$V_{GG}(GC)$	0	-1.0	-3.0	Vdc
		0	-0.6	-3.0	

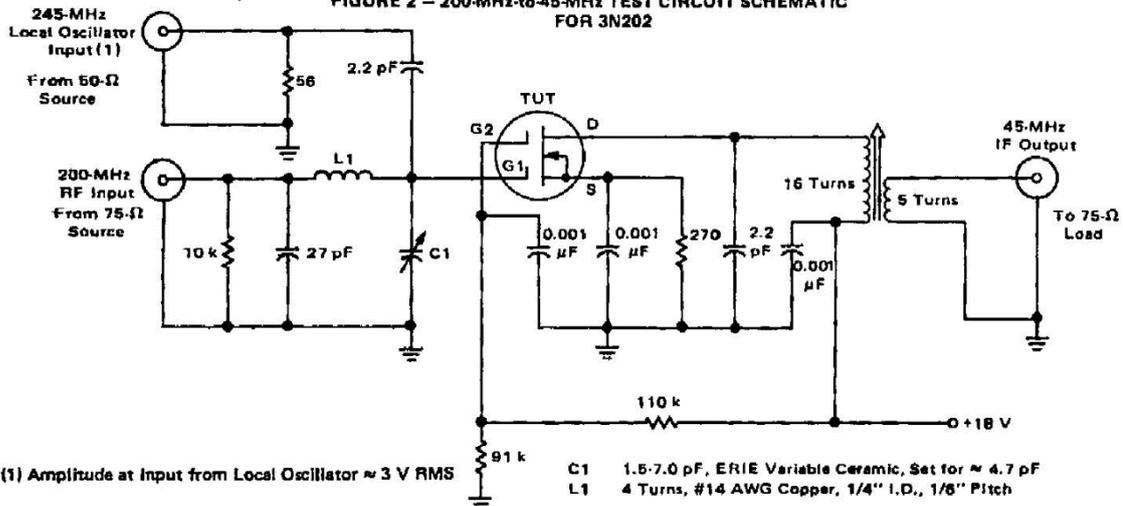
- (1) All gate breakdown voltages are measured while the device is conducting rated gate current. This ensures that the gate-voltage limiting network is functioning properly.
- (2) Pulse Test: Pulse Width = 300  $\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .
- (3) This parameter must be measured with bias voltages applied for less than 5 seconds to avoid overheating.
- (4)  $\Delta G_{ps}$  is defined as the change in  $G_{ps}$  from the value at  $V_{GG} = 7.0$  volts (3N201) and  $V_{GG} = 6.0$  volts (3N203).
- (5) Power Gain Conversion

**FIGURE 1 - 200-MHz TEST CIRCUIT SCHEMATIC FOR 3N201**



- C1 4.0 30 pF, ERIE Variable Ceramic, Set for  $\approx 22\text{ pF}$
- C2 4.0 30 pF, ERIE Variable Ceramic, Set for  $\approx 10\text{ pF}$
- L1 4 Turns, #14 AWG Copper, 1/4" I.D., 1/8" Pitch
- L2 3 Turns, #14 AWG Copper, 1/4" I.D., 1/8" Pitch
- RFC DELEVAN No. 153712, 1.0  $\mu\text{H}$

**FIGURE 2 - 200-MHz-to-45-MHz TEST CIRCUIT SCHEMATIC FOR 3N202**



(1) Amplitude at input from Local Oscillator  $\approx 3\text{ V RMS}$

- C1 1.5-7.0 pF, ERIE Variable Ceramic, Set for  $\approx 4.7\text{ pF}$
- L1 4 Turns, #14 AWG Copper, 1/4" I.D., 1/8" Pitch



---

**Anexo III (Hoja de datos PIC 18f4550)**



---

**PIC18F2455/2550/4455/4550**  
**Data Sheet**

28/40/44-Pin, High-Performance,  
Enhanced Flash, USB Microcontrollers  
with nanoWatt Technology



# MICROCHIP PIC18F2455/2550/4455/4550

## 28/40/44-Pin, High-Performance, Enhanced Flash, USB Microcontrollers with nanoWatt Technology

### Universal Serial Bus Features:

- USB V2.0 Compliant
- Low Speed (1.5 Mb/s) and Full Speed (12 Mb/s)
- Supports Control, Interrupt, Isochronous and Bulk Transfers
- Supports up to 32 Endpoints (16 bidirectional)
- 1-Kbyte Dual Access RAM for USB
- On-Chip USB Transceiver with On-Chip Voltage Regulator
- Interface for Off-Chip USB Transceiver
- Streaming Parallel Port (SPP) for USB streaming transfers (40/44-pin devices only)

### Power-Managed Modes:

- Run: CPU on, peripherals on
- Idle: CPU off, peripherals on
- Sleep: CPU off, peripherals off
- Idle mode currents down to 5.8  $\mu$ A typical
- Sleep mode currents down to 0.1  $\mu$ A typical
- Timer1 Oscillator: 1.1  $\mu$ A typical, 32 kHz, 2V
- Watchdog Timer: 2.1  $\mu$ A typical
- Two-Speed Oscillator Start-up

### Flexible Oscillator Structure:

- Four Crystal modes, including High Precision PLL for USB
- Two External Clock modes, up to 48 MHz
- Internal Oscillator Block:
  - 8 user-selectable frequencies, from 31 kHz to 8 MHz
  - User-tunable to compensate for frequency drift
- Secondary Oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Dual Oscillator options allow microcontroller and USB module to run at different clock speeds
- Fail-Safe Clock Monitor:
  - Allows for safe shutdown if any clock stops

### Peripheral Highlights:

- High-Current Sink/Source: 25 mA/25 mA
- Three External Interrupts
- Four Timer modules (Timer0 to Timer3)
- Up to 2 Capture/Compare/PWM (CCP) modules:
  - Capture is 16-bit, max. resolution 5.2 ns (TCY/16)
  - Compare is 16-bit, max. resolution 83.3 ns (TCY)
  - PWM output: PWM resolution is 1 to 10-bit
- Enhanced Capture/Compare/PWM (ECCP) module:
  - Multiple output modes
  - Selectable polarity
  - Programmable dead time
  - Auto-shutdown and auto-restart
- Enhanced USART module:
  - LIN bus support
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module supporting 3-wire SPI (all 4 modes) and I<sup>2</sup>C™ Master and Slave modes
- 10-bit, up to 13-channel Analog-to-Digital Converter module (A/D) with Programmable Acquisition Time
- Dual Analog Comparators with Input Multiplexing

### Special Microcontroller Features:

- C Compiler Optimized Architecture with optional Extended Instruction Set
- 100,000 Erase/Write Cycle Enhanced Flash Program Memory typical
- 1,000,000 Erase/Write Cycle Data EEPROM Memory typical
- Flash/Data EEPROM Retention: > 40 years
- Self-Programmable under Software Control
- Priority Levels for Interrupts
- 8 x 8 Single-Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
  - Programmable period from 41 ms to 131s
- Programmable Code Protection
- Single-Supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins
- Optional dedicated ICD/ICSP port (44-pin devices only)
- Wide Operating Voltage Range (2.0V to 5.5V)

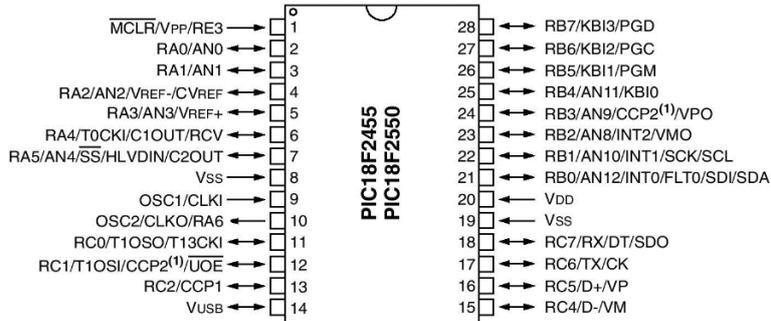
Device	Program Memory		Data Memory		I/O	10-Bit A/D (ch)	CCP/ECCP (PWM)	SPP	MSSP		EAUSART	Comparators	Timers 8/16-Bit
	Flash (bytes)	# Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)					SPI	Master I <sup>2</sup> C™			
PIC18F2455	24K	12288	2048	256	24	10	2/0	No	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F2550	32K	16384	2048	256	24	10	2/0	No	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4455	24K	12288	2048	256	35	13	1/1	Yes	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4550	32K	16384	2048	256	35	13	1/1	Yes	Y	Y	1	2	1/3



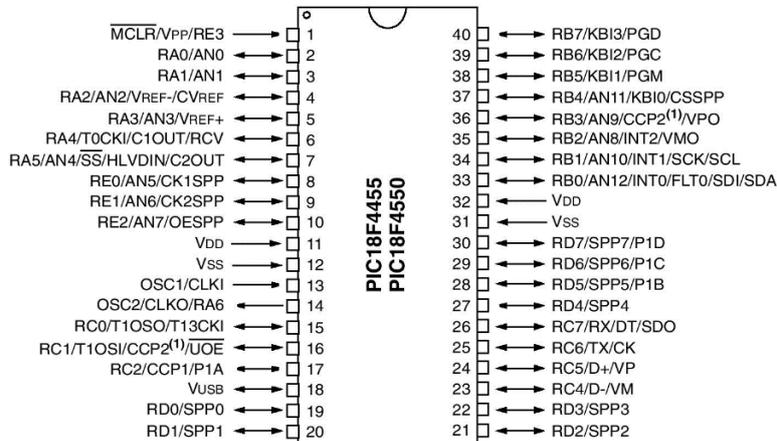
# PIC18F2455/2550/4455/4550

## Pin Diagrams

### 28-Pin PDIP, SOIC



### 40-Pin PDIP



Note 1: RB3 is the alternate pin for CCP2 multiplexing.