



**Universidad
Pontificia
Bolivariana**

**PRESENTACIÓN INFORME FINAL DE TRABAJO DE
GRADO**

CARACTERIZACIÓN DE COMPONENTES ELECTRÓNICOS A BAJA TEMPERATURA

ANDRÉS FELIPE TORRES MARTÍNEZ

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA
ESCUELA DE INGENIERÍAS
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

MEDELLÍN, 2024

CARACTERIZACIÓN DE COMPONENTES ELECTRÓNICOS A BAJA TEMPERATURA

ANDRÉS FELIPE TORRES MARTÍNEZ

Trabajo para optar al título de Ingeniero Electrónico

Director

Jaime Alberto Osorio Vélez

Doctor en Física.

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA
ESCUELA DE INGENIERÍAS**

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PREGRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

MEDELLÍN, 2024

Contenido	
Resumen	5
Abstract.....	5
Capítulo 1: Marco Teórico.....	6
Dispositivos semiconductores a bajas temperaturas	21
Diodo.....	21
Transistores bipolares.....	25
JFET	28
MOSFET.....	31
Componentes pasivos.....	35
Resistencia	35
Condensador.....	35
Capítulo 2: Metodología	37
Problema.....	37
Alcance.....	37
Justificación.....	37
Norma para tomar los datos.....	38
Capítulo 3: Toma de datos	42
Resistor	42
Capacitor cerámico	45
Capacitor electrolítico.....	52
Diodo.....	58
Diodo Zener.....	64
BJT	70
JFET	75
MOSFET.....	80
Capítulo 4: Análisis de los resultados.....	85
Capítulo 7: Conclusiones.....	88
Anexos.....	90
Código para la instrumentación.....	90
Referencias.....	98

Resumen

En el presente trabajo de grado se plantea un prototipo para poder tomar medidas de voltaje y corriente a bajas temperaturas para elementos electrónicos, además de que se muestran los resultados obtenidos al medir para una resistencia, un capacitor, un diodo rectificador, un diodo Zener, un BJT NPN NPN 2N3904, un JFET 2N3819 y un MOSFET 2N7000 bajo la temperatura del nitrógeno líquido (-198°C). La importancia de este estudio está en poder determinar cómo funcionan estos dispositivos para que puedan ser tomados como referencia para diseño de tarjetas PCB y aplicaciones que involucren temperatura criogénica, como lo es en este trabajo para el proyecto *Deep Underground Neutrino Experiment* (DUNE), específicamente para la tarjeta de adquisición de datos llamada *Cold electronics*. Se analizan los datos resultantes y se obtienen conclusiones al respecto con el marco teórico de distintos estudios de materiales semiconductores y dispositivos como transistores y diodos, además de la teoría básica de estos componentes.

Abstract

In the present thesis, a prototype is proposed to measure voltage and current at low temperatures for electronic components. Additionally, the results obtained from measuring a resistor, a capacitor, a rectifier diode, a Zener diode, an NPN BJT 2N3904, a JFET 2N3819, and a MOSFET 2N7000 under the temperature of liquid nitrogen (-198°C) are presented. The importance of this study lies in determining how these devices function so that they can be used as a reference for PCB design and applications involving cryogenic temperatures, as in this work for the *Deep Underground Neutrino Experiment* (DUNE), specifically for the data acquisition board called Cold Electronics. The resulting data are analyzed, and conclusions are drawn based on the theoretical framework of various studies on semiconductor materials and devices such as transistors and diodes, as well as the basic theory of these components.

Capítulo 1: Marco Teórico

En la actualidad, la electrónica se sustenta en el uso de tres tipos principales de materiales, cada uno con propiedades eléctricas distintivas: metales, semiconductores y aislantes. La diferencia fundamental entre estos materiales radica en su capacidad para permitir el movimiento de cargas eléctricas, lo que se puede analizar a través de la energía de "gap" entre la banda de valencia, donde residen los electrones más cercanos del núcleo atómico, y la banda de conducción, donde los electrones son libres de moverse [1].

En el caso de los aislantes, llamados así por su particularidad de no conducir corriente, esta "brecha" o *gap* es considerablemente grande en comparación con los otros dos tipos de materiales, como se puede ver en la figura 1, con una diferencia de potencial que supera los 3 eV en la mayoría de los casos, lo que hace que sea improbable que un electrón logre saltar de la banda de valencia a la de conducción, a menos que se aplique un campo eléctrico muy alto, de unas decenas de KV/m. Por el contrario, los metales no presentan un *gap*; en ellos, los electrones de valencia pueden fácilmente pasar a la banda de conducción, permitiendo así el flujo de corriente eléctrica. Los semiconductores representan un caso intermedio entre los aislantes y los conductores. Estos materiales, esenciales en la electrónica y la física aplicada, tienen una conductividad moderada, con una energía de *gap* que oscila entre 0.1 eV y 3 eV. Lo que hace especialmente interesantes a los semiconductores es que, al ser dopados con impurezas de otros elementos, sus propiedades eléctricas se modifican, posibilitando aplicaciones avanzadas en dispositivos como diodos y transistores, conocidos colectivamente como dispositivos semiconductores [2].

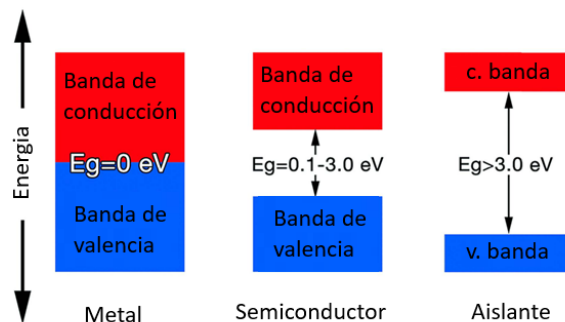


Figura 1. Diagrama del gap que hay para distintos tipos de materiales eléctricos

El dopaje de un semiconductor altera la cantidad de huecos (espacios que pueden ser ocupados por electrones en la banda de valencia) y portadores de carga (electrones). En un semiconductor puro, la relación entre huecos y portadores de carga es equilibrada, resultando en una carga neta nula. Sin embargo, al dopar el material, pueden generarse dos situaciones: si se crean más huecos que portadores de carga, el material adquiere una carga positiva y se denomina Tipo-p; si, por el contrario, hay más portadores de carga que huecos, el material se vuelve negativo, siendo conocido como Tipo-n. Esta variación en la concentración de huecos y portadores de carga es lo que da lugar a las diversas aplicaciones de los semiconductores [1]. A pesar de que los huecos no son partículas reales, se pueden tratar como tal en el contexto de la física de semiconductores, ya que, al haber corriente sobre una estructura con huecos, se puede asociar una dirección de corriente opuesta de cargas positivas cuando hay corriente eléctrica debida a los electrones [3].

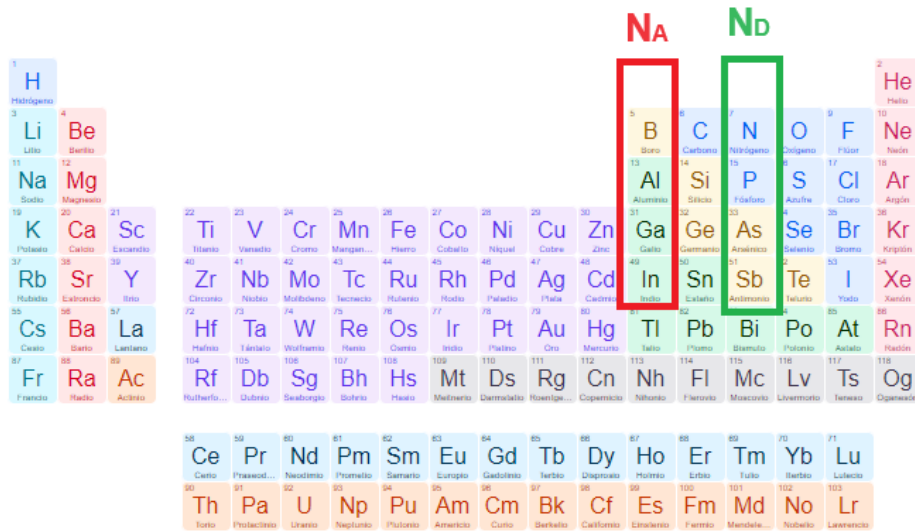


Figura 2. Dopantes y aceptores

Al doparse un material semiconductor se introducen impurezas, las impurezas serían aquellos átomos que tienen más electrones o menos electrones en relación con el material semiconductor que se busca dopar, para el caso de semiconductores con dopado tipo-p se habla de la concentración de átomos aceptores N_A , la cual se refiere al número de sitios aceptores por unidad de volumen en el semiconductor; los átomos aceptores son impurezas que tienen la capacidad de aceptar electrones de la banda de valencia, lo que crea huecos como portadores mayoritarios en el semiconductor, un ejemplo usual de átomos aceptores para el silicio es el Boro, tal y como se puede ver en la figura 2, se encuentra por debajo del silicio en la tabla periódica por lo que tiene menos electrones y por tanto puede recibir electrones del silicio en su banda de valencia. Por otro lado, están los semiconductores con dopado tipo-n, a los que se les asocia una concentración de átomos donantes N_D , que es magnitud del número de sitios donantes por unidad de volumen en el material; los átomos donantes, en contraposición de los

átomos aceptores, son impurezas que tienen la capacidad de donar electrones adicionales en la banda de conducción, por lo que los electrones son los portadores mayoritarios, un átomo donante usual en el silicio es el fósforo, que como se puede apreciar en la figura [2](#), es un elemento que está al lado derecho del silicio en la tabla periódica, por lo que en el arreglo cristalino del material semiconductor está dando electrones [\[3\]](#).

Dentro del contexto de los semiconductores existen otras dos magnitudes fundamentales para medir las características eléctricas del semiconductor, las cuales representan el número de estados cuánticos disponibles para que las cargas en la banda de conducción o los huecos en la banda de valencia ocupen un cierto intervalo de energía, una de ellas es la densidad efectiva de estados en la banda de conducción N_C , la cual se representa por la siguiente ecuación:

$$N_C = 2 \left(\frac{2\pi m_e^* kT}{h^2} \right)^{3/2} \quad e. c. (1)$$

Por otro lado, están las densidades efectivas de estados en la banda de valencia N_V , la cual se representa por medio de:

$$N_V = 2 \left(\frac{2\pi m_h^* kT}{h^2} \right)^{3/2} \quad e. c. (2)$$

En ambas ecuaciones, se tiene que k es la constante de Boltzmann, h es la constante de Planck, T es la temperatura en Kelvin del semiconductor, además se tienen el concepto de masa efectiva m^* para ambas fórmulas, el cual no representa una masa real de carga ni de huecos, sino un parámetro de como responden a fuerzas externas como lo es un campo eléctrico. Mientras que en la banda de conducción los electrones tienen una masa efectiva m_e^* , en la banda de valencia los huecos tienen masa efectiva m_h^* . De ambas ecuaciones se puede apreciar la dependencia directa de la temperatura, por lo que a medida que la temperatura disminuye menos estados están disponibles tanto en la banda de conducción como en la banda de valencia. Además de esto, estas densidades también se ven afectadas por la estructura de la banda de energía del material, lo que varía dependiendo del material, por lo que para distintos tipos de materiales variarán los valores de N_C y N_V , lo que afectará sus propiedades eléctricas [\[3\]](#).

El comportamiento de distintos dispositivos semiconductores depende de la temperatura, esta a su vez se ve fuertemente influenciada por el material, teniendo en cuenta que actualmente los semiconductores más usados son el silicio y germanio, siendo los de silicio los más abundantes por su poca corriente de inversión para los diodos y ser uno de los materiales más abundantes en la tierra [\[1\]](#), y el nivel de dopaje que tenga [\[2\]](#). A nivel atómico se deben tener en cuenta bastantes fenómenos que juegan un papel importante en el comportamiento del semiconductor, por ejemplo, la conductividad que va tener el material, la cual se ve influenciada por los niveles de dopaje de impurezas en el material semiconductor, también por otros fenómenos que

influyen la movilidad de los portadores mayoritarios [4]. Se sabe que la conductividad está determinada por la relación:

$$\sigma = q\mu\eta \quad e. c. (3)$$

Donde q es la carga eléctrica, μ es la movilidad de los portadores y η es la concentración de portadores. De esta relación, tanto la movilidad de los portadores como la concentración de portadores se ve afectada por las variaciones de la temperatura [4], como se puede ver por la siguiente fórmula para el caso de la movilidad:

$$\mu_{(T)} = \mu_0 \left(\frac{T_0}{T} \right)^\alpha \quad e. c. (4)$$

Donde $\mu_{(T)}$ es la movilidad de los portadores a la temperatura T , μ_0 es la movilidad de a una temperatura de referencia T_0 , α es un exponente que depende del mecanismo de dispersión dominante (explicados más adelante en el texto), suele tener un rango entre 1.5 y 2.5. De esta relación, se puede apreciar como a medida que la temperatura disminuye la movilidad de las cargas aumentará [3].

Por otro lado, para la concentración de portadores en relación con la temperatura se define como:

$$n_{i(T)} = \sqrt{N_C N_V} \exp\left(\frac{-E_g}{2kT}\right) \quad e. c. (5)$$

Donde E_g es el *gap* del semiconductor, N_C y N_V son las densidades efectivas de estados, k es la constante de Boltzmann y T es la temperatura. En esta relación se encuentran cuatro variables que cambian en función de la temperatura, siendo las densidades efectivas directamente proporcionales a la temperatura, la energía de *gap* (E_g) aumenta a medida que la temperatura disminuye y el factor de temperatura presente en la exponencial disminuye el valor de la concentración de portadores [3].

Estas grandes variaciones se deben a los efectos que genera cambiar la temperatura en el material, lo cual se ve reflejado en el tamaño del *gap*, en muchos semiconductores el salto a la zona de conducción por parte de los portadores es debido a la excitación térmica, si se baja la temperatura el *gap* aumentará, además de que los electrones empiezan a “congelarse”, por lo que es menos probable que salten a la banda de conducción, por lo tanto, con menos electrones en la banda de conducción habrá menos movilidad de estos a través del semiconductor. Por otro lado, si la temperatura aumenta muchos más electrones subirán su nivel de energía [5].

Otro concepto para tener en cuenta es el nivel de Fermi (E_F), es una energía teórica en un semiconductor que indica la probabilidad de que un estado cuántico de un átomo en la red cristalina esté ocupado por un electrón. A temperatura absoluta cero ($T = 0K$) todos los estados que se encuentran por debajo del nivel de Fermi están completamente llenos, mientras que todos los estados por encima se encuentran vacíos. Sin embargo, a medida que la temperatura aumenta algunos electrones adquieren suficiente energía para ocupar estados por encima de E_F , por lo que el nivel de Fermi juega un papel crucial para determinar la distribución y concentración de portadores en el semiconductor [3].

En un semiconductor intrínseco, el nivel de Fermi se encuentra cerca del centro de la zona de *gap* entre la banda de valencia y la banda de conducción como se puede ver en la figura 3, esto significa que la probabilidad de encontrar un electrón en ambas bandas es simétrica. Por lo que la posición del nivel de Fermi está dada por el nivel de Fermi intrínseco, el cual se ubica aproximadamente en el nivel de energía entre el nivel de conducción y el de valencia, que se aproxima como:

$$E_i \approx \frac{E_C + E_v}{2} + \frac{kT}{2} \ln \frac{N_v}{N_c} \quad e. c. (6)$$

Donde E_C es la energía del borde inferior de la banda de conducción mientras que E_v es el borde superior de la banda de valencia, por otro lado N_v y N_C son las densidades efectivas de estados en la banda de valencia y de conducción descritas por la ecuación (1) y la ecuación (2) respectivamente. El nivel de Fermi intrínseco no se encuentra exactamente en el medio entre la banda de conducción y la de valencia debido a una corrección debida a las diferencias entre las masas efectivas de valencia (m_h^*) y de conducción (m_e^*), las cuales incluso en semiconductores equilibrados tienen diferentes valores, principalmente debidos a factores como la anisotropía y complejidad de las bandas de valencia en comparación con la de conducción o diferencias entre la estructura de las bandas de energía de conducción y de valencia [3].

Por otro lado, para semiconductores dopados tipo-n, el nivel de Fermi se desplaza hacia la banda de conducción, esto ya que hay más electrones disponibles para ocupar la banda de conducción, por lo que el nivel de Fermi ya no se encuentra sobre el nivel de Fermi intrínseco, sino que se encuentra encima de este, por lo que ahora la fórmula del nivel de Fermi se define como:

$$E_F = E_C - kT \ln \frac{N_C}{N_D} \quad e. c. (7)$$

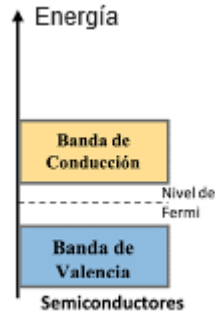


Figura 3. Nivel de Fermi

En contraposición para semiconductores dopados tipo-p, el nivel de Fermi se desplaza hacia la banda de valencia, debido a que hay más huecos disponibles en la banda de valencia, por lo tanto, al igual que para un semiconductor tipo-n el nivel de Fermi no está sobre el nivel de Fermi intrínseco, sino que en este caso se encuentra debajo de este, por lo tanto, ahora la fórmula del nivel de Fermi es:

$$E_F = E_V + kT \ln \frac{N_V}{N_A} \quad e. c. (8)$$

La concentración de electrones en la banda de conducción en equilibrio térmico se define como:

$$n = N_C \exp \left(\frac{E_F - E_C}{kT} \right) \quad e. c. (9)$$

Por otro lado, la concentración de huecos en la banda de valencia está descrita por:

$$p = N_V \exp \left(\frac{E_V - E_F}{kT} \right) \quad e. c. (10)$$

En ambas ecuaciones, E_F es el nivel de Fermi, que puede ser definido por las ecuaciones (6), (7) y (8) dependiendo del material semiconductor, E_C es la energía en la banda de conducción, E_V es la energía de valencia, N_C es la densidad efectiva de estados en la banda de conducción, N_V es la densidad efectiva de estados en la banda de valencia, k es la constante de Boltzmann y T es la temperatura en el semiconductor [3].

Teniendo en cuenta estas relaciones planteadas para la zona de *gap* de los semiconductores, se pueden hacer estudios sobre cómo esta varía con la temperatura para distintos materiales de semiconductores, en la figura 4 se muestra la relación del *gap* para un diodo de lado-p de alta pureza con concentración de aceptores $N_A = 5 \times 10^{12} \text{ cm}^{-3}$ y concentración de donantes $N_D = 1 \times 10^{12} \text{ cm}^{-3}$. Como se puede observar, a medida que disminuye la temperatura la zona de *gap* va aumentando, lo que significa que los electrones en la zona de valencia se les va dificultar más pasar a la banda de conducción.

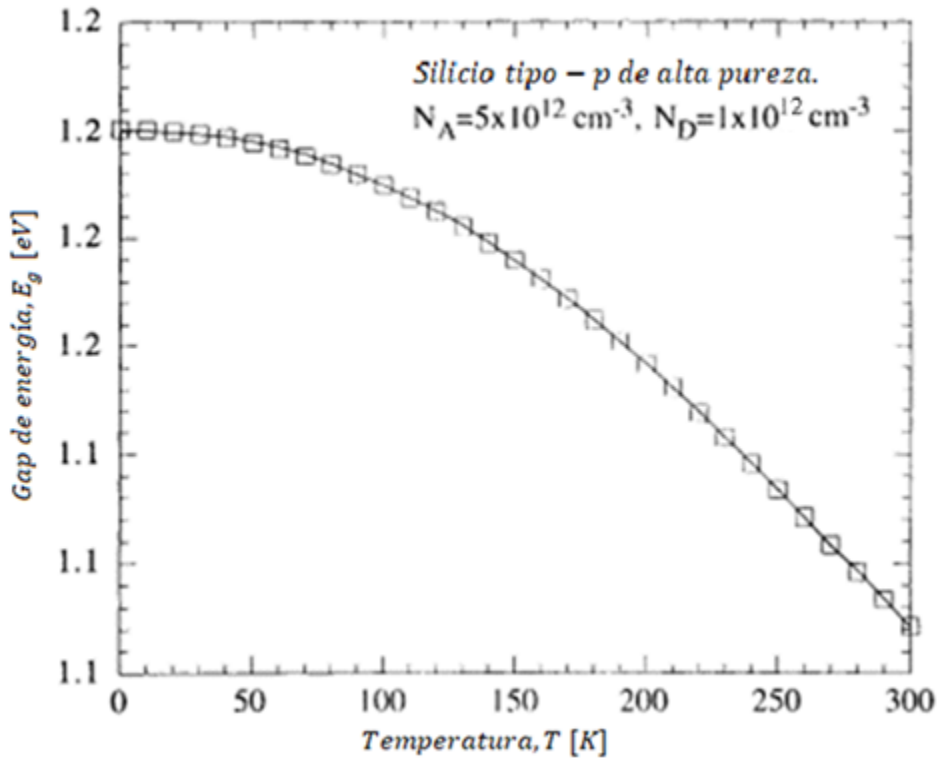


Figura 4. Comportamiento de la energía de *gap* contra temperatura de un diodo con dopaje tipo p de alta pureza [4]

De diversos estudios [4] se pudo determinar que la variación en la temperatura del semiconductor no es un factor independiente para cambiar el nivel de *gap*, sino que está en relación con el nivel de dopaje del semiconductor, siendo a mayor dopaje menos variación de este nivel de *gap*. Sin embargo, si el dopaje es lo suficientemente alto se consigue un semiconductor degenerado, en el que el nivel de Fermi no está entre la banda de valencia y la de conducción, sino que está encima de una de ellas, en este caso, algo interesante es que la resistencia de este tipo de semiconductor incrementará bastante a muy bajas temperaturas, como se puede ver en la figura 5 se tiene una oblea de silicio la cual es probada con distintos niveles de dopaje altos para que sea un semiconductor degenerado y luego se procede a variar la temperatura; se puede observar que en el cristal semiconductor para los casos a muy bajas

temperaturas pero altamente dopada, la resistencia presenta un comportamiento lineal en relación a la temperatura, sin embargo a medida que se baja el nivel de dopaje la mayoría de las cargas en el cristal semiconductor se “congelarán” y como consecuencia se obtendrá que a bajas temperaturas la resistencia se elevará súbitamente cuando se alcanzan valores de temperatura inferiores a 50K.

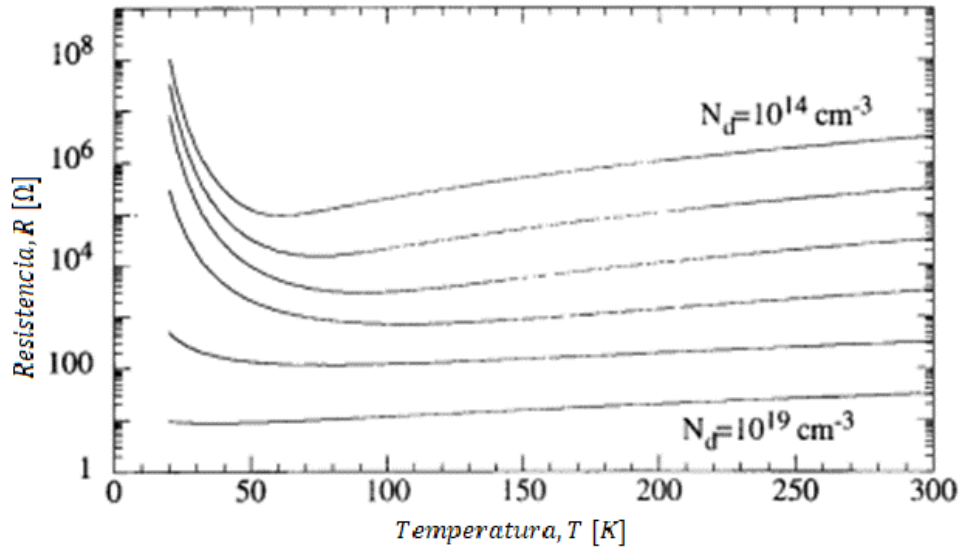


Figura 5. Gráfica del comportamiento de resistencia contra temperatura de una oblea de silicio degenerada para distintos niveles de dopaje [4]

Estos son algunos de los fenómenos observables para los cambios de temperatura a nivel resistivo para un material semiconductor, sin embargo, la movilidad de los portadores también es fuertemente influenciada por la dispersión de las cargas a través del material [4], esto sucede cuando una carga se está moviendo a través de un semiconductor. Las cargas sufren distintos fenómenos de dispersión debidos al arreglo cristalino del semiconductor, entre ellos pueden ser los debidos a los fonones, que son vibraciones del cristal debido a la excitación térmica, que se pueden expresar como cuasipartículas que fluyen a través de este, estas vibraciones actúan como si fuera una fricción para los portadores y por tanto disminuyen la movilidad de las cargas, dicho movimiento se puede expresar como:

$$\hbar k^{\rightarrow} = F_0^{\rightarrow} - m^* \frac{v^{\rightarrow}}{\tau} \quad e.c. (11)$$

Donde \$\hbar\$ representa la constante de Planck, \$k^{\rightarrow}\$ es el vector de onda que resulta al resolver la ecuación de Schrodinger para la partícula, \$F_0^{\rightarrow}\$ es una fuerza externa (eléctrica) que atrae el portador de carga en dirección de la propagación, \$m^*\$ es la masa efectiva, la cual depende de las bandas de energía del semiconductor, \$v^{\rightarrow}\$ es la velocidad que tiene el electrón en el momento dado y \$\tau\$ es el tiempo de relajación, que es el tiempo que tarda el electrón desde que pasa a una banda de valencia y vuelve a la banda de conducción. De la ecuación (11), se observa cómo la

movilidad del portador se verá afectada por los fonones y la temperatura, ya que el tiempo de relajación y la masa efectiva se ven afectadas por los cambios térmicos en el cristal semiconductor; de esta relación se hicieron diversas pruebas [4] y se ha visto cómo cambia la movilidad de las cargas, tanto para los huecos como para los electrones, frente a la temperatura, como se ve en la figura 6, se observa cómo aumentan conforme la temperatura disminuye.

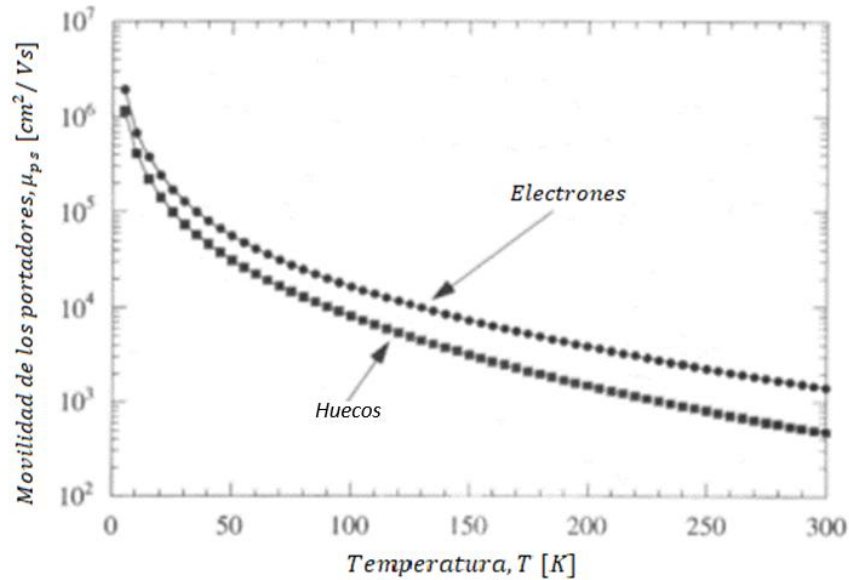


Figura 6. movilidad de los portadores frente a la temperatura por efecto de los fonones [4]

Como ya se mencionó anteriormente, el nivel de dopaje afecta directamente la resistencia para el caso de semiconductores degenerados en relación con el nivel de *gap*, sin embargo, el nivel de dopaje también causa dispersión para las cargas libres en relación con la temperatura [4], en la figura 7 se puede observar cómo varía la movilidad de las cargas frente a la temperatura teniendo en cuenta el nivel de dopaje y la dispersión por fonones, como se puede observar, independiente de la temperatura, a un mayor dopaje la movilidad de las cargas libres va disminuyendo.

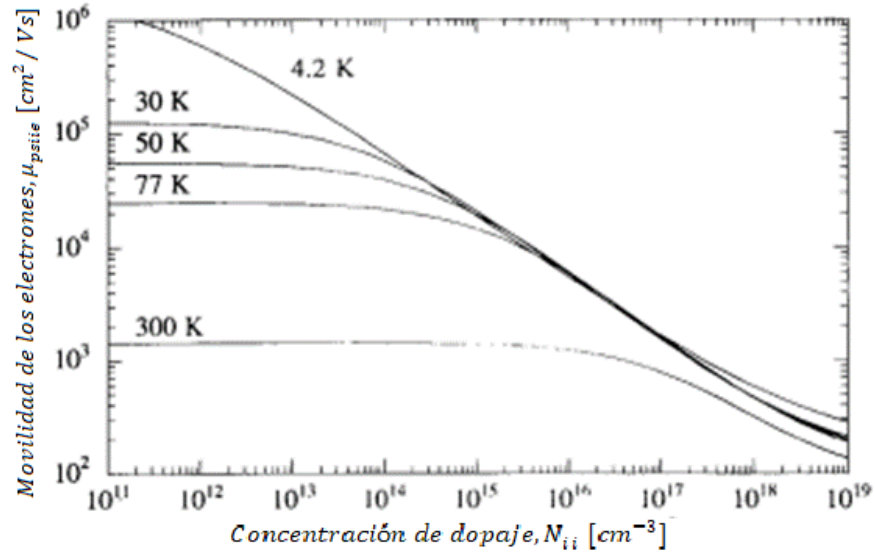


Figura 7. movilidad de los portadores frente a la temperatura por efecto de los fonones y la ionización de impurezas por el dopaje [4]

Además, también la velocidad de saturación de las cargas se ve afectada por la dispersión que ocurre en la movilidad de los electrones debida a el efecto del campo eléctrico [4], como se puede observar en la figura 8, las temperaturas con mejor relación de campo eléctrico y movilidad de los electrones son para aquellas entre 30 y 77 K, a medida que la temperatura va disminuyendo, es necesario un campo eléctrico mayor para que la movilidad no se sature, esto es debido al "congelamiento" de las cargas a bajas temperaturas, luego la movilidad de los electrones se satura en valores cercanos a los $1500 cm^2/Vs$ para valores de temperatura criogénicos, sin embargo a medida que se aumenta la temperatura como se puede observar en el caso de los 300 K la saturación de dicha movilidad disminuye; en relación con el campo eléctrico, la movilidad de las cargas disminuye proporcionalmente a la intensidad del campo eléctrico y su punto de saturación al disminuir dicha intensidad se ve aumentado al bajar la temperatura.

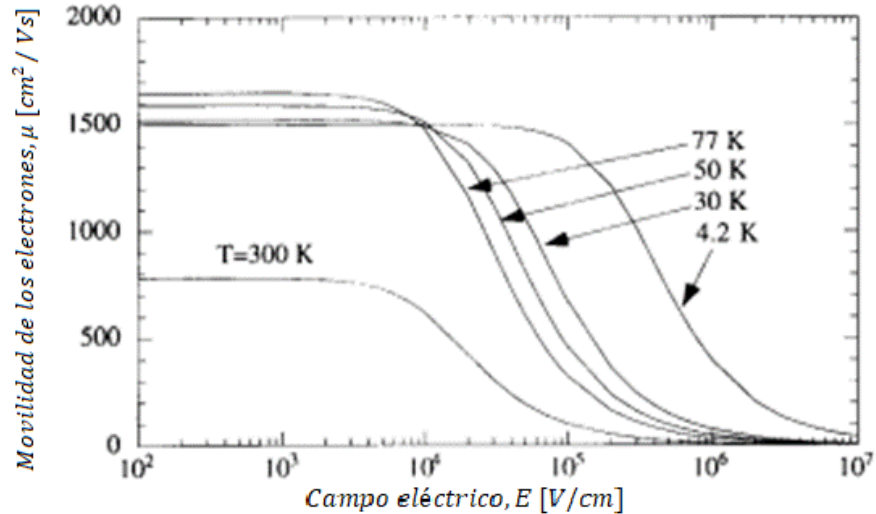


Figura 8. movilidad de los portadores frente al campo eléctrico por efecto de los fonones, la ionización de impurezas por el dopaje y la velocidad de saturación alcanzada por las cargas a distintas temperaturas [4]

Otra dispersión importante a tener en cuenta es la debida a impurezas neutrales en el semiconductor, es decir, átomos con carga eléctrica neta de cero, pero que afectan la forma de la red cristalina con su presencia, esta dispersión se da principalmente para semiconductores no degenerados que se encuentran a temperaturas por debajo de los 125 K, sin embargo para temperaturas por debajo de los 50 K, la densidad de estas impurezas se incrementa exponencialmente alcanzando valores cercanos al nivel de dopaje del material, lo cual reduce drásticamente la movilidad de las cargas [4]. Además, se tienen importantes dispersiones debidas a la superficie del semiconductor, esto debido a que no hay arreglos covalentes de átomos como en la zona interior por lo que la red cristalina sobre esta puede presentar deformidades, defectos, átomos de impurezas no deseadas y fronteras abiertas [4]. Teniendo en cuenta todos estos fenómenos y aplicando sobre el semiconductor una pequeña diferencia de potencial, se obtienen las gráficas de movilidad de electrones frente a temperaturas para distintos niveles de dopaje presentada en la figura 9, como se puede ver entre menos dopaje tiene el material, más alta la movilidad de las cargas en las distintas temperaturas.

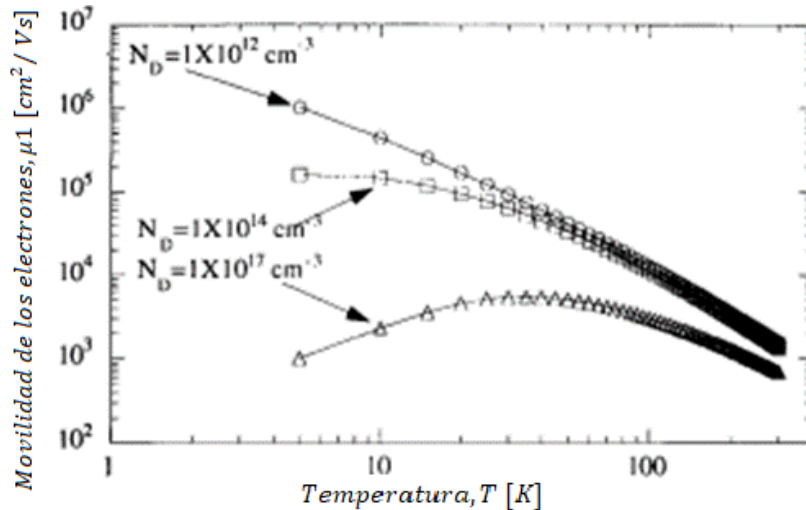


Figura 9. movilidad de los portadores frente a la temperatura teniendo en cuenta todas las probabilidades de dispersión para distintos dopajes [4]

Otro concepto importante a tener en cuenta dentro de los dispositivos semiconductores es la ionización de las cargas. Se ha encontrado una relación entre la fracción de cargas que se pueden ionizar dependiendo de la temperatura [4], como se puede observar en la figura 10, la fracción de cargas que están disponibles para ser ionizadas en un semiconductor de silicio va disminuyendo a medida que la temperatura disminuye, se pueden apreciar tres zonas en este comportamiento, la tercera para muy bajas temperaturas en la que las cargas disponibles para ser ionizadas son muy pocas, esto debido a que se encuentran "congeladas" en la zona de valencia y la energía necesaria para para subir el *gap* hacia la zona de conducción es elevada, la segunda zona que tiene un comportamiento casi lineal en el que a medida que se disminuye la temperatura se van perdiendo la cantidad de cargas que se pueden ionizar, y finalmente la tercera zona, donde prácticamente todas las cargas disponibles en la zona de valencia se pueden ionizar ya sea por medios térmicos, radiactivos o por campo eléctrico.

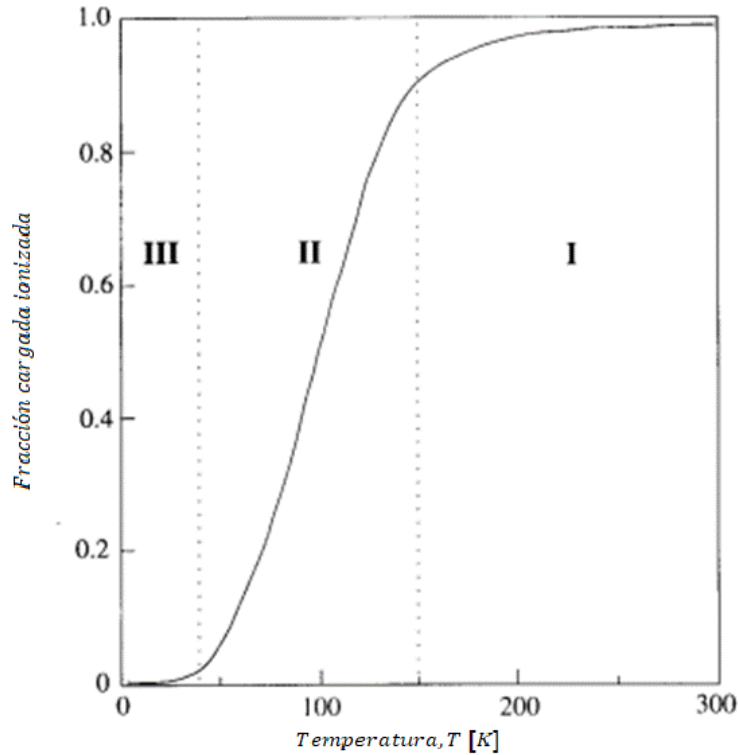


Figura 10. Fracción de cargas que pueden ser ionizadas contra la temperatura [4]

Un concepto importante a tener en cuenta en la ionización de las cargas es el tiempo de *Dwell*, que es el tiempo promedio que una carga libre puede durar dentro de un hueco hasta que vuelva a ser liberada por el método de ionización, es este tiempo una medida de que las cargas disponibles para ser ionizadas disminuye con la temperatura, ya que una vez que los electrones son atrapados es menos probable que escapen a bajas temperaturas, como se puede observar en la figura 11 a medida que la temperatura disminuye el tiempo de *Dwell* aumenta exponencialmente, siendo del orden de 10^{25} s para temperaturas debajo de los 10 K [4].

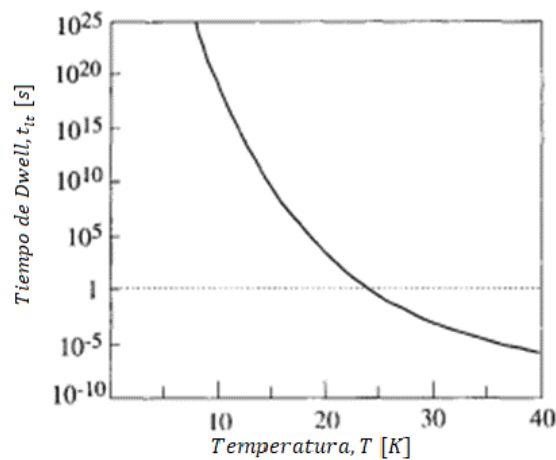


Figura 11. Tiempo de Dwell frente a la temperatura [4]

Existen dos métodos para ionizar los portadores por medio del campo eléctrico [4]:

- Ionización de Poole-Frenkel:** Esta ionización es debida a la acción de un ligero campo eléctrico el cuál reducirá la zona de *gap* entre la zona de valencia y la de conducción, de tal manera que, con cierta cantidad de energía térmica va ser suficiente para que el electrón pueda subir a la zona de conducción, por lo que exactamente hablando esta ionización es debida tanto a la acción del campo eléctrico como a la energía térmica, como se puede observar en la figura 12, para un semiconductor de silicio dopado con Boro, a medida que aumenta el campo eléctrico, el tiempo de *Dwell* va disminuyendo luego en relación con la temperatura, como ya se discutió, al bajar la temperatura se hace menos probable que un electrón escape, por lo que el tiempo de *Dwell* que es la medida de esto aumenta, sin embargo al aplicar un campo eléctrico se hace más probable que escapen electrones, ya que aunque la energía térmica baja con la temperatura, lo hace también la zona de *gap* por el campo eléctrico aplicado; además, en la figura 13 se puede observar cómo el tiempo de *Dwell* es afectado por la subida del campo eléctrico para ciertas temperaturas, de donde se puede observar, como para campos eléctricos muy intensos el tiempo de *Dwell* es casi que el mismo a cualquier temperatura .

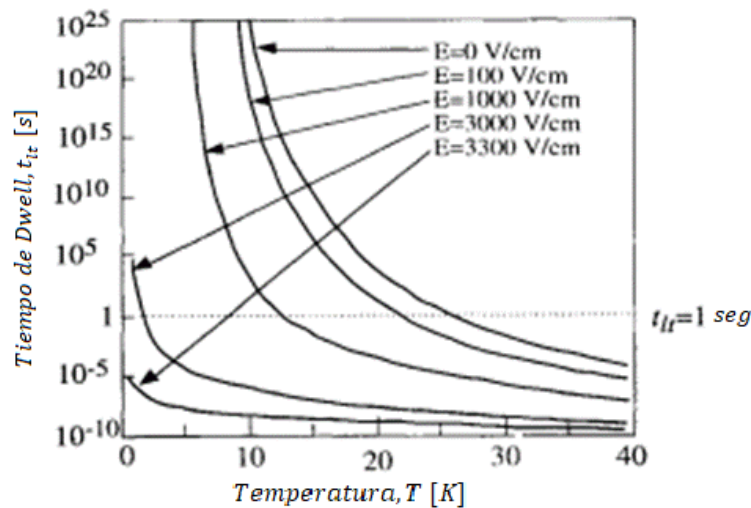


Figura 12. Tiempo de *Dwell* frente a la temperatura con ionización de Poole-Frenkel para los huecos en un semiconductor de silicio dopado con Boro [4]

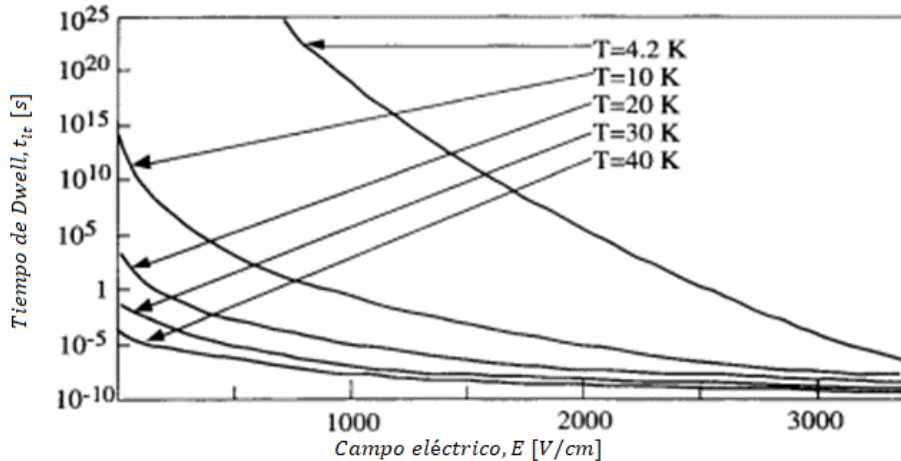


Figura 13. Tiempo de Dwell frente al campo eléctrico con ionización de Poole-Frenkel para los huecos en un semiconductor de silicio dopado con Boro [4]

- Ionización por tuneamiento:** Esta ionización ocurre enteramente por el efecto del campo eléctrico, en este caso se espera que el electrón escape de la zona de valencia por el efecto túnel, como se sabe al resolver la ecuación de Schrodinger para una partícula que va en dirección de una barrera de cierto potencial, existe cierta probabilidad de que esta partícula cruce esta barrera sin tener la energía suficiente para hacerlo. La idea de esta ionización es bajar la zona de *gap* bastante por medio de un campo eléctrico para que haya más probabilidad de que los electrones suban a la zona de conducción por el efecto túnel, esto ocurrirá independientemente de la temperatura que tenga el semiconductor ya que el efecto túnel no depende de la energía térmica que tenga el electrón, por lo tanto no hay necesidad de que los electrones tengan la energía suficiente para subir, como se puede observar en la figura 14 a medida que el campo eléctrico sube el tiempo de *Dwell* disminuye, ya que al ser aplicado el campo eléctrico se baja zona de *gap*, lo que hace más probable el efecto túnel, por lo que a medida que aumenta la intensidad del campo eléctrico se hace más probable el salto.

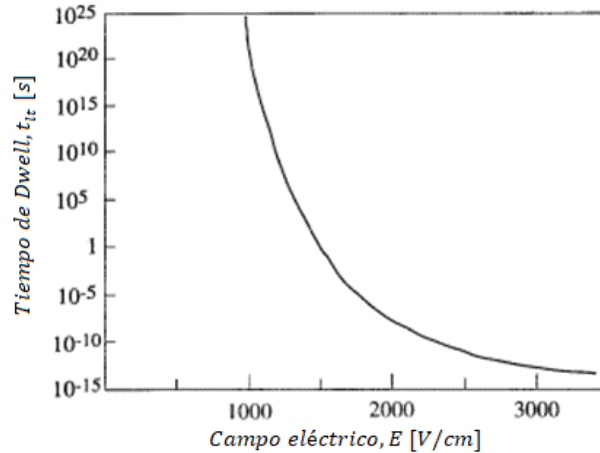


Figura 14. Tiempo de Dwell frente al campo eléctrico con ionización por tunelamiento [4]

Dispositivos semiconductores a bajas temperaturas

De las anteriores definiciones para los materiales, se pueden explicar ciertos comportamientos a bajas temperaturas para distintos dispositivos semiconductores

Diodo

Un diodo es un dispositivo semiconductor que tiene un dopaje tipo-p por un lado y un dopaje -n para el otro, tal y como se ve en la figura 15, al ser ambos materiales dopados, en un lado predominan las cargas positivas (tipo-p) mientras que en el otro las negativas (tipo-n), de este arreglo la frontera entre las dos regiones se conoce como unión pn, en esta frontera un electrón libre del lado n puede saltar al lado p debido a la repulsión mutua que existe entre los electrones libres, la cual provoca que algunos electrones vayan a la región p, su tiempo de vida como carga libre es bastante corto al tener tantos huecos a su alrededor y por tanto llega a ocupar un hueco en la zona p, dicho proceso hace que en la frontera de los dos tipos de materiales se generen iones, por lo que los átomos en la zona p adquieren carga neta negativa mientras que del lado n los átomos obtienen carga neta positiva, debido a estos iones generados se puede entender que entre las dos regiones en la frontera se están generando dipolos eléctricos; debido a la generación de estos iones se crea un campo eléctrico, el cual aumenta hasta detener la migración de cargas del lado n al lado p, a la zona generada por estos arreglos de dipolos se le conoce como zona de deplexión, dicha zona genera una barrera de potencial, también llamada tensión umbral, entre los dos tipos de materiales, en el caso del silicio es de 0.7 V mientras que el germanio es 0.3 V a temperatura ambiente (25°C) [1].

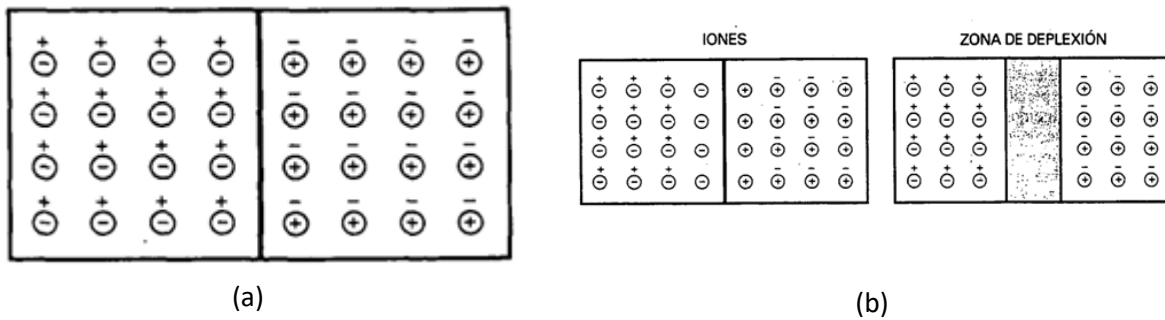


Figura 15. a) diagrama de un diodo y su unión pn. b) diagrama de los iones generados por el salto de cargas libres de la región n a la región p y la zona de depleción una vez estabilizado [1]

En el diodo existen dos formas de funcionar dentro de un circuito, de forma directa o de forma inversa, como se puede ver en la figura 16, en polarización directa (figura 16.a) se empujan los huecos y las cargas hacia la unión, las cargas en la región n no podrán saltar hasta la región p si no superan la tensión umbral, una vez que la batería supere ese voltaje habrá corriente a través del diodo, por otro lado en la forma inversa (figura 16.b) los huecos y los portadores de carga son atraídos por la batería, de tal manera que la zona de depleción se ensancha y por lo tanto no existe corriente a través del diodo lo suficientemente notable en comparación a la tensión aplicada [1].

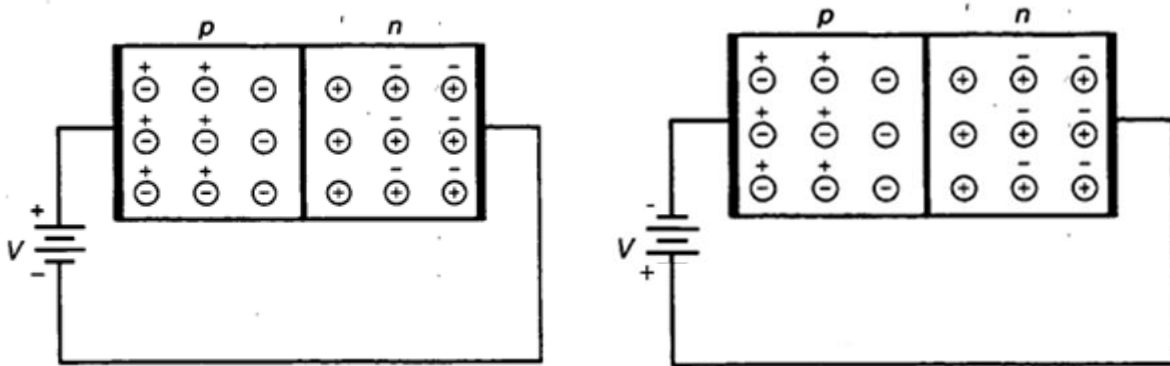


Figura 16. a) diodo en polarización directa. b) diodo en polarización inversa. [1]

A pesar de que en teoría en polarización inversa no debería de existir corriente a través del diodo, existen dos tipos de corriente que ocurren a través de este, la primera es debida a la energía térmica que crea continuamente pares de electrones libres y huecos, la mayoría de estos se recombinan con los portadores mayoritarios en ambos lados de la región, sin embargo hay algunos que se crean dentro de la zona de depleción, estas cargas pueden vivir lo suficiente para cruzar la unión, cuando sucede esto, circula una pequeña corriente a través del circuito. Por otro lado, existe una corriente superficial debida a fugas, la cual es debida por impurezas en la superficie del cristal e imperfecciones en su estructura interna; si la tensión de polarización inversa es lo suficientemente alta provoca que estos portadores minoritarios de carga se muevan

más rápido, al chocar con los átomos del arreglo cristalino y con la suficiente energía provocarán que los electrones de valencia de dichos átomos alcancen la banda de conducción, al tener estas cargas desprendidas la energía del anterior choque pueden liberar más electrones de forma subsecuente, por lo tanto aumentarán progresivamente las cargas libres y el diodo empezará a conducir grandes corrientes súbitamente, a dicho fenómeno se le conoce como efecto avalancha y ocurre en la mayoría de los diodos por el rango de los 50 V , a esta región donde ocurre este fenómeno se le conoce como zona Zener; a pesar de que esta corriente súbita en la mayoría de los diodos es destructiva, existen diodos especialmente diseñados para funcionar en la zona Zener [1].

Los diodos a medida que la temperatura baja aumenta su zona de deplexión si se encuentran en polarización directa, esto ocurre debido a que las cargas dentro de los dos materiales dopados generan menos electrones y huecos, por lo cual se generan menos pares electrón-hueco, debido a esto, la zona de deplexión se debe de expandir para equilibrar la carga neta del diodo, lo que provoca un aumento del potencial de esta [1]. Por lo tanto, el comportamiento voltampérico en polarización directa es distinto dependiendo de la temperatura, como se puede ver en la figura 17 para un diodo de silicio y otro de germanio, a medida que la temperatura desciende la zona de operación en la que el diodo empieza a dejar pasar corriente, aumenta.

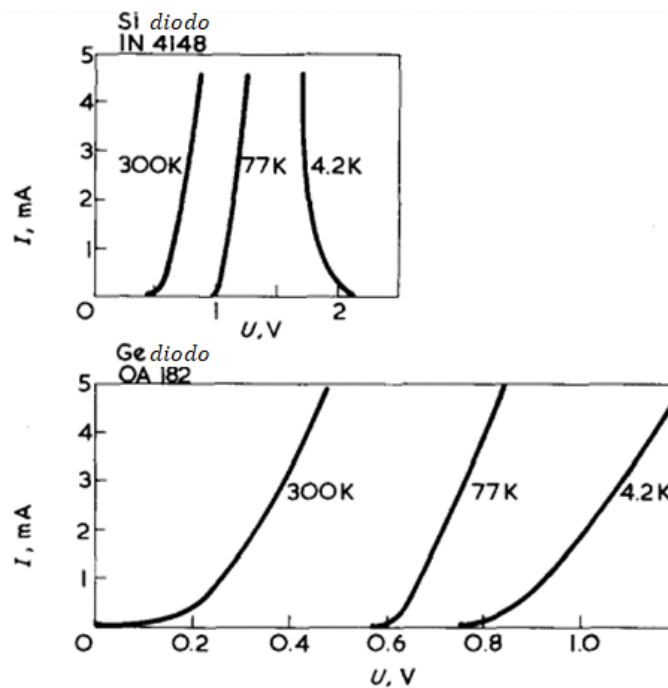


Figura 17. Curva voltampérica para un diodo de Silicio y otro de Germanio [5]

Para el caso de los diodos Zener, como se puede observar en la figura 18, a medida que la temperatura disminuye, al igual que en el caso de los diodos comunes, la tensión umbral para que el diodo empiece a conducir también aumenta [5].

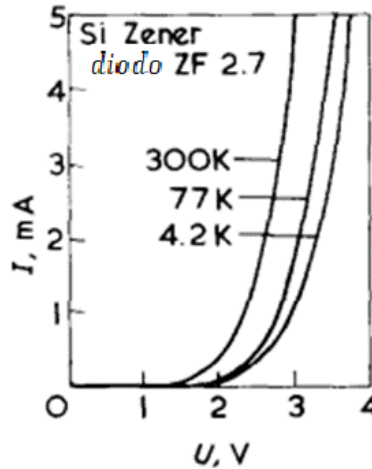


Figura 18. Curva voltiamperica para un diodo Zener de Silicio [5]

De los diversos estudios realizados en los diodos, el modelo que mejor describe su comportamiento bajo el cambio de la temperatura es la ecuación de Shockley [3]:

$$I_D = I_S(T) \left(e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1 \right) \quad e. c. (12)$$

En donde I_D es la corriente a través del diodo, $I_S(T)$ es la corriente de saturación de fuga inversa, la cual es la que se da por la generación de portadores de carga en la frontera entre las dos regiones del diodo, dicha corriente es directamente proporcional a la temperatura de manera exponencial, teniéndose como regla general que por cada aumento de $10^\circ C$ se duplica dicha corriente [3], V_D es el voltaje aplicado sobre el diodo, n es el coeficiente de emisión del diodo, el cual indica que tan ideal es el diodo, siendo en el caso del diodo ideal $n = 1$, mientras que para el caso de un diodo hecho de silicio $n = 2$ [3], V_T es la tensión térmica de juntura del diodo, la cual se define como:

$$V_T = \frac{k_B * T}{q} \quad e. c. (13)$$

Donde se tiene que k_B es la constante de Boltzmann cuyo valor en el S.I. (Sistema internacional de medidas) es $1.380649 * 10^{-23} J/K$, q es la carga neta de un electrón, cuyo valor en el S.I es $1.6 * 10^{-19} C$; por otro lado, T es la temperatura en el diodo para el instante especificado. Cabe resaltar que tanto T dentro de V_T , como la dependencia de la temperatura para $I_S(T)$ tiene el mismo valor dentro de la ecuación; por otra parte, dentro de la ecuación (13) se puede observar que ambos términos dependientes de la temperatura tienen efectos opuestos para la corriente

I_D , mientras que en $I_S(T)$ el aumento en la temperatura aumentará la corriente, para T dentro de V_T el aumento de la temperatura disminuirá el valor de la exponencial dentro de la ecuación, por lo que se puede decir que ambos términos están en contraposición en sus efectos.

Transistores bipolares

Un transistor es un material con tres zonas de dopaje, tal y como se ve en la figura 19.a, la zona inferior se denomina emisor, la superior se llama colector y a la de en medio se le dice base. A un transistor de este tipo se le denomina BJT (*base junction transistor*) de forma npn, porque son dos materiales tipo-n con un material tipo-p entre el medio, también pueden existir transistores BJT pnp, que son el caso donde dos materiales tipo-p tienen entre el medio un material tipo-n. Los niveles de dopaje de cada zona varían, siendo el emisor fuertemente dopado, mientras que la base es ligeramente dopada y el colector se encuentra en un punto medio de ambos; por otro lado, la zona del colector es la más grande físicamente de las tres.

Al igual que en el caso del diodo, y como se puede ver en la figura 19.b, en las fronteras de las zonas ocurre un fenómeno de difusión, donde se crean iones y por tanto arreglos de dipolos que crean una zona de deplexión, al igual que con los diodos, dicha zona de potencial será de $0.7 V$ para el caso de los transistores de silicio a temperatura ambiente.

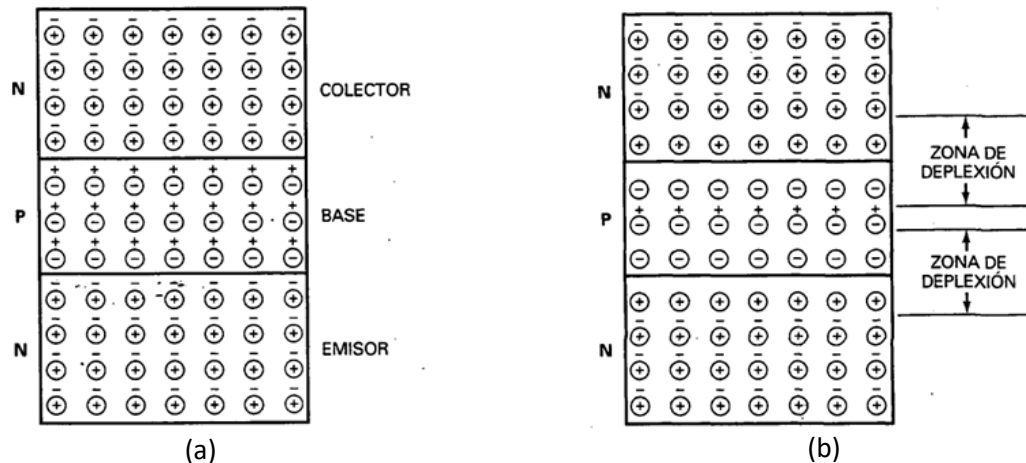


Figura 19. a) diagrama de un transistor BJT npn antes de la difusión. b) diagrama de un transistor BJT npn después de la difusión. [1]

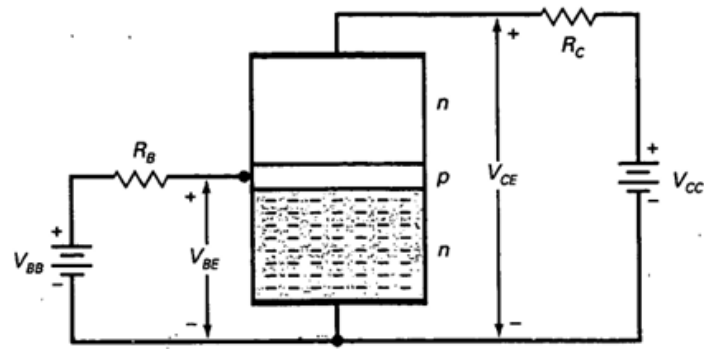
En la figura 20.a se muestra un transistor BJT npn polarizado en forma de amplificador, que es su aplicación más común, los signos menos dentro de las regiones representan las cargas. Como ya se había dicho antes, la región del emisor está fuertemente dopada, esto porque la idea es que este emita electrones hacia la base, la base tiene como propósito permitir o cortar el paso de cargas hacia el colector, que como su nombre indica, colecta la mayor cantidad de electrones

emitidos por el emisor. Se puede intuir de la polarización de las fuentes, V_{BB} polariza en directa las regiones del emisor y la base, mientras que V_{CC} está polarizando en inversa al colector [1].

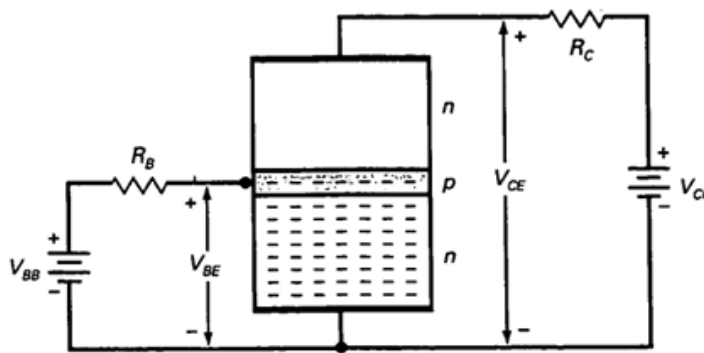
En el instante en que se aplica la polarización del transistor, todavía no han entrado electrones en la región de la base, solo si V_{BB} supera la barrera de potencial de las regiones base-emisor circulará una corriente a través de las dos regiones, ubicando electrones en la base como se puede observar en la figura 20.b. Esta corriente puede tomar dos direcciones desde la base, puede entrar a través de R_B cerrando un circuito del lado izquierdo incluyendo a la fuente V_{BB} , lo que se conoce como corriente de base, sin embargo, la mayoría entrarán en la región del colector por dos razones, tal y como se ve en la figura 20.c, la primera de ellas es debido al débil dopaje que tiene la región de la base, por lo que los electrones libres que entran a través de esta tienen un tiempo suficiente de libertad antes de caer en un hueco para poder entrar en el colector, la otra es debido a que la región de la base es bastante estrecha, por lo que tienen poco espacio que cubrir antes de entrar en el colector, por lo tanto, una vez en el colector estos electrones son atraídos por la fuente V_{CC} y por consiguiente se cierra el circuito a través de esta, lo que se conoce como corriente de colector; esta corriente es tan grande en comparación con la corriente de base que se puede decir que la corriente que hay en el emisor, llamada corriente de emisor, es prácticamente igual a la corriente de colector. A pesar de lo anteriormente dicho, cabe resaltar que unos pocos electrones sí se combinarán con huecos en la base y por tanto habrá corriente a través de V_{BB} , como se había dicho antes; además, se puede notar una dependencia de la cantidad de electrones que lograrán pasar hacia el colector por la fuente V_{BB} , por lo que a mayor tensión que ejerza esta en la base más electrones lograrán pasar hacia el lado del colector, ya que aunque se está subiendo la corriente de base también los electrones están ganando velocidad al entrar en la base por el efecto de la tensión, por lo que entran mucho más fácil dentro del colector por las dos características anteriormente mencionadas [1].

Si el transistor se configura en modo amplificador se puede establecer el factor de qué tanta ganancia tiene usando la relación entre la corriente de colector I_C y la corriente de base I_B , dicha relación se define como la beta dc [1]:

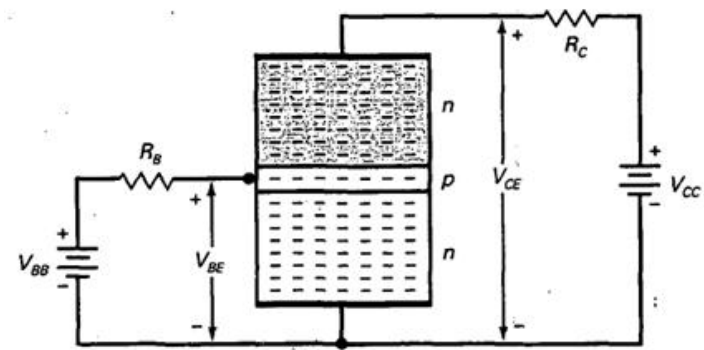
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \qquad e.c. (14)$$



(a)



(b)



(c)

Figura 20. a) Circuito polarizado de un transistor BJT npn antes de que las cargas pasen a la base. b) Circuito polarizado de un transistor BJT npn después de que las cargas pasen a la base. c) Circuito polarizado de un transistor BJT npn después de que las cargas pasen al colector [1]

Las pruebas realizadas a bajas temperaturas en distintos transistores bipolares arrojan que por los lados de los 4.2 K (Helio líquido) el transistor deja de funcionar, y que la ganancia para este tipo de transistores todavía a bajas temperaturas que no impliquen su destrucción es muy pobre para posibles aplicaciones [5].

JFET

Un transistor JFET (*Junction Field-Effect Transistor*), como se puede ver en la figura 21, se compone de un material dopado de un tipo, al cual se le insertan dos regiones con el dopaje contrario, al igual que en el caso de los BJT se tienen tres terminales, la fuente (*source*) siendo por donde se insertan las cargas y el drenador (*drain*) el que recibe las cargas, las dos siendo del material de mayor proporción, siendo en el caso de la figura del tipo-n, mientras que las dos regiones del otro tipo de dopaje que son insertadas, que son conectadas a un mismo puerto internamente, se consideran como puerta (*gate*) [1].

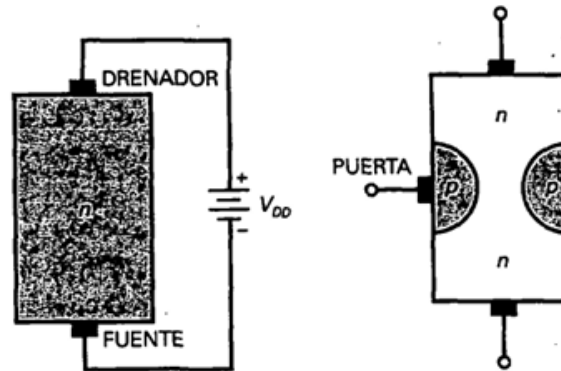


Figura 21. a) Circuito de un material tipo-n antes de que se le sea agregado la región p. b) diagrama de un transistor JFET sin polarizar. [1]

La forma de polarizar un JFET en forma de amplificador se muestra en la figura 22, mientras que la tensión en el drenador es positiva, en la puerta es negativa; en conjunto, llamadas voltaje de *drain-source* (V_{DS}) y voltaje *gate-source* (V_{GS}). Al igual que en el caso de los BJT y los diodos, al insertarse el dopado de tipo-p en el material se crean pares de dipolos en las fronteras entre las dos regiones por la difusión de cargas libres desde la región n a ambas regiones de tipo-p, como se puede ver en la imagen, una vez estabilizado el sistema se obtienen las zonas de depleción alrededor de las regiones de dopado tipo-p; de manera análoga, ocurriría una situación similar si se invierten los tipos de dopados de las regiones. La puerta de un JFET siempre se debe de polarizar en inversa, por lo tanto, la corriente desde la puerta, llamada corriente de *gate* (I_G), es casi nula, o lo que es lo mismo, la resistencia de entrada del JFET es bastante grande (del orden de los mega ohmios) [1].

El funcionamiento de este arreglo consiste en que la puerta, como su nombre indica, regula el paso de los electrones desde la fuente hasta el drenador, a medida que el voltaje de puerta sea más negativo, más se ensancha la zona de depleción de ambas fronteras, lo que provoca que el "canal" en el medio sea más angosto, por lo que se limita el paso de electrones; por dicho motivo, la puerta regula la corriente a través del arreglo de la fuente y el drenador, llamada corriente de *drain* (I_D), además, si la tensión V_{GS} es lo suficientemente negativa creará un canal lo suficientemente estrecho para estrangular a corriente del drenador, a dicho voltaje donde ocurre esto se le conoce como tensión puerta-fuente de corte $V_{GS(off)}$. Además, existe una corriente

del drenador de saturación (I_{DSS}) por efecto del aumento de la tensión entre el drenador y la fuente, dicha corriente ocurre debido a que al aumentar V_{DS} las capas de deplexión se van expandiendo, con la fuente $V_{GS} = 0$, dicha expansión llega a un límite cuando ambas capas se llegan a tocar y por tanto a pesar de que se aumenta la diferencia de potencial entre el drenador y la fuente, no habrá un aumento de la corriente entre estos, a dicha tensión donde ocurre esto se le conoce como tensión de estrangulamiento (V_p). Cabe resaltar que:

$$V_{GS(off)} = -V_p \quad e. c. (15)$$

Esto es debido a que es en este valor que las zonas de deplexión se tocan, y un valor es el negativo del otro debido a la naturaleza de la forma de la polarización en la puerta y en el drenador que son contrarias [1].

La ganancia para los JFET se calcula teniendo en cuenta qué tanto varía la corriente de *drain* con respecto a un cambio en el voltaje de *gate*, la cual se suele llamar como transconductancia g_m , de manera que:

$$g_m = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{GS}} \quad e. c. (16)$$

Donde el delta de la corriente de *drain* es la diferencia entre dos corrientes de salida, mientras que el delta del voltaje *gate-source* es la variación de los voltajes respectivos [1].

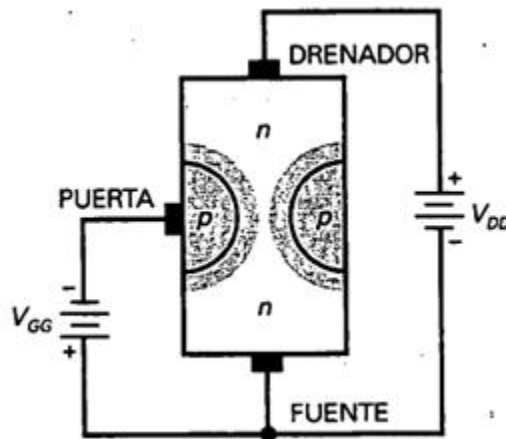


Figura 22. Circuito de un JFET polarizado. [1]

En el caso de los transistores JFET de silicio se nota que, a la temperatura del helio líquido, el transistor no funciona correctamente, porque las cargas se “congelan” y no poseen capacidad suficiente para pasar el canal [5], pero por los lados de la temperatura del nitrógeno líquidos se aprecia una ganancia de la corriente del drenador, como se ve en la figura 23.

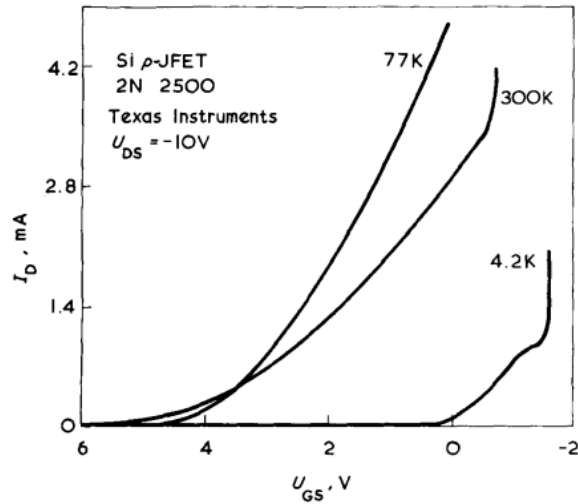


Figura 23. Curva voltampérica para un JFET de silicio [5]

Para JFET hechos de arsenuro de galio (GaAs), se observa un mejor comportamiento y opera por los 4.2k, como se ve en la figura 24 se obtienen más corriente del drenador manteniendo el mismo voltaje en la puerta, pero disminuyendo la temperatura.

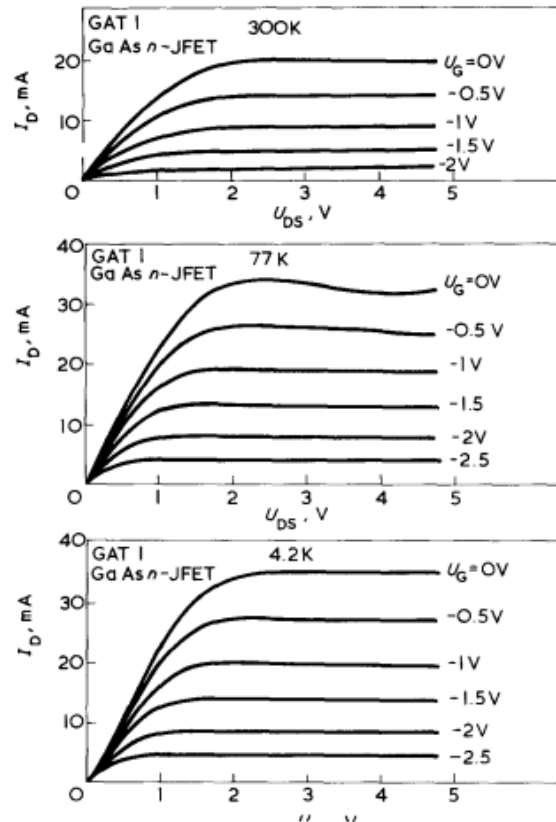


Figura 24. Curva voltiamperica para un JFET de arsenuro de galio (GaAs) [5]

MOSFET

El MOSFET (*Metal-Oxide Semiconductor FET*), véase la figura 25, al igual que los JFET se compone de una puerta, fuente y un drenador, sin embargo, a diferencia de los anteriores los MOSFET tienen la puerta aislada eléctricamente del canal por medio de una capa delgada de dióxido de silicio (SiO_2), la cual se comporta de manera semejante al vidrio, por dicho motivo, en estos transistores la corriente de puerta es incluso menor que en el caso de los JFET, incluso si se tiene una tensión de puerta positiva; existen dos tipos de MOSFET: de empobrecimiento y de enriquecimiento, el transistor que se puede observar en la figura es el de un caso de empobrecimiento, el MOSFET se compone en su mayoría de un semiconductor dopado, en este caso de tipo-n, y una zona del otro tipo, en este caso de tipo-p que se encuentra cerca de la puerta, en el caso de los MOSFET de empobrecimiento no la toca y comúnmente se le conoce como sustrato. Teniendo en cuenta esta estructura descrita, los electrones deben de pasar desde la fuente al drenador pasando por la estrecha zona entre la región p y la puerta [1].

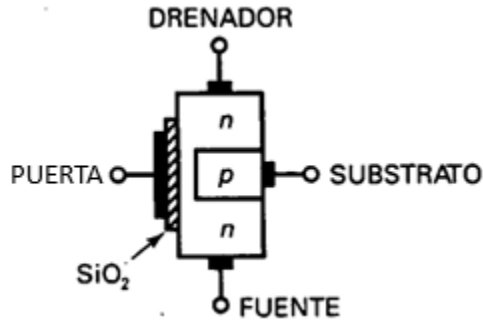


Figura 25. Diagrama de un MOSFET de empobrecimiento. [1]

Como se puede ver en la figura 26.a, se tiene un MOSFET de empobrecimiento con la compuerta de *gate* polarizada negativamente, en este caso el MOSFET se comporta de manera similar a un JFET y a mayor voltaje aplicado se obtendrá una disminución en la cantidad de electrones que puedan pasar a través del canal entre la puerta y la región p, por lo tanto, si V_{GS} es lo suficientemente negativa puede llegar a cortar el paso de electrones por acción del estrangulamiento por el efecto de campo. Por otro lado, en la figura 26.b se puede ver un MOSFET de empobrecimiento con la compuerta de *gate* polarizada positivamente, esto es posible gracias a que el MOSFET está aislado eléctricamente del material semiconductor y por tanto habrá una corriente despreciable desde la puerta al circuito; en este caso el efecto de la diferencia de potencial en el transistor incrementará la cantidad de electrones que van desde la fuente al drenador a través del canal, por lo que a mayor tensión habrá más corriente de *drain* [1].

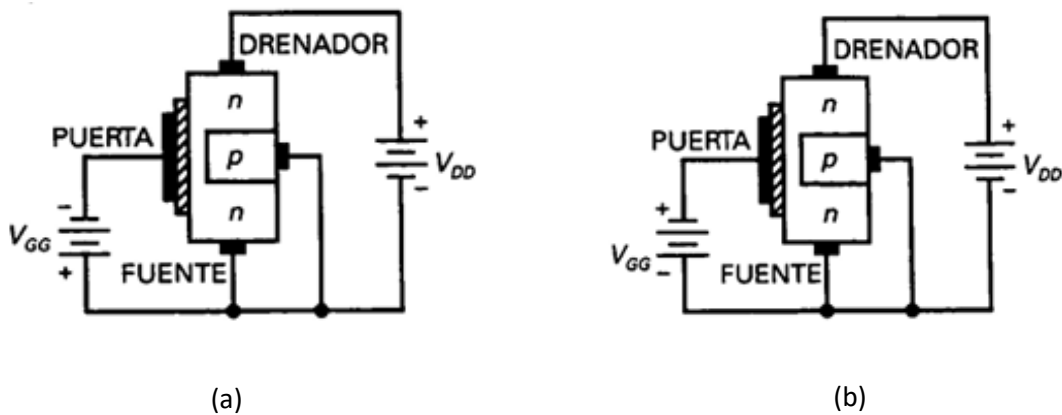


Figura 26. a) Circuito de un MOSFET de empobrecimiento con compuerta de *gate* con polarización negativa. b) Circuito de un MOSFET de empobrecimiento con compuerta de *gate* con polarización positiva. [1]

Por otra parte, como ya se había dicho, está el MOSFET de enriquecimiento (véase la figura 27), el cual al igual que el de empobrecimiento posee una estructura similar, con la diferencia de que se extiende a lo largo hasta tocar el dióxido de silicio, por lo que ya no existe canal entre el sustrato y la puerta, además de que existen dos regiones diferenciadas de tipo-n en el drenador y en la fuente [1].

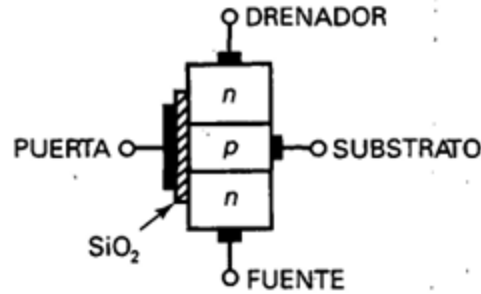


Figura 27. Diagrama de un MOSFET de enriquecimiento. [1]

Como se puede ver en la figura 28, se tiene un MOSFET de enriquecimiento polarizado, su funcionamiento consiste en la creación de un campo en la puerta que atrae los electrones de la fuente a la puerta, llenándose los huecos cercanos a la capa del dióxido de silicio, pasando luego al drenador; si la tensión aplicada en la puerta se hace más grande, se llenarán la más huecos en la región p, este efecto es similar a que si se hubiera puesto una capa delgada de material tipo n al lado del dióxido de silicio, dicha capa conductora se suele llamar capa de inversión tipo-n, cabe resaltar que si la tensión de puerta es nula, la corriente entre fuente y drenador entonces será nula [1].

El V_{GS} mínimo para que exista corriente entre la fuente y drenador se le llama tensión umbral, dicha tensión suele encontrarse entre los 1V y los 3V, por tanto si se aplica un voltaje menor al necesario para que se cree la capa de inversión tipo-n no existirá corriente en el drenador y el transistor estará en corte, cabe resaltar que al igual que en el caso de los JFET existirá una corriente de drenador de saturación I_{DSS} , en este caso ocurre por la relación entre el campo generado por la puerta y la diferencia de potencial entre la fuente y el drenador, de manera que ocurre un estrangulamiento en las cercanías del drenador de tal forma que se limita la corriente que pasa entre fuente y drenador a pesar de que aumente la tensión entre estas [1].

Los dispositivos de empobrecimiento están clasificados como tales porque su conductividad depende de la acción de las capas de depleción, además de poder conducir cuando la tensión de puerta es cero; por otro lado, los dispositivos de enriquecimiento se catalogan como tales porque su conductividad mejora enormemente una vez el voltaje de puerta supera la tensión umbral, además de que se encuentran en corte cuando dicha tensión de puerta es cero [1].

Al igual que para el caso de los JFET, la ganancia de un MOSFET está definida por la ecuación (16).

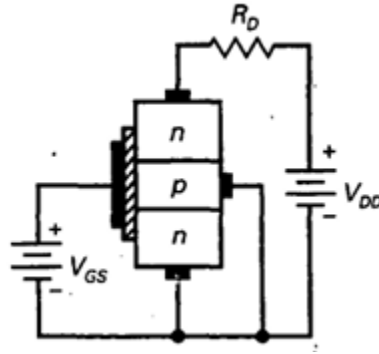
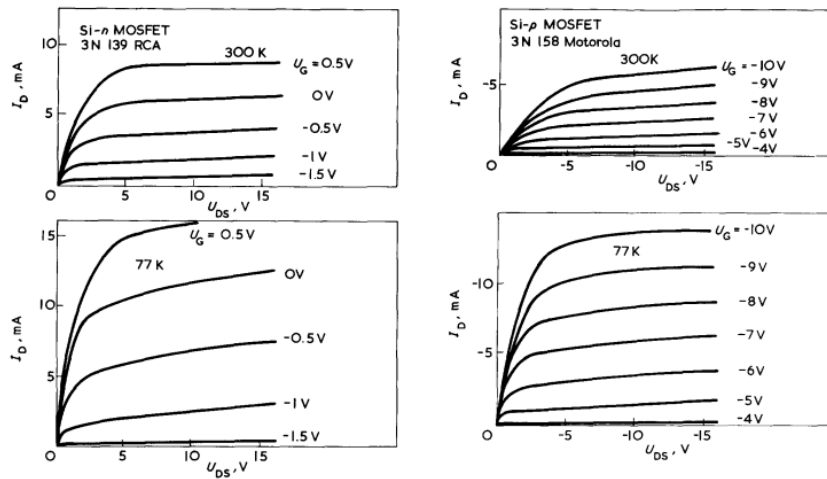


Figura 28. Circuito de un MOSFET de enriquecimiento polarizado. [1]

Los MOSFET son los que mejor se comportan a bajas temperaturas, con un buen comportamiento incluso en los 4.2 K, además se ven beneficiados por la temperatura en la disminución del ruido térmico [5], como se ve en la figura 29 de salida del transistor, entre más disminuye la temperatura se logran corrientes más altas sin necesidad de subir el voltaje de la puerta, y se aprecia en la función de transferencia que la ganancia del transistor se beneficia conforme a la baja temperatura, estas características se pueden observar que ocurren tanto para n-MOSFET como p-MOSFET.



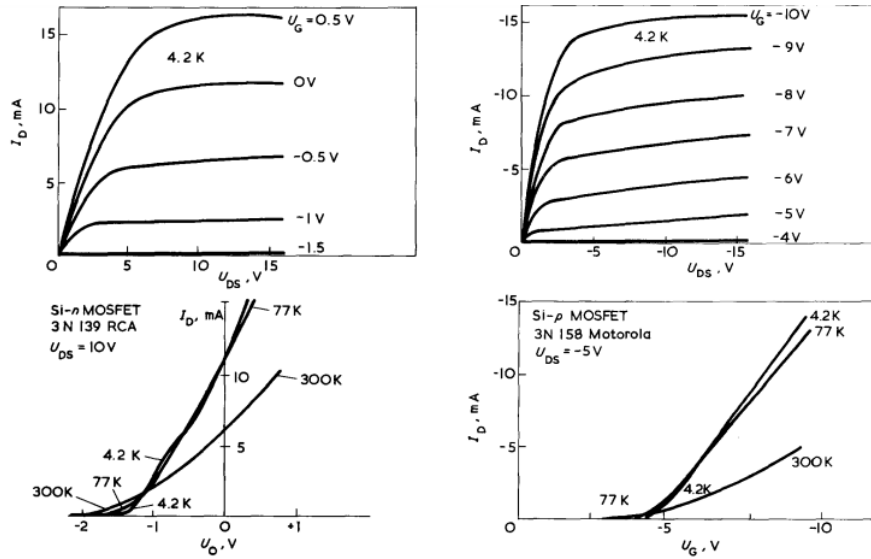


Figura 29. Curva voltiamperica para dos MOSFET, uno tipo n (izquierda) y el otro tipo p (derecha). [5]

Componentes pasivos

Además de los dispositivos semiconductores, es importante también tener en cuenta los distintos componentes pasivos.

Resistencia

La variación de la resistencia con respecto a la temperatura se comporta de manera lineal, más exactamente

$$R = R_0[1 + \alpha(T - T_0)] \qquad e. c. (17)$$

De donde la resistencia R es la resistencia total en la temperatura T , R_0 es la resistencia a una temperatura de referencia T_0 , α es el coeficiente de temperatura del material; dicho coeficiente para el caso de las resistencias eléctricas hechas de cobre es de $3.9 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ [6].

Condensador

Para poder estudiar cómo varía la capacitancia en relación con la temperatura se usará un circuito RC, donde solo el capacitor esté sometido a la variación de la temperatura, por lo que se usará la ecuación de carga del capacitor:

$$V(t) = V_0(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \qquad e. c. (18)$$

V_0 es el voltaje de la fuente, R es la resistencia en serie con el capacitor, C es la capacitancia del cargador y t es el tiempo transcurrido desde que se empieza a cargar. El tiempo de carga del

capacitor se puede calcular teniendo en cuenta la relación tau (τ) entre la resistencia (R) y la capacitancia (C) como:

$$\tau = RC \qquad e. c. (19)$$

Capítulo 2: Metodología

Problema

Para poder hacer un diseño seguro, una de las variables que se deben de asegurar es que los componentes y materiales que se van a usar pueden soportar las condiciones ambientales a las que se va a someter el producto. Por ello, al hacer un diseño en electrónica es importante investigar respecto al comportamiento del dispositivo en distintas condiciones térmicas y si dicho componente puede soportar las condiciones a las cuales va ser sometido. En el presente trabajo se desea hacer una investigación sobre este comportamiento térmico en componentes electrónicos bajo condiciones térmicas de temperaturas extremadamente bajas (nitrógeno líquido) que no suelen ser documentadas por los proveedores.

Objetivos

- Conocer del comportamiento de varios componentes electrónicos bajo los efectos térmicos del nitrógeno líquido.
- Diseñar, armar y programar los experimentos para la medición de componentes electrónicos a temperaturas criogénicas.
- Realizar los experimentos sobre los elementos seleccionados usando nitrógeno líquido.
- Recoger y analizar los datos obtenidos en las pruebas.
- Redactar los resultados sobre los experimentos en un informe del comportamiento que se puede esperar de estos dispositivos

Alcance

El presente trabajo de grado busca caracterizar el comportamiento de dispositivos semiconductores a bajas temperaturas, especialmente para los que se van a usar en el desarrollo del proyecto DUNE (*Deep Underground Neutrino Experiment*), por lo que se hace necesario conocer la electrónica a baja temperatura, ya que dentro de este proyecto se van a ubicar tarjetas de ajuste de señales en un reservorio de argón líquido. Este tipo de estudios son para aplicaciones muy específicas y que ahondan terrenos de exploración en nuestra comunidad. Por lo tanto, los instrumentos de medida que se usan deben de ser precisos además de ser confiables.

Justificación

Los proveedores de componentes electrónicos usualmente brindan una hoja de datos explicando en detalle las características de su producto, entre ellas, la temperatura de operación óptima y los casos extremos en los que aseguran que el componente puede seguir funcionando sin problemas. Sin embargo, no es normal que se publiquen los datos de estos componentes trabajando a temperatura extremas, poco comunes en la mayoría de los productos. Por ejemplo, las aplicaciones en instrumentación para satélites son un caso de la necesidad de los estudios a baja temperatura, ya que la temperatura promedio del espacio exterior es de 4K.

En el presente proyecto se desean hacer pruebas a temperaturas muy bajas (77 K -196 C). No se suele documentar cómo trabajan los dispositivos semiconductores a esta temperatura por lo que es de interés investigar más sobre su comportamiento. Esto sirve para crear una documentación

en la que se detallan los experimentos realizados y los resultados obtenidos. Todo lo anterior es con el fin de poder informar a los investigadores que están trabajando en el diseño de la PCB del proyecto DUNE, donde se está diseñando una tarjeta para la adquisición de datos (llamada *cold electronics*) que debe funcionar a la temperatura del argón líquido (88 K - 185 C). También se espera que sea de utilidad a quien también esté interesado en realizar un proyecto con componentes similares a los estudiados en estos experimentos.

Igualmente se indicará qué componentes logran pasar las pruebas de baja temperatura y qué comportamiento pueden esperar una vez se hagan pruebas finales sobre el producto. Con ello se espera facilitar el diseño de PCB por parte de los investigadores y prevenir fallos. Esto se debe a que los componentes que se piensan usar no tienen garantía de correcto funcionamiento por parte del proveedor a esta temperatura y además pueden no funcionar de manera óptima, incluso, si no se considera esta característica se puede generar daños de gran costo para un proyecto. Además, el coeficiente de expansión térmico de los elementos de cada componente electrónico cambia de forma diferente en función de la temperatura, por lo cual pueden generarse daños por choques térmicos.

En este trabajo se propone realizar un informe detallado del comportamiento de algunos dispositivos de estado sólido y otros componentes pasivos que se quieren usar en el proyecto de diseño. Además, se realizará un análisis detallado con los datos que se obtendrán en la experimentación y se proveerán las conclusiones al respecto sobre qué componentes son los adecuados para el diseño de una PCB que opera en estas temperaturas.

Norma para tomar los datos

Se realizó el montaje del banco de pruebas, tal y como se puede observar en la figura [30](#), para ello se creó una base en acrílico con un brazo metálico en el que se planeó poner los componentes, luego se introdujo una banda transportadora movida por un motor a pasos programable y dos sensores PT100, esto debido a que existe un gradiente entre el nitrógeno líquido y el ambiente, donde dentro del nitrógeno existe una temperatura de -198°C mientras que justo fuera de este en la superficie existe una temperatura más alta debida a la interacción con el aire circundante y a la transferencias de calor, siendo en algunos casos de hasta -150°C como se pudo medir más adelante (al tomar medidas en una resistencia), por lo que se hace necesario poder saber durante las medidas el punto justo en el que está el nitrógeno líquido antes de que sea sumergido el componente electrónico, ya que la dilatación térmica de cada parte del componente electrónico es diferente y en cada elemento pueden haber diferentes tiempos de respuesta de la temperatura. Por lo que un elemento electrónico que se enfríe o caliente rápidamente se puede reventar por la diferencia de dilatación térmica de cada parte que la compone (metal, aislante, semiconductor).



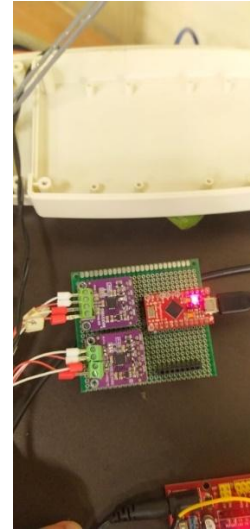
Figura 30. Montaje experimental usado para medir las corrientes en función del voltaje para diferentes dispositivos a diferentes temperaturas.

La instrumentación usada fueron el generador de nano amperios Keithley 236 y el voltímetro HP3456A, la intercomunicación entre ambos equipos fue realizada usando un cable GP-IB, interconectados a un ordenador que controla los dos equipos.

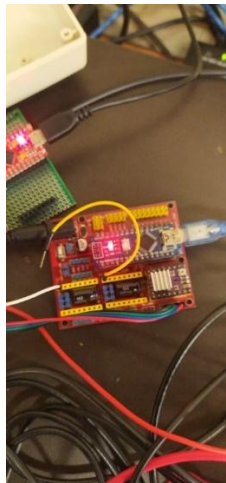
El manejo de los datos enviados y leídos por los sensores se realizará por medio de tarjetas de desarrollo de Arduino (figura [31.a](#)), en el caso de los sensores de temperatura PT100 por un un Arduino Leonard (figura [31.b](#)) y el control del motor a pasos fue realizado por medio de un Arduino nano (figura [31.c](#)), que toman los datos y se envían de forma serial al ordenador, para el posterior manejo de los datos por la computadora a un archivo XLSX en conjunto con los datos tomados a la vez por el generador y el voltímetro, cabe resaltar que un mismo programa gobierna tanto los datos que son tomados por los sensores como los que miden el generador y el voltímetro, de manera que en conjunto se toman cuatro variables a la vez: tiempo, corriente, voltaje y temperatura.



(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 31. a) Los dos controladores de los sensores y del motor a pasos. b) Arduino Leonard que lee los dos sensores de temperatura PT100, conectado a los módulos seriales para su comunicación con los sensores. c) Arduino nano conectado al módulo para poder controlar el motor a pasos. d) Espacio para los cables de los sensores y los cables de conexión a los componentes en el brazo.

El nitrógeno líquido es dispensado dentro de un dewar, como se puede ver en la figura [32.a](#), que es un tubo de doble pared, las cuales son aisladas térmicamente por medio de la bomba de vacío.

La ubicación de los sensores Pt100, como se puede observar en la figura [32.b](#), está dispuesta con el fin de que el de más abajo toque primero el nitrógeno líquido para poder tener certeza de que el brazo está dentro del líquido antes que el componente electrónico a medir, esto con el fin de poder saber en todo momento que se esté realizando las pruebas la ubicación del nitrógeno con respecto al componente. El segundo Pt100 está midiendo la temperatura a la altura en la que se encuentra el componente, el cuál va a estar sujetado por borneras, en esta primera versión del banco usando componentes con encapsulado DIP, el dato de este sensor es el que se tiene en

cuenta para saber con certeza a qué temperatura se encuentra el componente electrónico en todo momento, y es el que luego será analizado con los datos de voltaje y corriente.

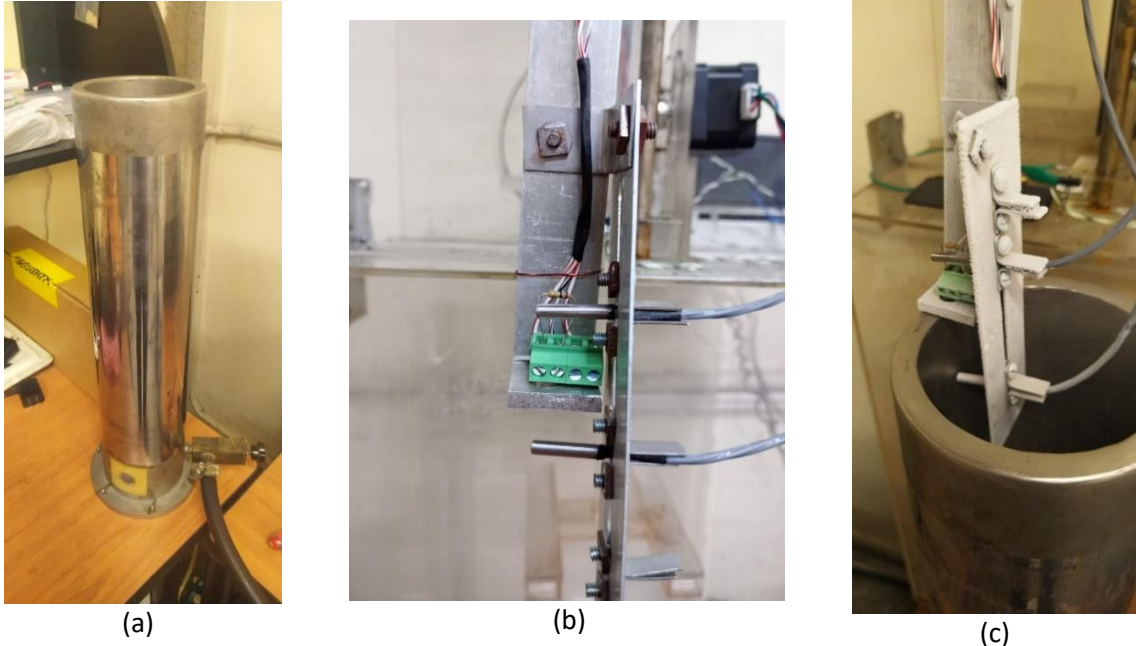


Figura 32. a) Dewar. b) montaje del brazo para los componentes con los sensores y las borneras. c) El brazo con recubrimiento de hielo debido a la exposición al medio ambiente durante las pruebas.

En el caso de la toma de datos para los dispositivos semiconductores se introdujo una fuente regulada de voltaje ODP3032, la cual se puede observar encima del generador y del voltímetro en la figura 33, dicha fuente se mantuvo en un voltaje constante en cada toma de datos mientras que la fuente de corriente realizaba el barrido para las medidas de I-V. Además, cabe resaltar que dentro del programa que hace el control de la toma de datos se tiene en cuenta los tiempos de respuesta a la variación de la corriente en el dispositivo, por lo que los datos se toman 0.01 segundos después de que se programa la corriente, la cual cambia cada 1 segundo durante todo el barrido.



Figura 33. Montaje experimental del banco de pruebas con la fuente regulada de voltaje ODP3032.

Capítulo 3: Toma de datos

Resistor

Se probó con un resistor de $120,000\Omega$ (a temperatura ambiente) para seis temperaturas distintas, buscando recrear su gráfica voltiamperística haciendo un barrido con el generador desde $0 A$ hasta $1\mu A$. En pasos de $10 nA$.

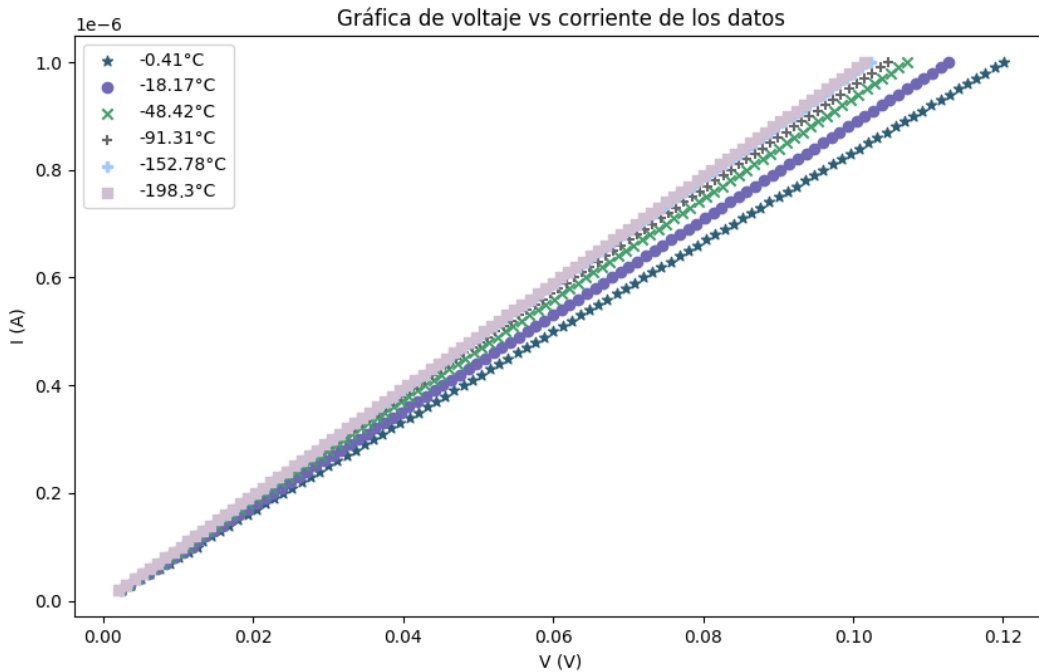


Figura 34. Medidas de la corriente en función del voltaje de una resistencia a diferentes temperaturas.

Como se puede observar de la figura 34, a medida que la temperatura disminuye, la corriente aumenta, esto se debe a que a medida que la temperatura está disminuyendo la resistencia disminuye con esta. Para ilustrar esto se usó la ley de Ohm ($I = V/R$).

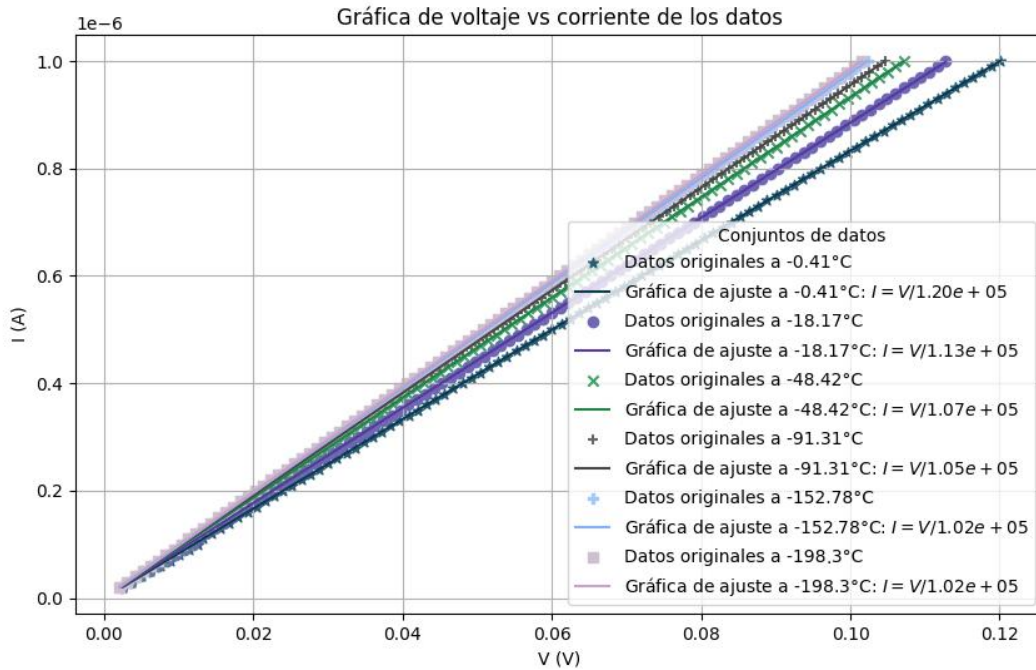


Figura 35. Ajustes de los datos en función del voltaje de una resistencia a diferentes temperaturas.

En la figura 35 están los ajustes de los datos a la ley de ohm, se obtiene que la resistencia ($R = V/I$) también disminuye, siendo que de los primeros datos tomados a la temperatura justo debajo del cero en grados Celsius se obtiene una resistencia de 120.109Ω , para la temperatura más baja ($\sim -198^\circ C$) se logran $101,545\Omega$, por lo cual para una diferencia de temperatura de casi $200^\circ C$ la resistencia varió $18,564\Omega$ ($\sim 18K\Omega$).

Además, se puede calcular el coeficiente de temperatura del material despejándolo de la ecuación (17), por lo que quedaría como:

$$\alpha = \frac{\left[\left(\frac{R}{R_0}\right) - 1\right]}{(T - T_0)} \quad e.c. (20)$$

Usando las resistencias a $\sim -198^\circ C$ y a $-0.41^\circ C$ se obtiene:

$$\alpha = \frac{\left[\left(\frac{1.02 * 10^5}{1.2 * 10^5} \right) - 1 \right]}{(-198.3 - (-0.41))} = 7.57 * 10^{-4} K^{-1}$$



Figura 36. Gráfica de la resistencia en función de la temperatura.

De lo que se puede apreciar de la figura 36, a medida que la temperatura está disminuyendo la resistencia también disminuye, por otro lado se puede apreciar que a partir de $-50^{\circ}C$ el cambio de la resistencia deja de ser tan alto en comparación con la temperatura más alta que este valor, este comportamiento en cómo varía la resistencia con la temperatura tiene implicaciones en la ecuación (17) para el coeficiente de temperatura del material, por ejemplo si ahora calculamos el coeficiente usando los valores para $\sim -198^{\circ}C$ y para $-48.42^{\circ}C$ se obtiene:

$$\alpha = \frac{\left[\left(\frac{1.02 * 10^5}{1.07 * 10^5} \right) - 1 \right]}{(-198.3 - (-48.42))} = 3.11 * 10^{-4} K^{-1}$$

Por lo que el coeficiente de temperatura varía considerablemente dependiendo del par de datos que se tomen, esto se debe a que para esta resistencia este coeficiente no se comporta de manera lineal desde los $-50^{\circ}C$ a temperaturas más bajas, como se puede sacar en claro al observar la forma de la figura 36, y por lo tanto el coeficiente es dependiente de la temperatura y no solo del material del que es fabricado.

Capacitor cerámico

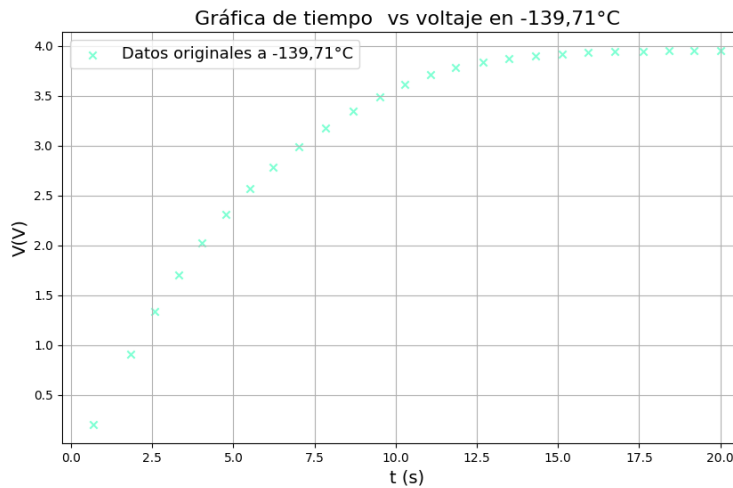
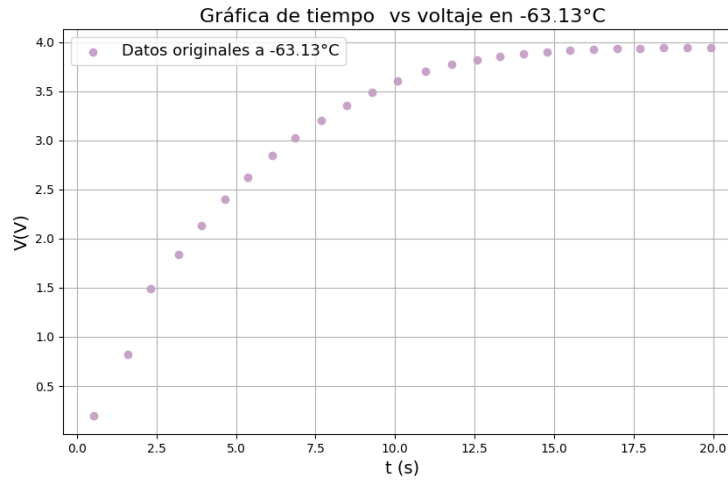
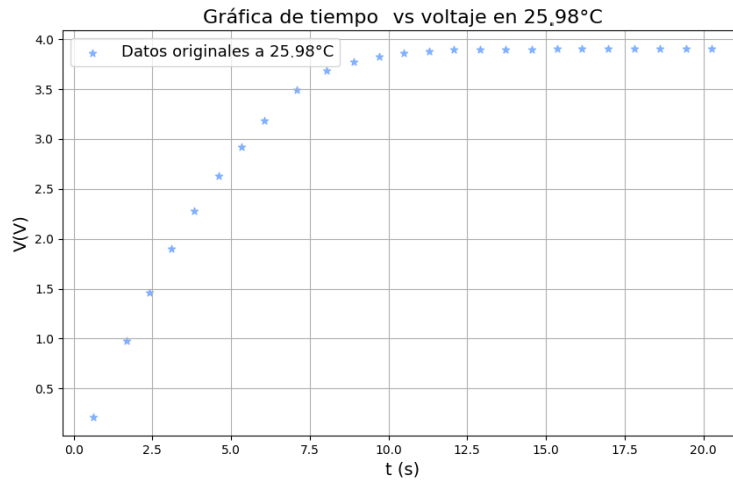
Para las pruebas de condensadores se analizó cómo varía el tiempo de carga de este con respecto a la temperatura. Se dispuso en el brazo un capacitor cerámico de $37\mu F$ el cual fue conectado en serie con un resistor de $11,200,000\ \Omega$ el cual fue puesto por fuera del dewar, como se muestra en la figura 37, por tanto teniendo en cuenta la ecuación (19) se tiene un tiempo de carga de $5.26\ s$.



Figura 37. Montaje experimental para el capacitor electrolítico.

Como se puede apreciar en la figura 37, se ubicó el capacitor cerámico en las borneras para poder ser medido, este fue el montaje realizado y que fue introducido dentro del Dewar.

PRESENTACIÓN DE INFORME FINAL TRABAJOS DE GRADO



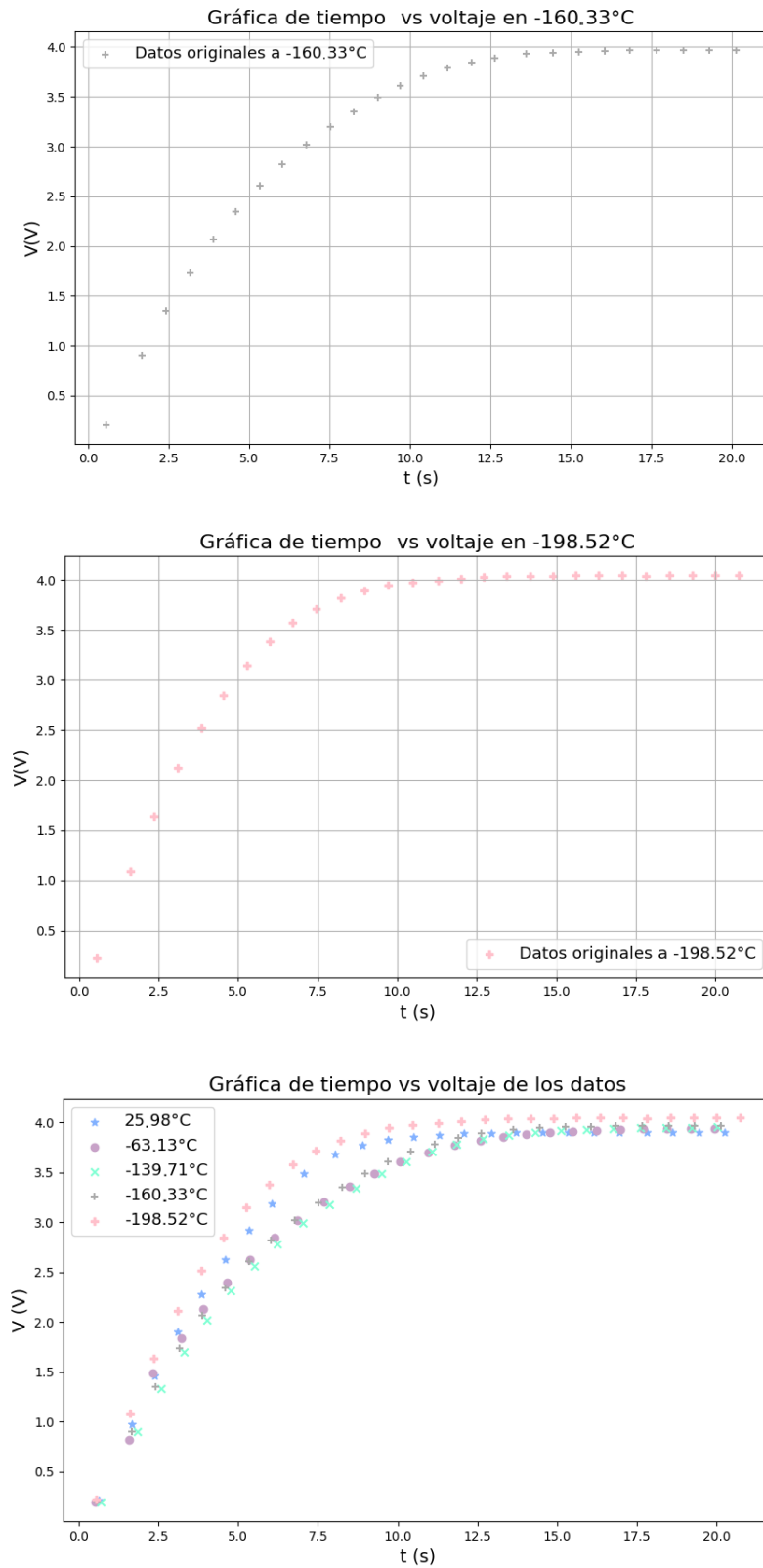
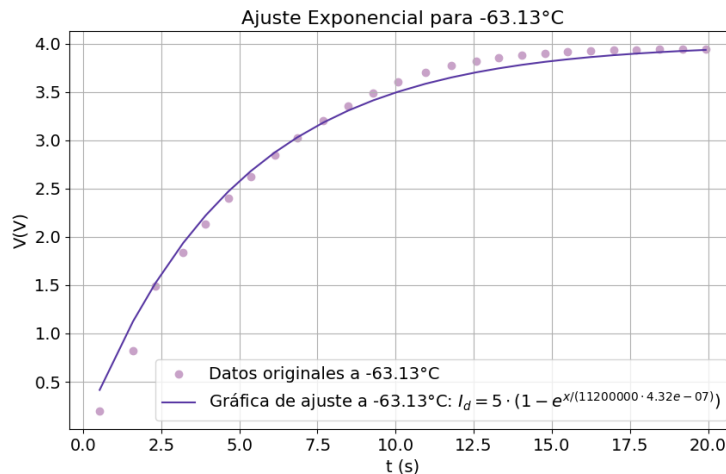
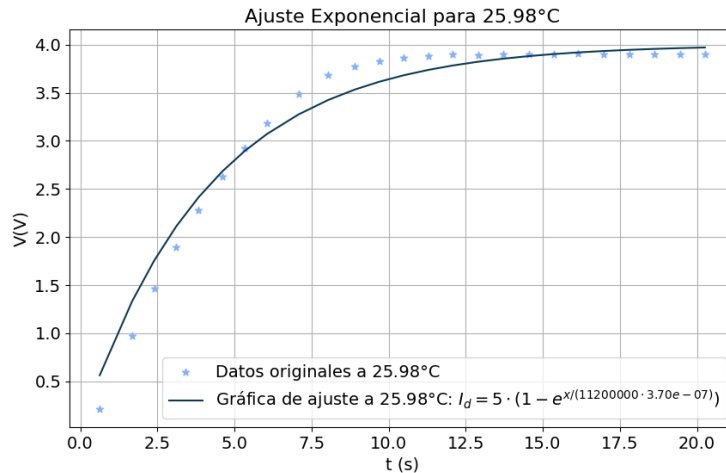


Figura 38. Medidas del voltaje en función del tiempo de un circuito RC con capacitor cerámico a diferentes temperaturas.

Como se puede analizar de la figura 38, a temperatura ambiente ($\sim 26^{\circ}\text{C}$), el voltímetro muestra el comportamiento esperado por el circuito, con un tiempo de carga normal ya que el capacitor no tiene variaciones por temperatura todavía. A -63°C , el voltaje aumenta lentamente en comparación al medido a temperatura ambiente, sugiriendo un efecto de la baja temperatura en el capacitor. De igual manera a -139°C , el aumento de voltaje se ve aún más afectado por el cambio en la temperatura, aunque menos que en el caso de la temperatura ambiente a los -63°C , por otra parte, una vez se alcanza la temperatura del nitrógeno líquido en los -198.52°C , se baja súbitamente la capacitancia por debajo de su valor a temperatura ambiente, por lo que el tiempo de carga es mucho menor en comparación a los otros casos expuestos. De este comportamiento que tiene el capacitor a medida que la temperatura disminuye se puede observar cómo para capacitores cerámicos disminuir la temperatura aumenta la capacitancia, y por tanto el tiempo de carga, sin embargo, una vez alcanzados los valores criogénicos del nitrógeno líquido se encuentra que este valor desciende más que el valor a temperatura ambiente.



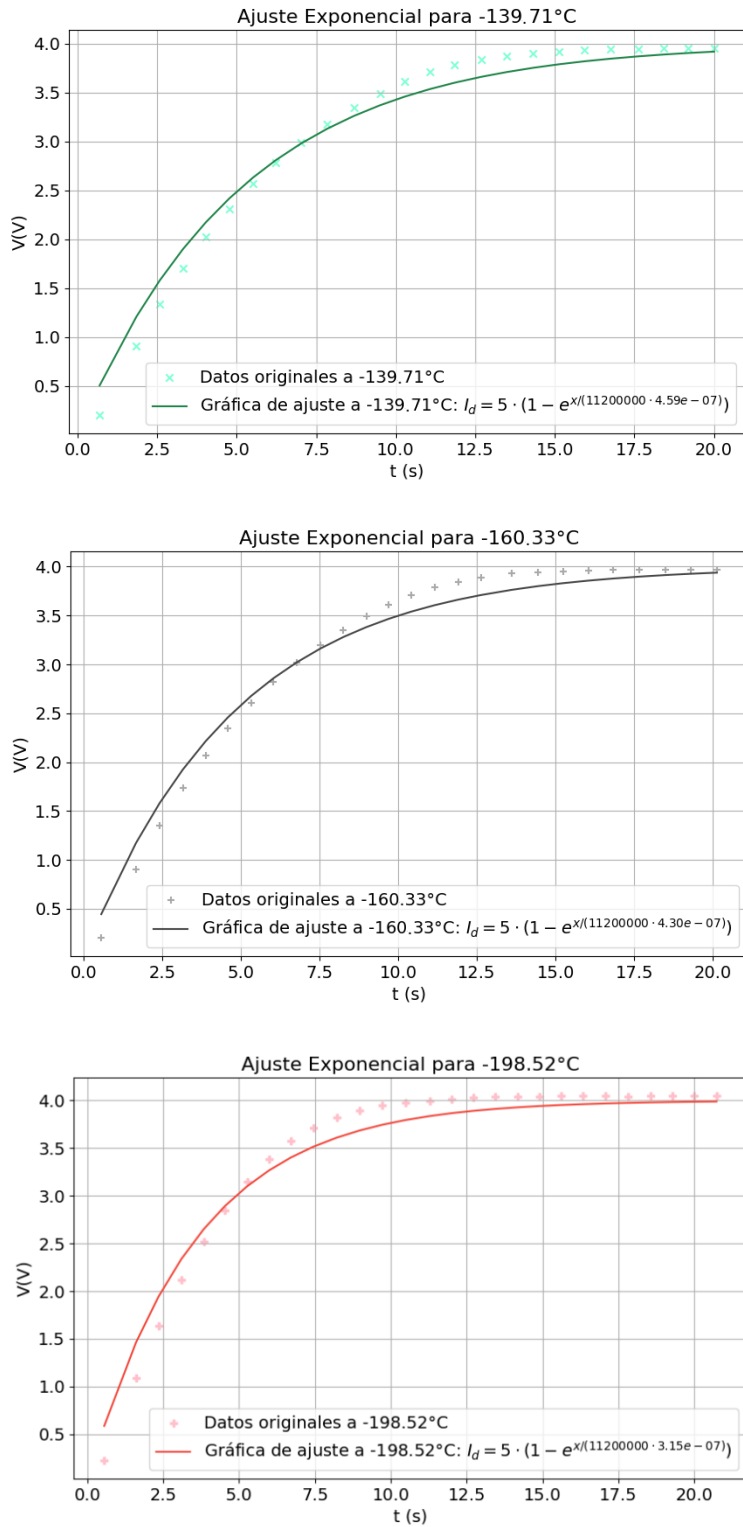


Figura 39. Ajuste de los datos tomados de un circuito RC con capacitor cerámico a diferentes temperaturas por separado.

En la figura 39 se pueden ver los ajustes por separado de los datos tomados para el capacitor usando la ecuación de carga de un capacitor en un circuito RC (18) por separado. Como se va poder analizar en cada gráfico la capacitancia varía mientras que la resistencia se mantiene constante ya que se encuentra fuera del Dewar.

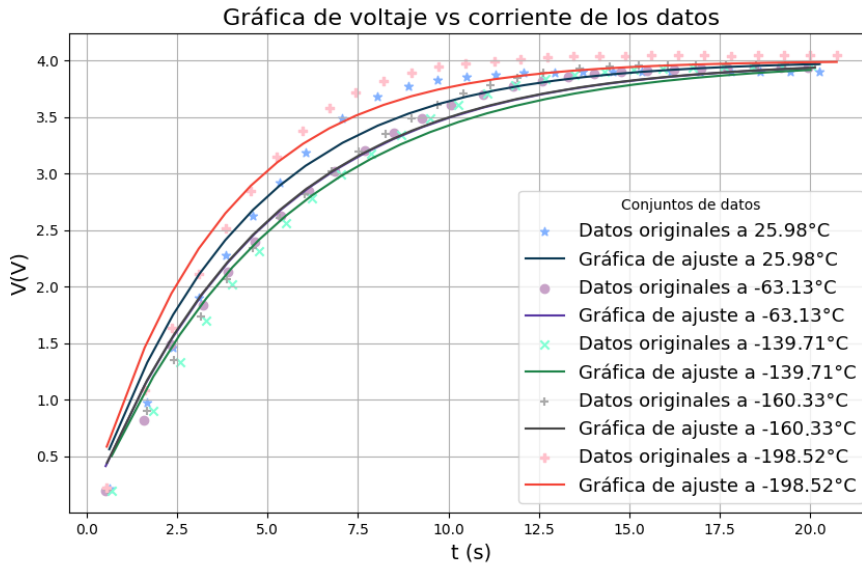


Figura 40. Ajustes de los datos tomados de un circuito RC con capacitor cerámico a diferentes temperaturas.

Se ajustan los datos obtenidos usando la ecuación de carga de un capacitor en un circuito RC (18). Como se puede analizar de la figura 40 y en la figura 39 por separado, a medida que la temperatura disminuye hay un aumento en la capacitancia, esto se refleja en una disminución del tiempo de carga del capacitor. La capacitancia a temperatura ambiente calculada para el capacitor por medio del experimento es de $37\mu F$ y aumentó a la temperatura de $160.33^{\circ}C$ hasta los $43\mu F$, sin embargo, como ya se había explicado al entrar en el nitrógeno líquido se deja de aumentar la capacitancia y disminuye hasta los $31.5\mu F$ por debajo de su capacitancia a temperatura ambiente, como se ve en la figura 41.

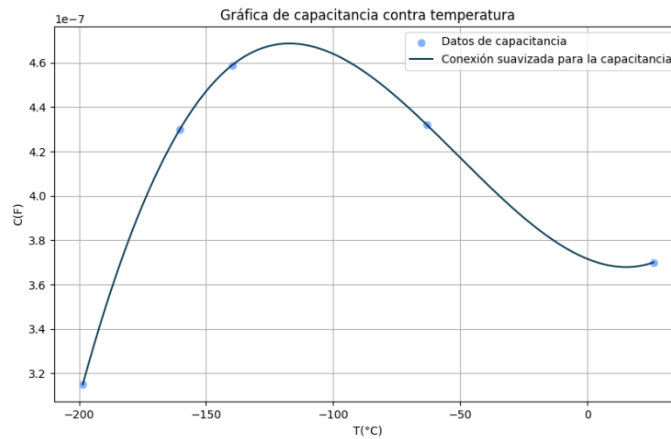


Figura 41. Gráfica de la capacitancia en un capacitor cerámico en función de la temperatura.

Como se puede apreciar en la gráfica de la capacitancia contra la temperatura en la figura [41](#), a medida que la temperatura está bajando la capacitancia aumenta, sin embargo, como se explicó anteriormente una vez se llega alrededor de los -139°C donde la capacitancia tiene su mayor valor, luego de este valor baja súbitamente, bajando incluso del valor que se tendría a temperatura ambiente.

Capacitor electrolítico

En el caso de las pruebas de condensadores electrolíticos también se analizó cómo varía el tiempo de carga con respecto a la temperatura. Se colocó en el brazo un capacitor de $2200 \mu F$, el cual se puede observar en la figura [42](#), el cual fue conectado en serie con un resistor de 6800Ω que se colocó por fuera del dewar, teniendo en cuenta una vez más la ecuación ([19](#)) se obtiene un tiempo de carga de 14.96 s a temperatura ambiente.

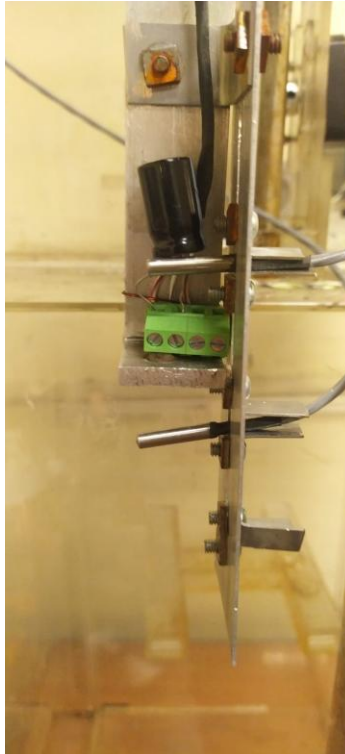
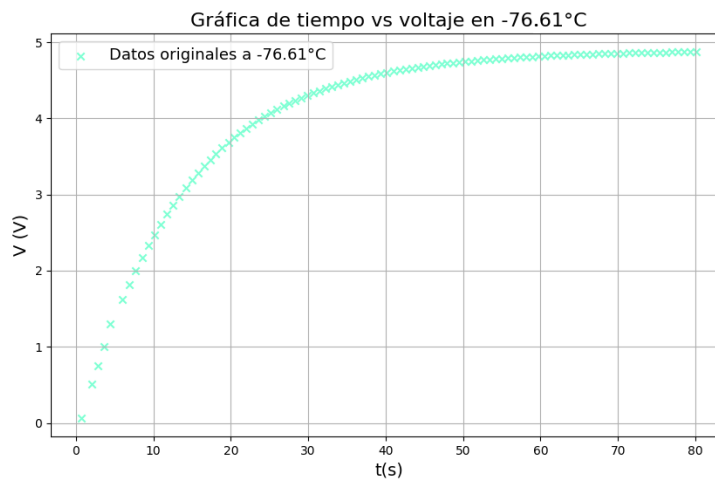
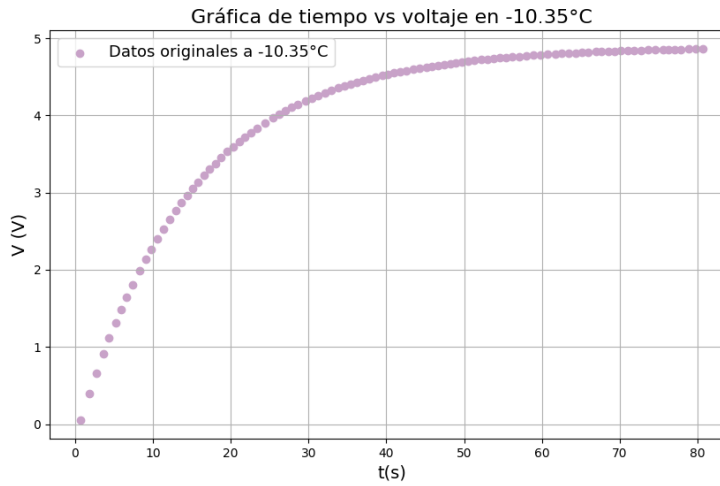
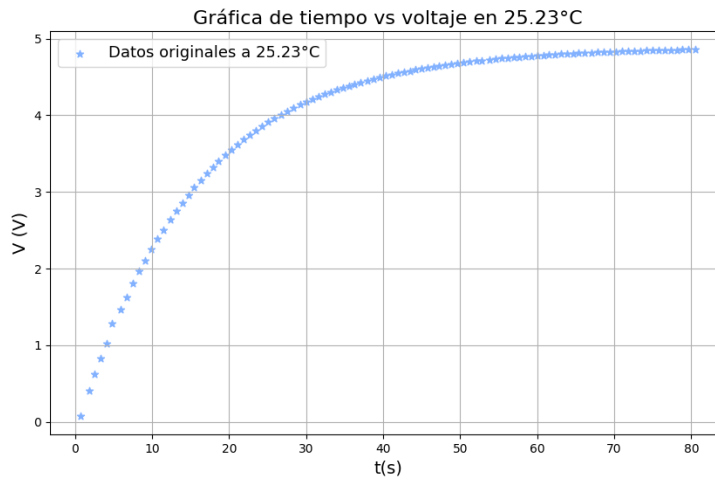


Figura 42. Montaje experimental para el capacitor electrolítico.

Como se puede apreciar en la figura [42](#), se ubicó el capacitor electrolítico en las borneras para poder ser medido, este fue el montaje realizado y que fue introducido dentro del Dewar.



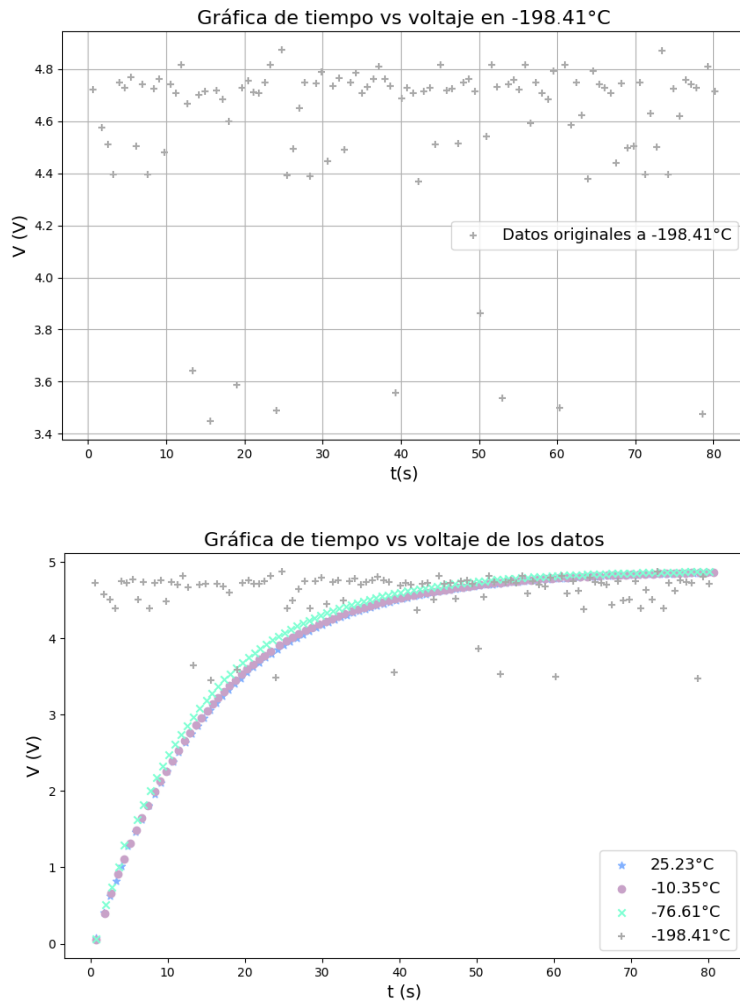
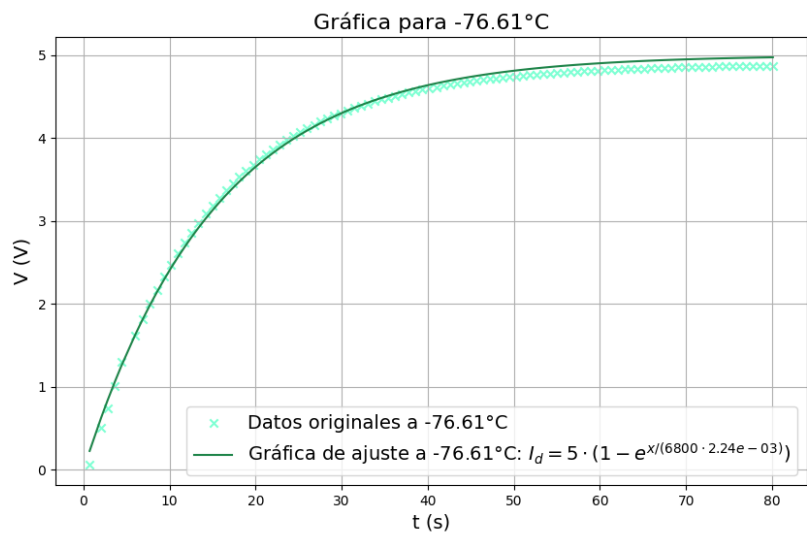
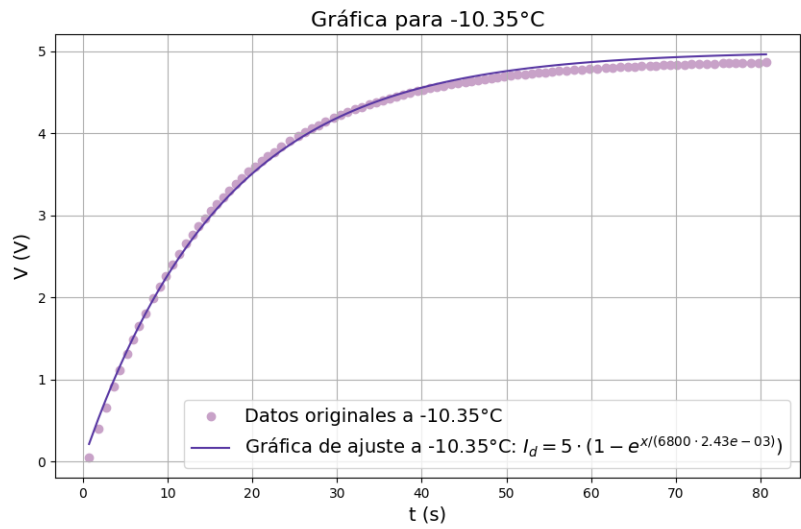
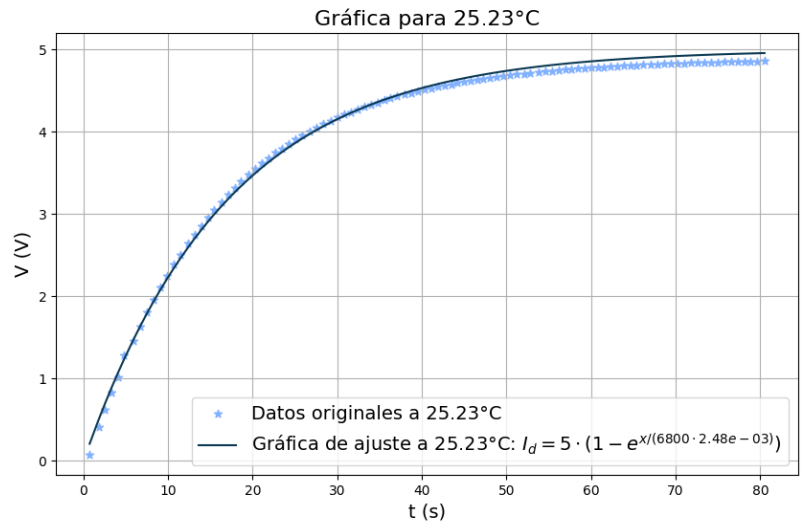


Figura 43. Medidas del voltaje en función del tiempo de un circuito RC con capacitor de litio a diferentes temperaturas.

Como se puede apreciar de la figura 43, a temperatura ambiente ($\sim 26^{\circ}\text{C}$) se encuentran los valores esperados por el capacitor con un tiempo de carga normal, por otra parte, y disminuyendo la temperatura a valores bajo cero -10.36°C y -76.61°C se puede observar que el capacitor de litio se comporta distinto al capacitor cerámico, la capacitancia disminuye a medida que la temperatura disminuye. Una vez se alcanza la temperatura del nitrógeno líquido ($\sim -198^{\circ}\text{C}$) se puede ver como el circuito pierde por completo su naturaleza capacitiva, y ocurren bastantes picos de voltaje sobre el capacitor provocados por el comportamiento a esta temperatura. Por otra parte, cabe decir que el capacitor no se destruyó a esta temperatura y siguió funcionando de manera normal una vez volvió a temperaturas más altas.



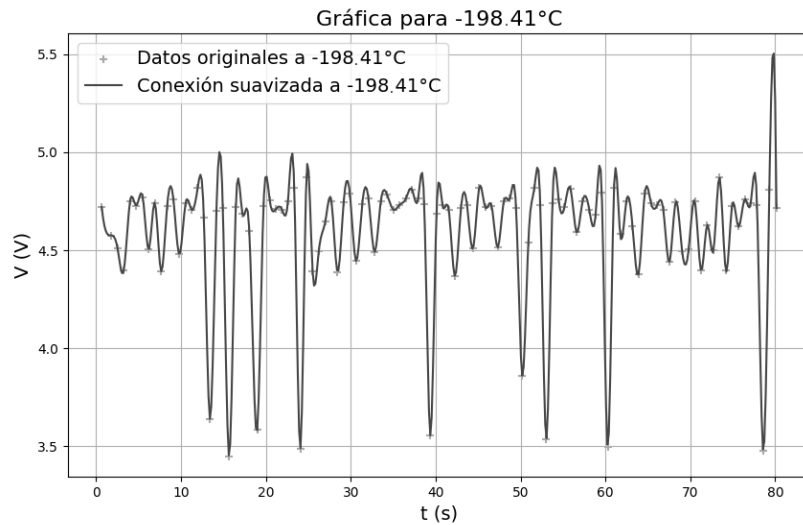


Figura 44. Ajuste de los datos tomados de un circuito RC con capacitor de litio a diferentes temperaturas por separado.

En la figura 44 se pueden ver los ajustes por separado de los datos tomados para el capacitor usando la ecuación de carga de un capacitor en un circuito RC (18) por separado, tal y como se hizo para el capacitor cerámico. Como se va poder analizar en cada gráfico la capacitancia varía mientras que la resistencia se mantiene constante ya que se encuentra fuera del Dewar, por otro lado se puede apreciar que al llegar a la temperatura del nitrógeno liquido la capacitancia pierde por completo su naturaleza capacitiva y el circuito tiene un comportamiento anómalo.

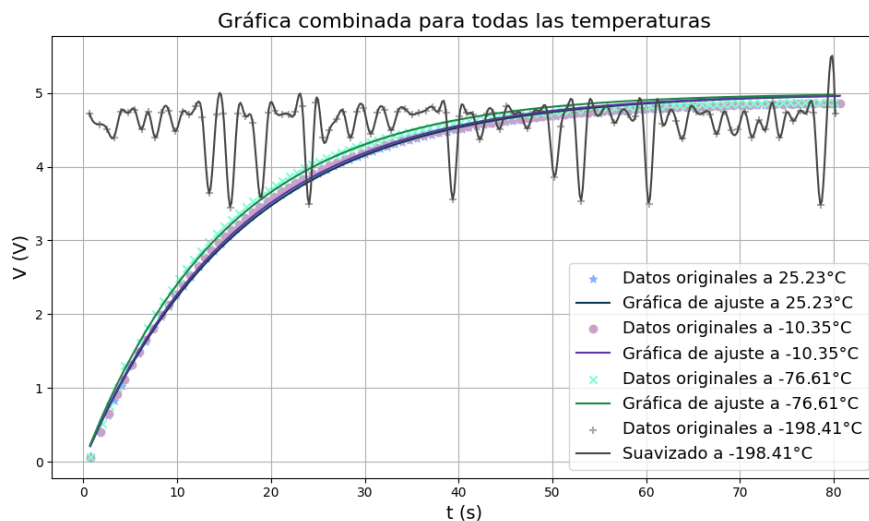


Figura 45. Ajustes de los datos tomados de un circuito RC con capacitor cerámico a diferentes temperaturas.

A diferencia del capacitor cerámico, y tal como se puede analizar de la figura 45 y de la figura 44, a medida que la temperatura disminuye baja la capacitancia, pero en este caso la variación por

la temperatura es ligeramente menor en comparación a los capacitores cerámicos. La capacitancia a temperatura ambiente calculada para el capacitor por medio de las pruebas es de 2.48 mF y disminuye a la temperatura de -76.61°C hasta los $2.24\mu\text{F}$, como se ve en la figura 46, sin embargo, como ya se había explicado al entrar en el nitrógeno líquido el circuito pierde la naturaleza de carga del capacitor.

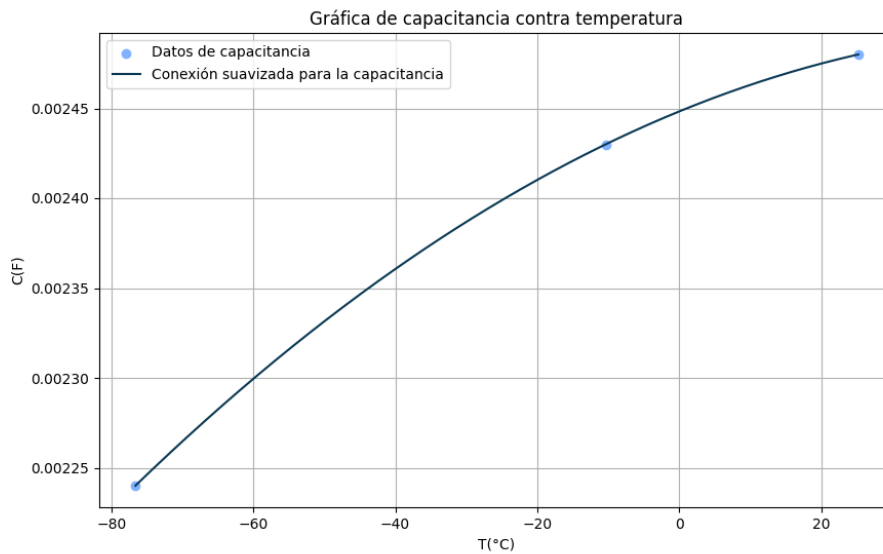


Figura 46. Gráfica de la capacitancia en un capacitor de litio en función de la temperatura.

En la figura 46 se puede ver el comportamiento de la capacitancia del capacitor de litio en función de la temperatura, como se puede observar la capacitancia va disminuyendo con el tiempo y no se coloca dato de capacitancia en la temperatura del nitrógeno líquido por el comportamiento ya explicado que tiene este a esa temperatura.

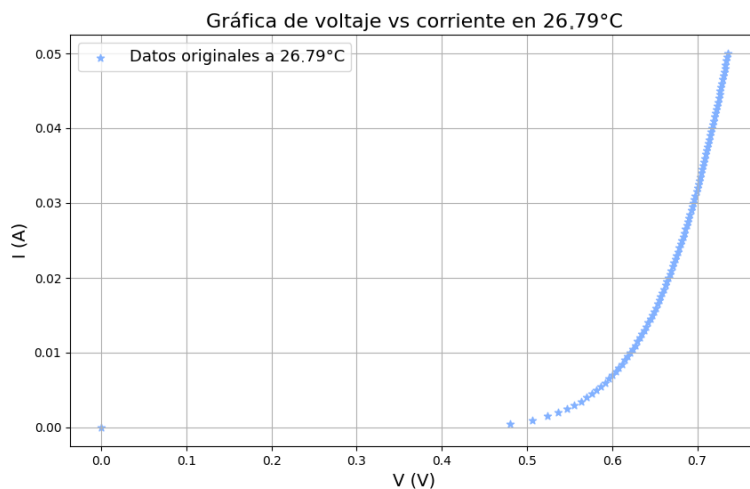
Diodo

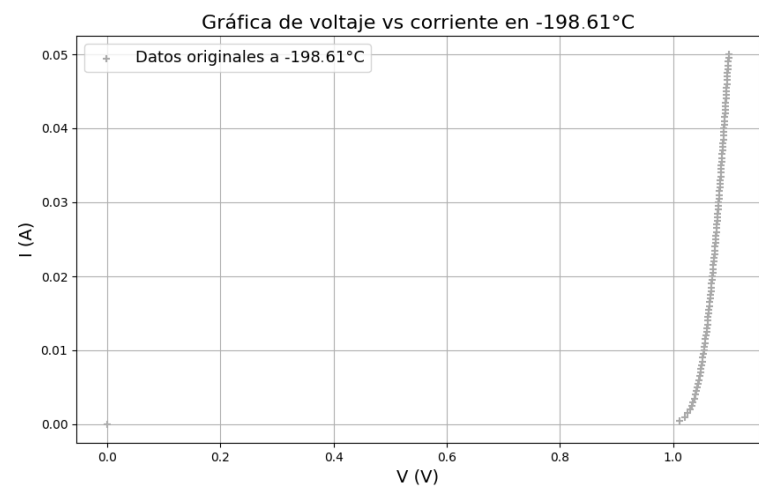
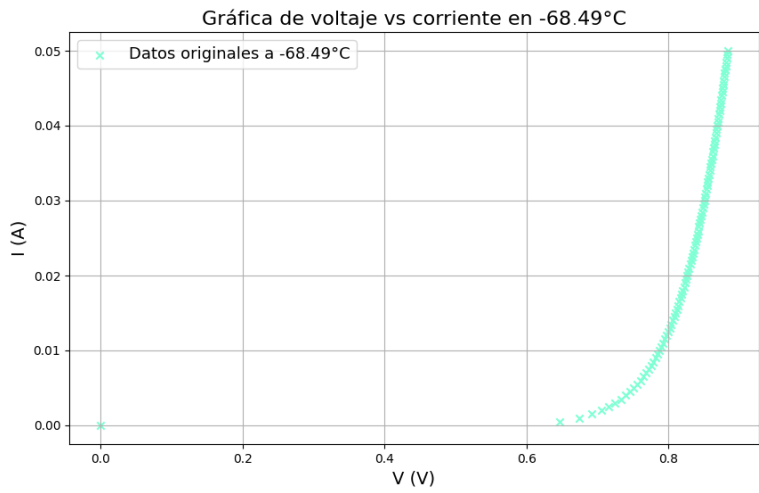
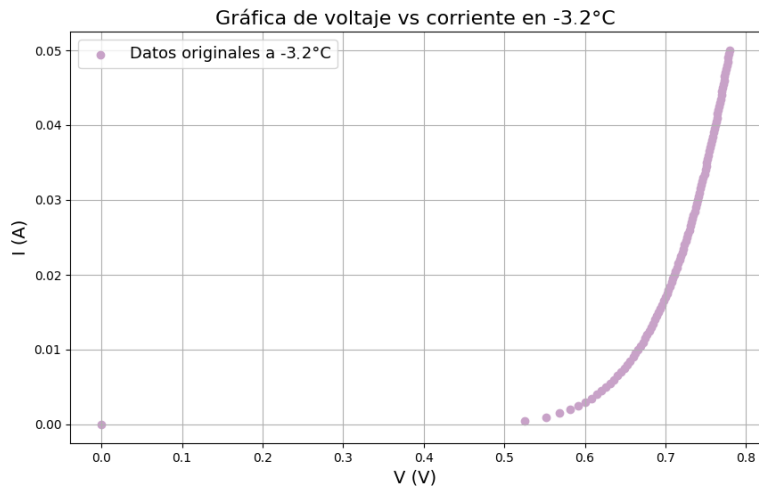
El diodo usado durante las pruebas fue un MUR160, el cual se puede observar su montaje en la figura 47. El barrido del generador se hizo hasta llegar a la región activa del diodo y se probó para cuatro temperaturas distintas: 26.79°C , -3.2°C , -68.49°C y -198.61°C , el generador se configuró con pasos de 0.5 mA .



Figura 47. Montaje experimental del diodo rectificador.

En la figura 47 se puede apreciar la ubicación del diodo dentro del brazo para luego ser introducido dentro del Dewar, se tuvo en cuenta la polarización del diodo para la ubicación dentro del circuito.





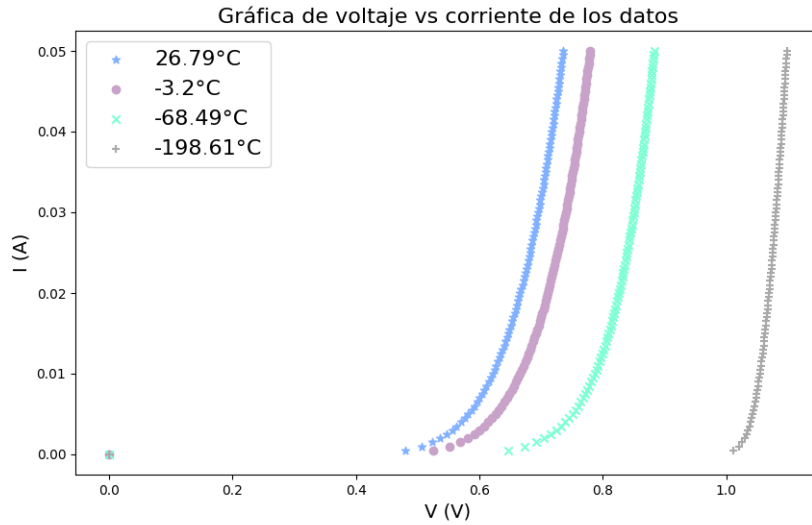
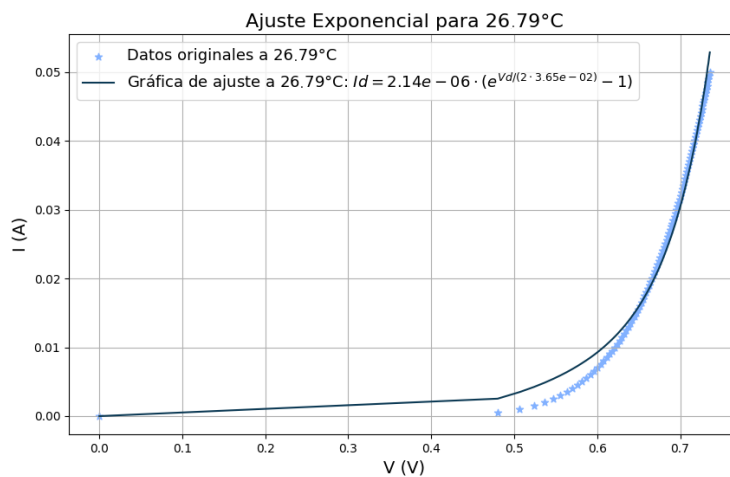


Figura 48. Medidas de voltaje vs corriente de un diodo rectificador a diferentes temperaturas.

Como se puede observar de la figura [48](#), a temperatura ambiente ($\sim 26^{\circ}\text{C}$) el diodo entra en zona de directa en los 0.48 V , luego, entrando a temperaturas bajo cero en los -3.2°C el voltaje umbral sube hasta los 0.52 V , de igual manera, bajando la temperatura hasta los -68°C el voltaje necesario para estar en la zona de directa tiene un *gap* hasta los 0.65 V , una vez alcanzada la temperatura del nitrógeno líquido se puede ver que la tensión de umbral salta hasta los 1.01 V . De estos resultados se puede apreciar que entre más baja la temperatura en el diodo, más sube el voltaje de umbral del diodo, resultado que en este caso específico, para una diferencia desde la temperatura ambiente hasta la del último dato tomado de $\sim -198^{\circ}\text{C}$ se halló que va haber un salto de la tensión de umbral de 0.53 V .



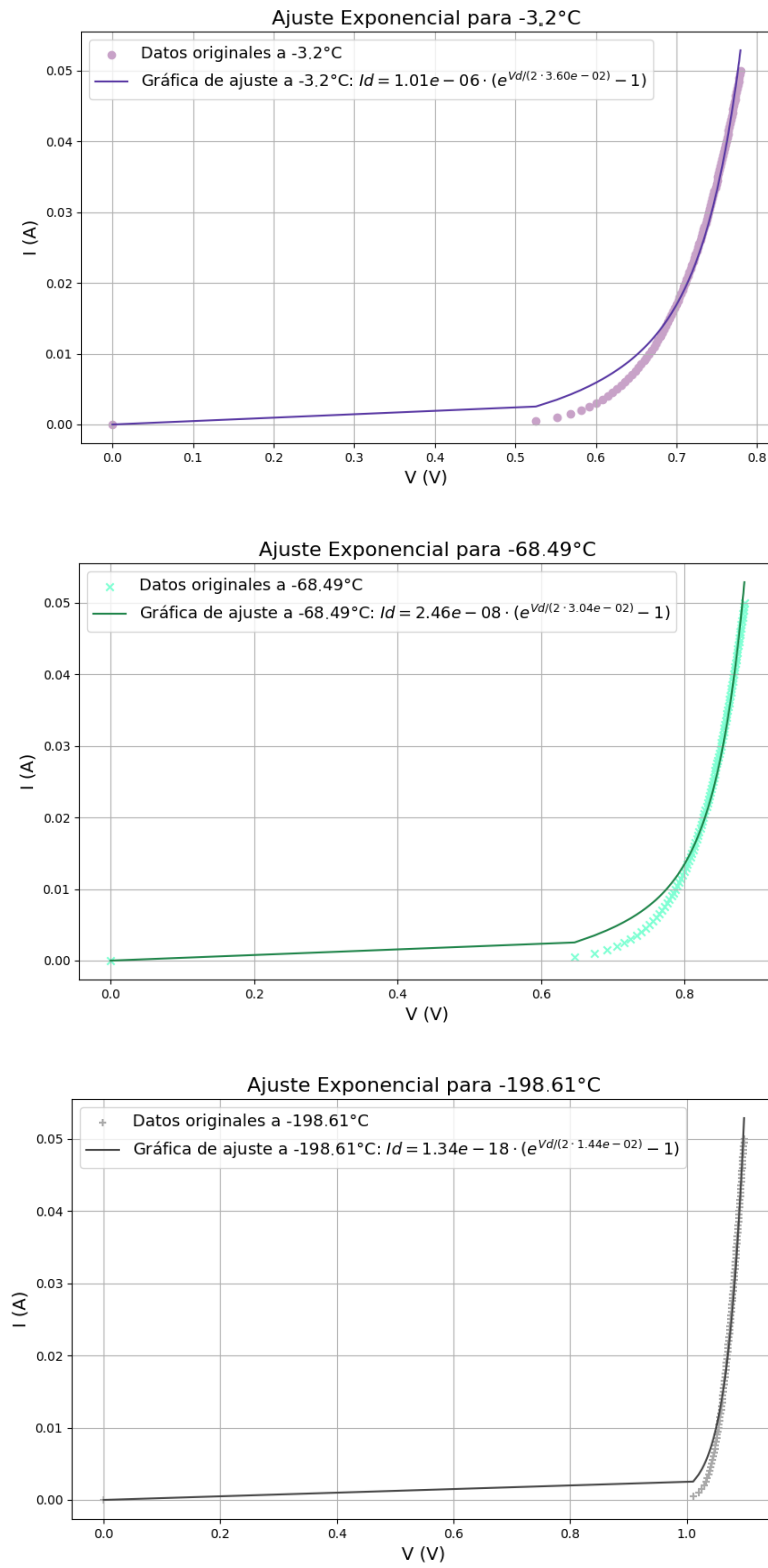


Figura 49. Ajuste de los datos tomados del diodo rectificador a diferentes temperaturas por separado.

En la figura 49 se pueden apreciar los ajustes realizados para el diodo rectificador a cada temperatura a la que fue sometido, en cada una de las gráficas se puede observar como queda la ecuación de Shockley (12) con el ajuste realizado.

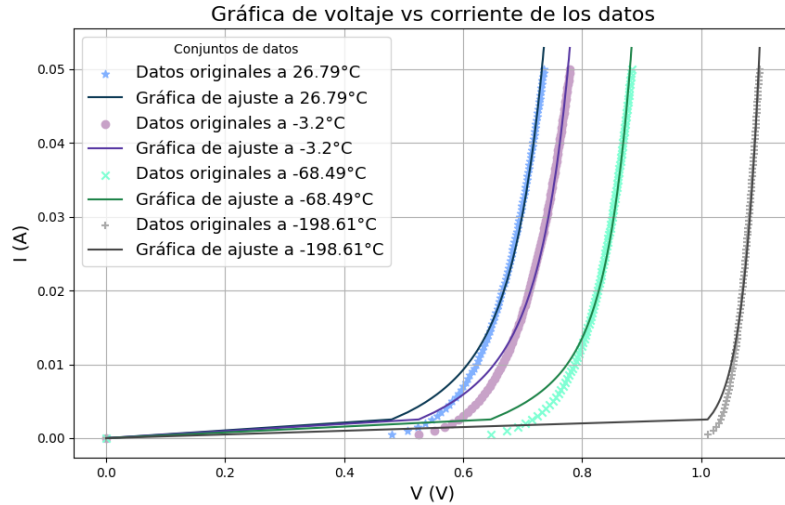


Figura 50. Ajustes de los datos tomados de un diodo rectificador a diferentes temperaturas.

Como se puede observar en la figura 50 y por separado en la figura 49, se ajustan los datos obtenidos a la ecuación de Shockley (2), de acá se puede observar que la corriente de saturación inversa se reduce exponencialmente a medida que la temperatura baja, siendo que a temperatura ambiente es de $2.14\mu A$ mientras que a la temperatura del nitrógeno líquido baja hasta los $1.34 * 10^{-18} A$, valor que es prácticamente cero y no se puede medir a pesar de ser el valor para el ajuste, por otro lado la tensión térmica del diodo disminuye levemente en comparación a la corriente de saturación, siendo para ambas temperaturas ya comparadas de $36.5 mV$ y $14.4 mV$ respectivamente.

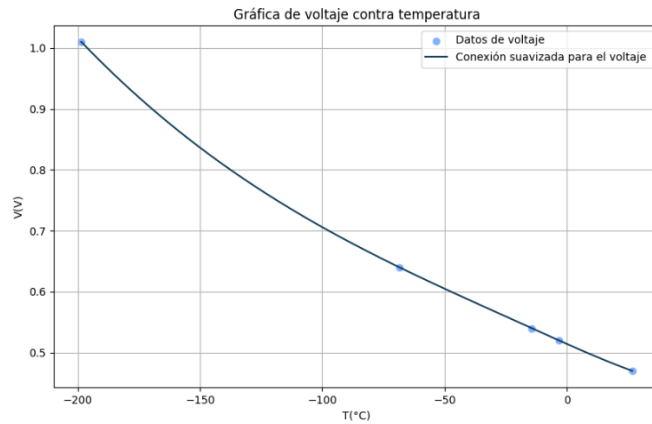


Figura 51. Gráfica del voltaje umbral de un diodo rectificador en función de la temperatura.

Como se puede apreciar de la figura 51 para la tensión de umbral en función de la temperatura, a medida que la temperatura disminuye, el voltaje necesario para que el diodo empiece a dejar pasar corriente aumenta, tal y como se puede predecir en base a la ecuación de Shockley ([12](#)).

Diodo Zener

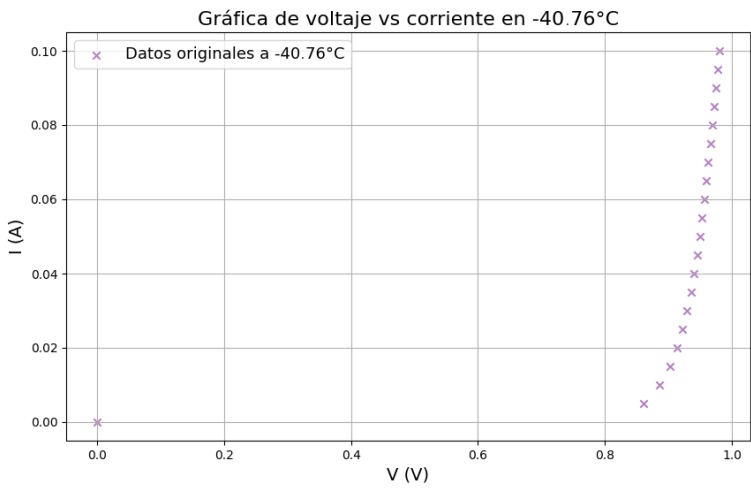
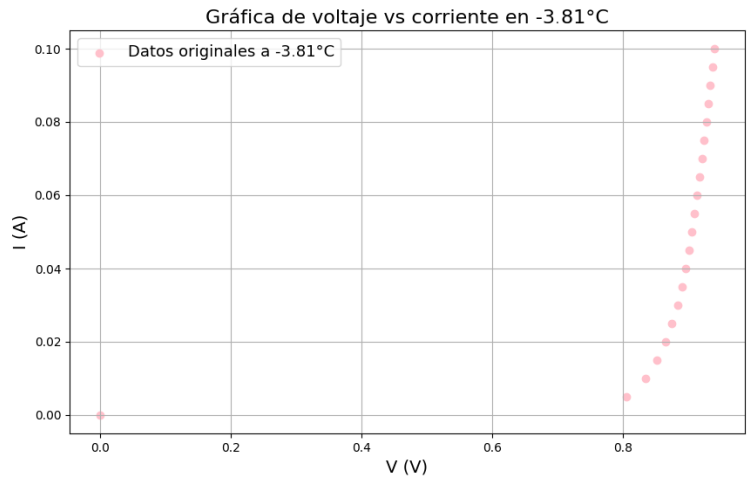
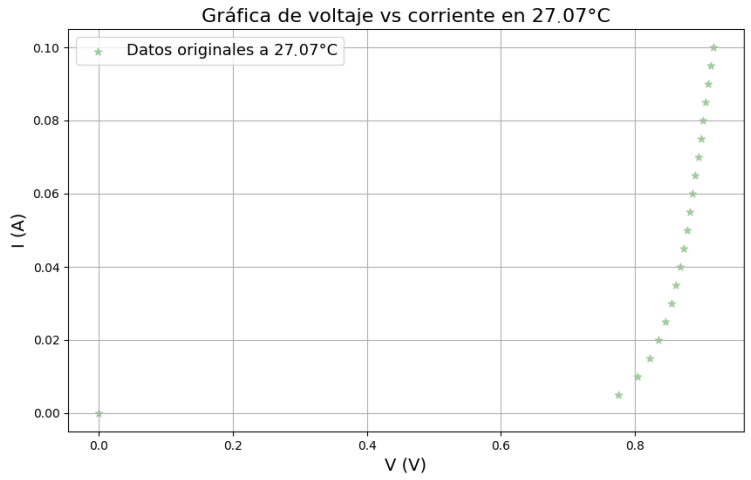
El diodo usado en esta prueba es de referencia BZX-5.1, cuyo montaje se puede apreciar en la figura [52](#). Las mediciones, al igual que para el caso del diodo rectificador usado en la anterior prueba, fueron pensadas para tomar datos cuando el diodo entra en su zona de directa, buscando comparar cómo esta se ve afectada por la temperatura.



Figura 52. Montaje experimental para el diodo Zener.

En la figura [52](#) se puede apreciar la ubicación del diodo Zener dentro del brazo para luego ser introducido dentro del Dewar; de manera similar que para el diodo rectificador, se tuvo en cuenta la polarización del diodo para la ubicación dentro del circuito.

PRESENTACIÓN DE INFORME FINAL TRABAJOS DE GRADO



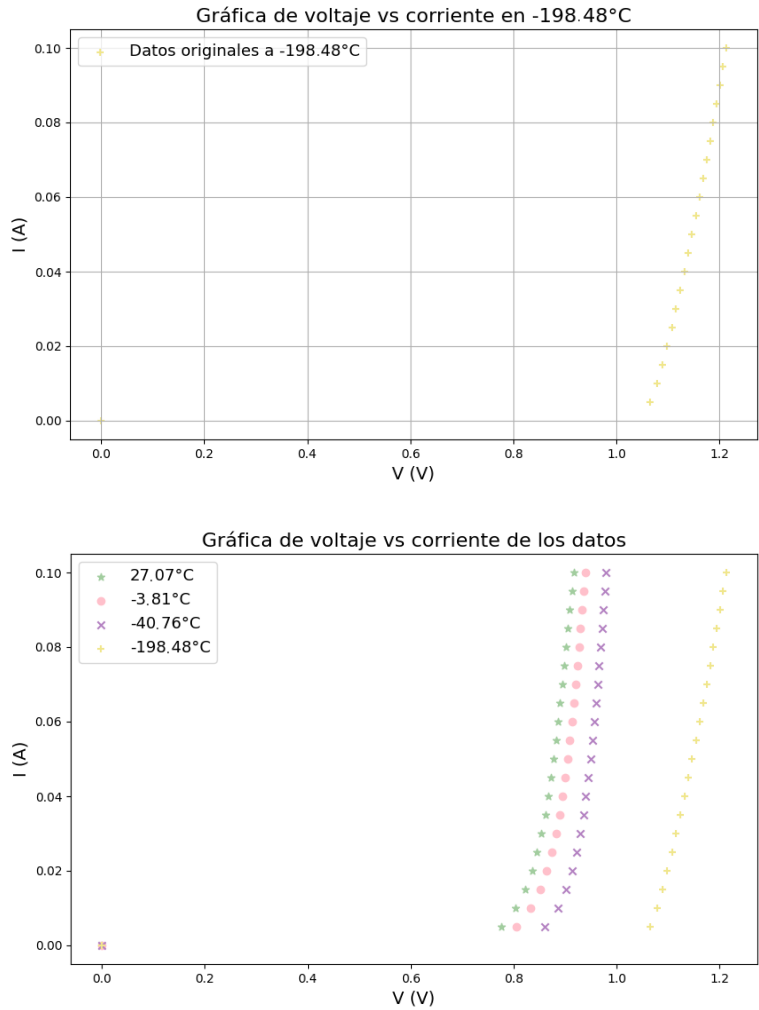
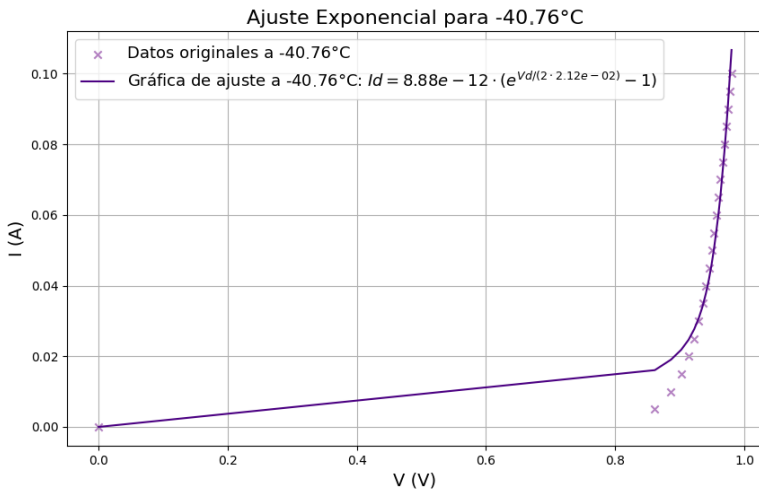
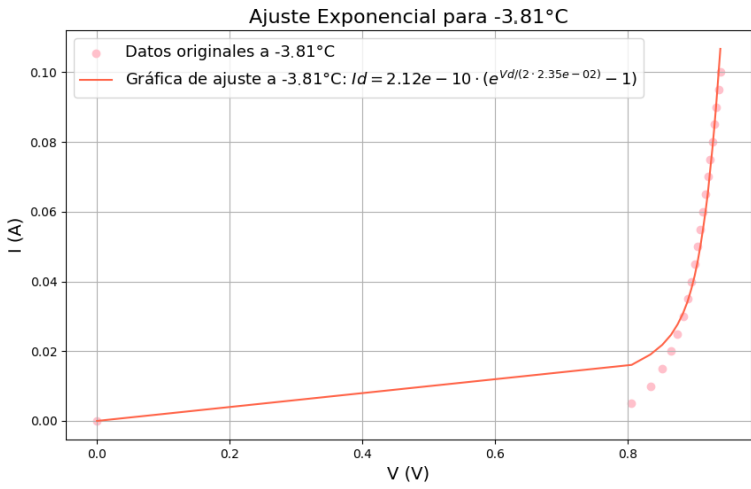
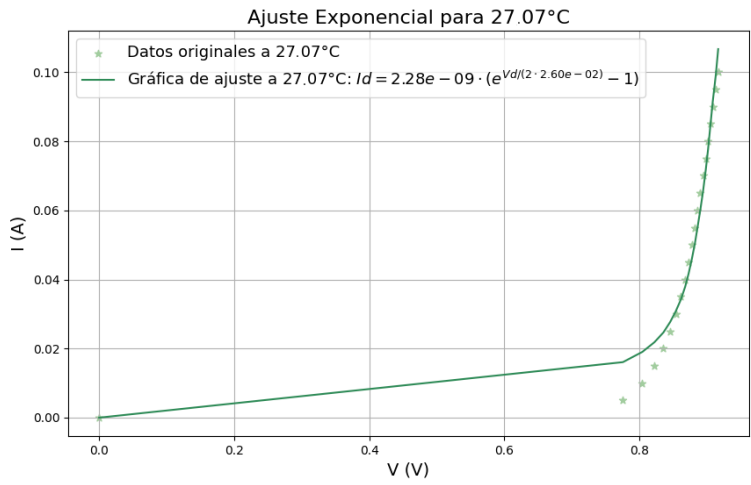


Figura 53. Medidas de voltaje vs corriente de un diodo Zener a diferentes temperaturas.

Como se puede analizar en la figura 53, a temperatura ambiente ($\sim 27^{\circ}\text{C}$) el dispositivo semiconductor tiene su voltaje umbral en los 0.77 V , una vez se ha llegado a la temperatura de -3.81°C dicho umbral sube hasta los 0.8 V , bajando más la temperatura ($\sim -40^{\circ}\text{C}$) se consigue un aumento del voltaje necesario para entrar en la región activa de 0.86 V , por otra parte, una vez alcanzada la temperatura del nitrógeno líquido se alcanza un valor de tensión umbral de 1.06 V . De estos resultados se puede observar que similar al diodo rectificador, los diodos Zener tienen un comportamiento similar de aumento del voltaje umbral en presencia a una disminución de la temperatura.



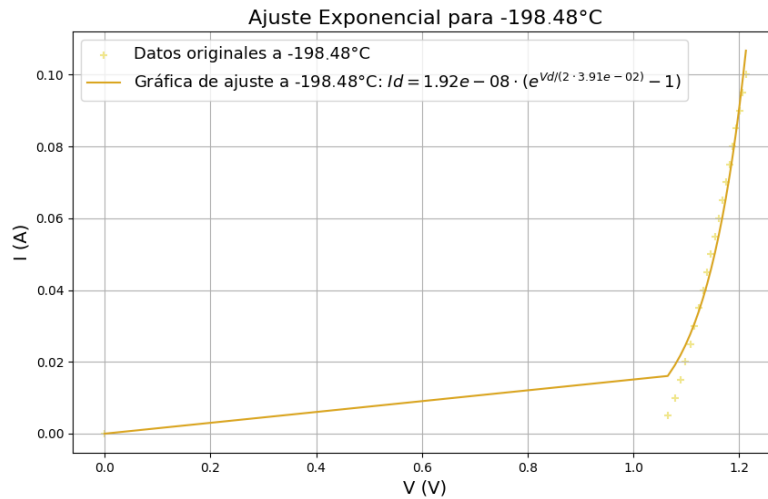


Figura 54. Ajuste de los datos tomados del diodo Zener a diferentes temperaturas por separado.

En la figura 54 se pueden apreciar los ajustes realizados para el diodo Zener a cada temperatura a la que fue sometido, en cada una de las gráficas se puede observar como queda la ecuación de Shockley (12) con el ajuste realizado.

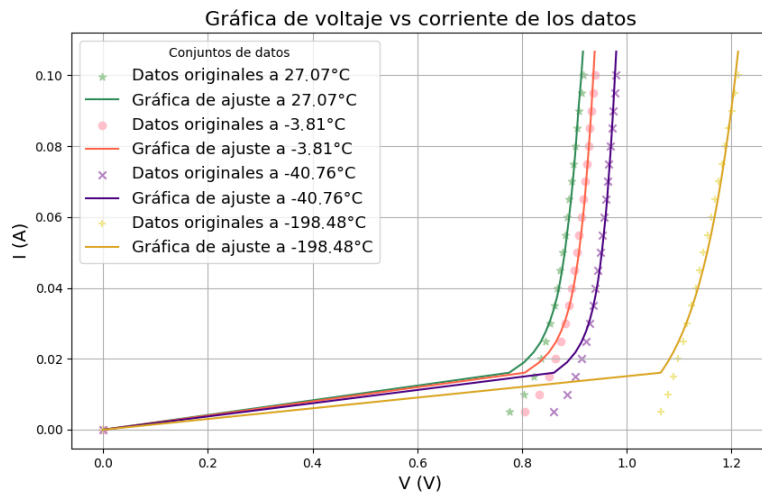


Figura 55. Ajustes de los datos tomados de un diodo Zener a diferentes temperaturas.

Como se puede observar en la figura 55 y por separado para cada curva en la figura 54, se ajustan los datos obtenidos a la ecuación de Shockley, de manera análoga a como se hizo con el diodo rectificador, se usó la ecuación (2). La corriente de saturación se comporta de igual manera con los diodos Zener, teniendo una disminución exponencial a medida que la temperatura disminuye, siendo a temperatura ambiente de $2.28nA$ comparada a la temperatura de $-40.76^{\circ}C$ que tiene una corriente de $0.0088nA$; al igual que la tensión térmica que también disminuye, siendo a temperatura ambiente de $26mV$ y a $-40.76^{\circ}C$ de $21.2mV$. Sin embargo, dentro del nitrógeno

líquido se comporta de manera distinta, aumentando la corriente de saturación inversa y la tensión térmica en comparación a los valores obtenidos en temperatura ambiente, siendo de $19.2nA$ y $39.1mV$.

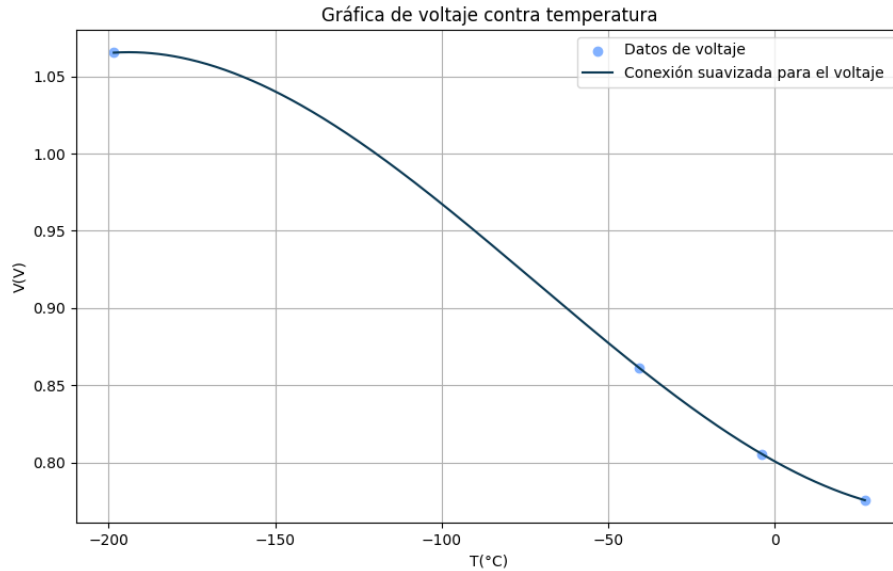


Figura 56. Gráfica del voltaje umbral de un diodo Zener en función de la temperatura.

Al igual que en el caso del diodo rectificador, y como se puede analizar de la figura [56](#), se puede observar que a medida que la temperatura disminuye la tensión de umbral aumenta, siendo este aumento igualmente descrito por la ecuación de Shockley ([12](#)).

BJT

El dispositivo semiconductor que se usó para estas medidas fue un BJT NPN 2N3904, el cual se puede observar en la figura 57, se establecieron cuatro temperaturas de interés para medir y cuatro corrientes de base de 0.3 mA , 0.4 mA , 0.5 mA y 0.6 mA para cada medida. Para la comparación de cómo varía la corriente de colector con la temperatura se va a tomar la corriente de colector cuando el transistor ya se encuentra en su zona de saturación.



Figura 57. Foto del BJT NPN 2N3904.

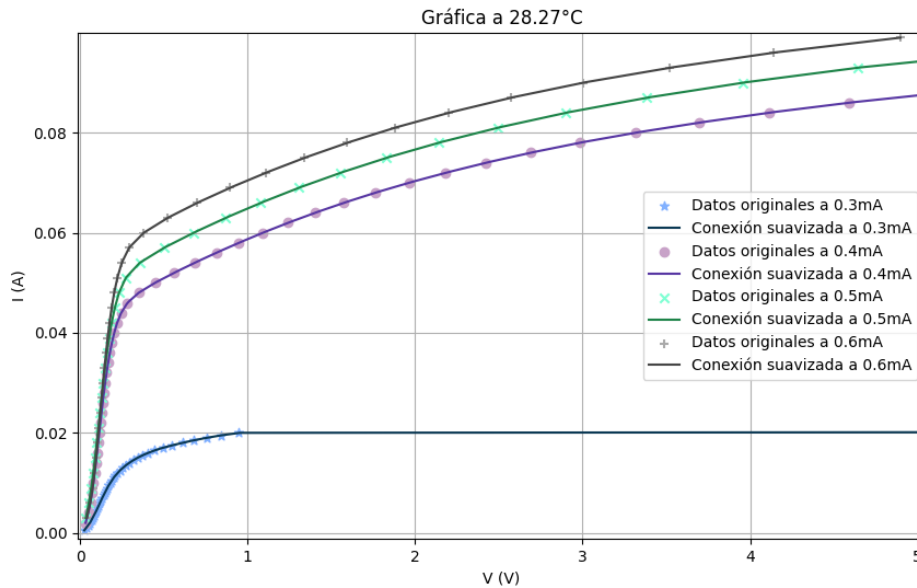


Figura 58. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N3904 a 28.27°C para distintas corrientes de base.

Los primeros datos tomados fueron tomados a temperatura ambiente de 28°C , los cuales se pueden ver en la figura 58, para el caso de $I_b = 0.6\text{mA}$ se obtuvo una corriente de colector $I_c = 0.1\text{A}$ mientras que para $I_b = 0.3\text{mA}$ se obtuvo una $I_c = 0.02\text{A}$. Su ganancia se puede calcular usando la ecuación (14) de manera que:

$$\beta = \frac{0.1}{0.6\text{mA}} = 166.66$$

$$\beta = \frac{0.02}{0.3\text{mA}} = 66.66$$

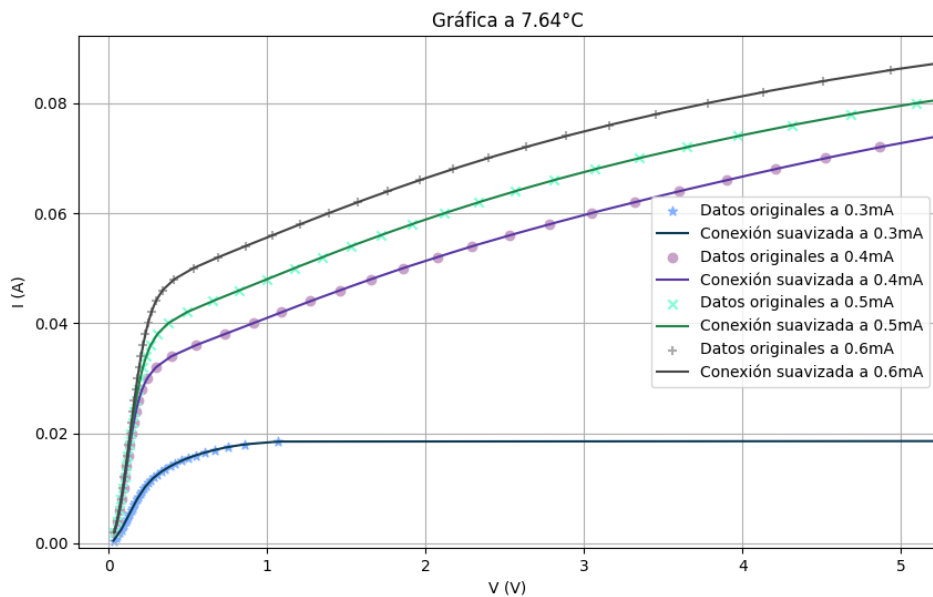


Figura 59. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N3904 a 7.64°C para distintas corrientes de base.

Como se puede ver en la figura 59, para temperaturas por encima del cero (7.64°C) se obtuvo para un $I_B = 0.6\text{mA}$, una corriente de colector $I_C = 0.086\text{A}$. Luego bajando la corriente de base a $I_B = 0.3\text{mA}$, la corriente de colector disminuye hasta $I_C = 0.019\text{A}$. De estos resultados se puede observar que comparados con los datos tomados a temperatura ambiente la corriente de colector está disminuyendo con la temperatura, por lo que el transistor está perdiendo ganancia.

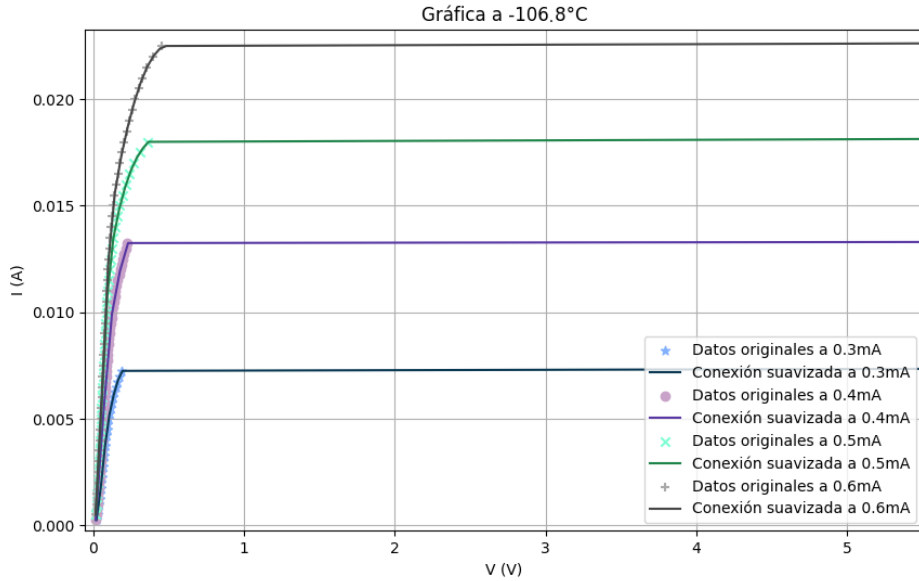


Figura 60. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N3904 a $-106.8^{\circ}C$ para distintas corrientes de base.

Al llegar a los $-106.8^{\circ}C$, como se puede analizar en la figura 60, se obtiene una disminución considerable en la ganancia para la corriente del colector en comparación a las anteriores medidas, en el caso para corriente de base de $I_B = 0.6mA$ se obtuvo $I_C = 23mA$, disminuyendo la corriente de la base a $I_B = 0.3mA$ se logra una corriente de colector $I_C = 7.5mA$. Se puede sacar en claro que al continuar disminuyendo la temperatura la ganancia en el transistor se ve afectada, a pesar de que todavía se puede considerar que el transistor está amplificando ya que teniendo en cuenta la fórmula de ganancia de del BJT (14) se obtiene que:

$$\beta = \frac{23mA}{0.6mA} = 38.33$$

$$\beta = \frac{7.5mA}{0.3mA} = 25$$

De manera que como se puede observar empobrece drásticamente su ganancia en comparación a las ganancias obtenidas a temperatura ambiente, por otra parte, la calidad de la señal al entrar en modo de saturación mejora notablemente, acercándose más a la forma teórica de la curva de un BJT de salida.

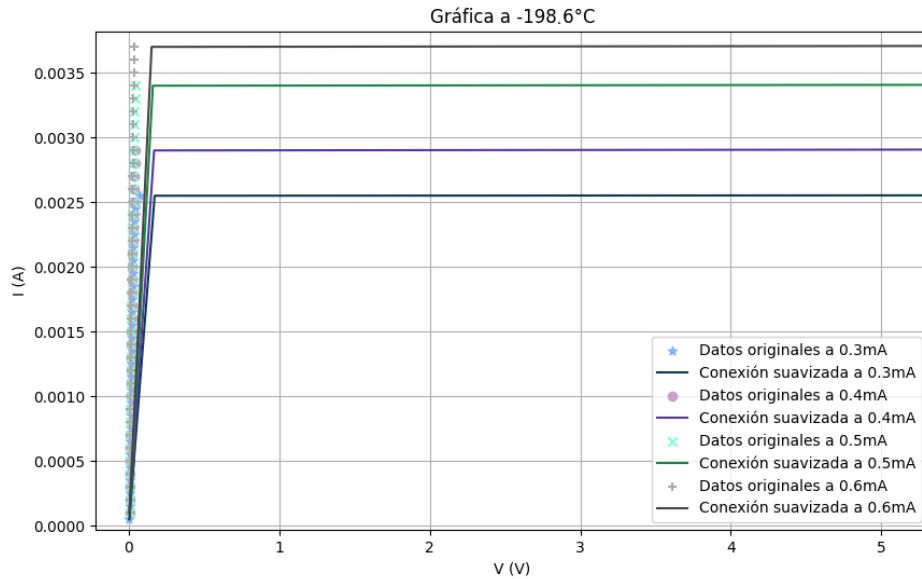


Figura 61. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N3904 a -198.6°C para distintas corrientes de base.

En los -198.6°C la ganancia del transistor es ínfima, en el caso para corriente de base de $I_B = 0.6\text{mA}$ se obtuvo $I_C = 3.8\text{mA}$, disminuyendo la corriente de la base a $I_B = 0.3\text{mA}$ se logra una corriente de colector $I_C = 2.6\text{mA}$. De estos datos se puede analizar que la salida de la corriente del colector fue seriamente afectada al llegar a la temperatura del nitrógeno líquido, a pesar de que todavía se puede considerar que el transistor está amplificando, esta ganancia es bastante pobre ya que teniendo en cuenta la fórmula de ganancia de del BJT (14) se obtiene que:

$$\beta = \frac{3.8\text{mA}}{0.6\text{mA}} = 6.33$$

$$\beta = \frac{2.6\text{mA}}{0.3\text{mA}} = 8.66$$

De estos resultados se puede decir que el transistor apenas y está amplificando en la salida, por otra parte, la calidad de la señal al entrar en modo de saturación siguió mejorando, como se puede observar de la figura 61 la calidad de la señal en su región de saturación y su región activa se acercan a lo que se esperarías de la forma teórica de salida de un transistor BJT; a pesar de esto, las pruebas dentro del nitrógeno líquido fueron destructivas para el transistor, quedando completamente inservible al salir del nitrógeno líquido.

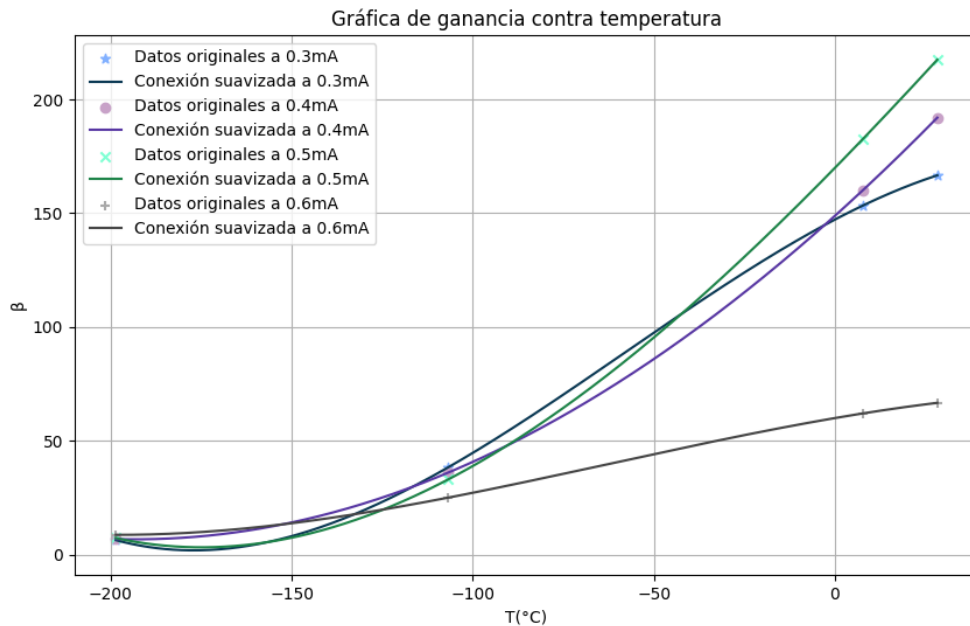


Figura 62. Gráfica de la ganancia de un BJT NPN 2N3904 en función de la temperatura.

En la figura [62](#) se puede observar las curvas de la ganancia β en función de la temperatura para las distintas corrientes de base, se puede sacar en claro que para las cuatro corrientes de base con las que se probó el transistor a medida que la temperatura disminuía, la ganancia también disminuía, tendiendo prácticamente el mismo valor de ganancia al llegar a la temperatura del nitrógeno líquido.

JFET

El dispositivo semiconductor que se usó para estas medidas fue un JFET 2N3819, que se puede observar en la figura 63, se establecieron tres temperaturas de interés para medir y tres voltajes en *ground* de 0 V, -0.5 V y -1 V para cada medida. Para poder comparar la ganancia que tiene este JFET dependiendo de la temperatura se toma como referencia la corriente de *drain* para un V_{DS} de 5 V.



Figura 63. Foto del JFET 2N3819.

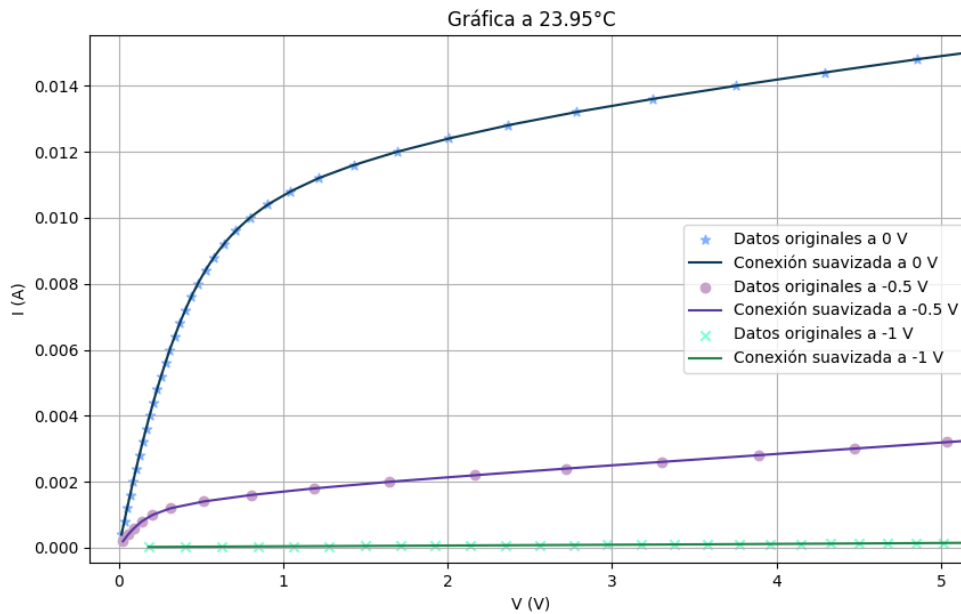


Figura 64. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N3819 a 23.95°C para distintos voltajes de gate.

Primero se toman datos a temperatura ambiente ($\sim 24^\circ\text{C}$), que se pueden ver en la figura 64, para un $V_G = 0\text{ V}$ se obtiene una corriente de *drain* de $I_d = 15\text{ mA}$, mientras que para $V_G = -0.5$ se consiguió $I_d = 3.25\text{ mA}$. Se calcula la transconductancia del MOSFET usando la ecuación (16), de tal manera que:

$$g_m = \frac{(15\text{mA} - 3.25\text{mA})}{(0 - (-0.5))} = 23.5 \text{ mS}$$

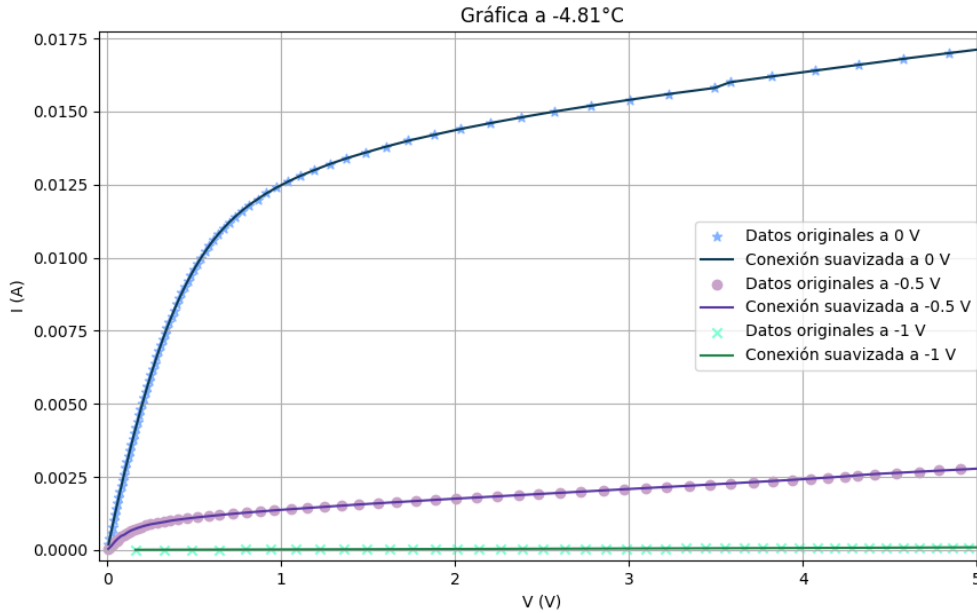


Figura 65. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N3819 a -4.81°C para distintos voltajes de gate.

Para inicios de temperaturas por debajo de los -4.81°C , cuyos datos se pueden apreciar de la figura 65, se encontró que para $V_G = 0\text{V}$ existe una corriente de $I_d = 17 \text{ mA}$ mientras que para $V_G = -0.5\text{V}$ se obtienen $I_d = 2.8 \text{ mA}$. De estos resultados se puede comparar que ha aumentado la transconductancia en comparación con la temperatura ambiente, teniendo en cuenta la ecuación (16) se obtiene:

$$g_m = \frac{(17\text{mA} - 2.8\text{mA})}{(0 - (-0.5))} = 28.4 \text{ mS}$$

Por lo que se puede ver, la transconductancia ha aumentado en comparación a su valor a temperatura ambiente, por otra parte, la calidad de la señal no ha cambiado bastante en comparación.

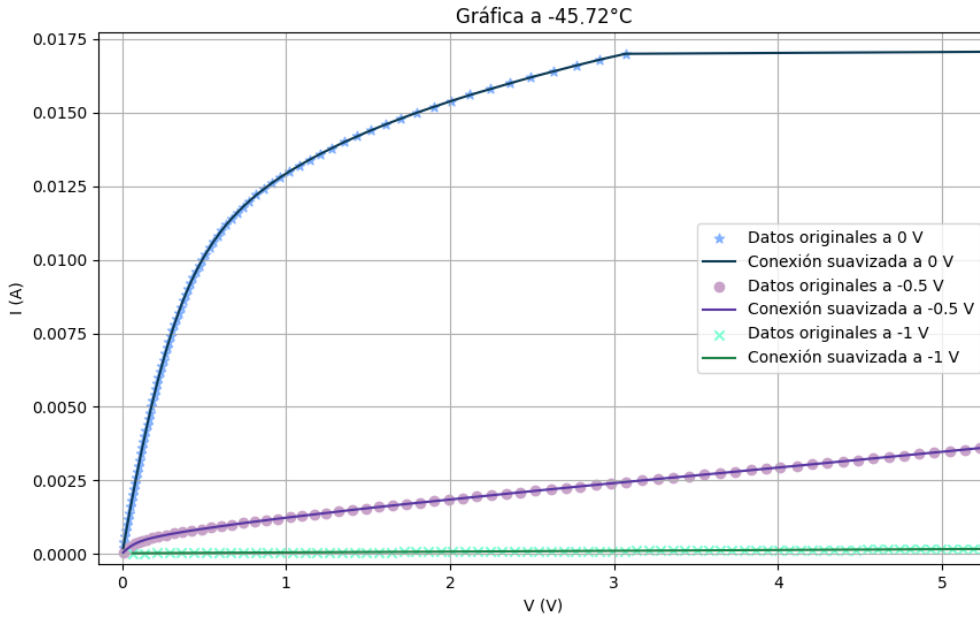


Figura 66. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N3819 a -45.72°C para distintos voltajes de gate.

Para el caso más bajo de los datos tomados de -45.72°C se consigue en $V_G = 0\text{V}$ una corriente de *drain* de $I_d = 17.2\text{mA}$, por otro lado, para $V_G = -0.5\text{V}$ se obtuvieron $I_d = 3.5\text{mA}$, por lo que creció la ganancia bastante más en comparación con la anterior medida. De estos resultados se puede decir que al bajar la temperatura del transistor se obtiene una mejora en la ganancia de este, por otro lado, la entrada en la zona activa del dispositivo semiconductor no tuvo mayores cambios.

$$g_m = \frac{(17.2\text{mA} - 3.5\text{mA})}{(0 - (-0.5))} = 27.4 \text{ mS}$$

Como se puede apreciar en la figura [66](#), la ganancia del transistor ha disminuido un poco en comparación a la anterior medida, además de que la calidad de la señal no ha cambiado en comparación a su valor en temperatura ambiente al igual que el caso anterior.

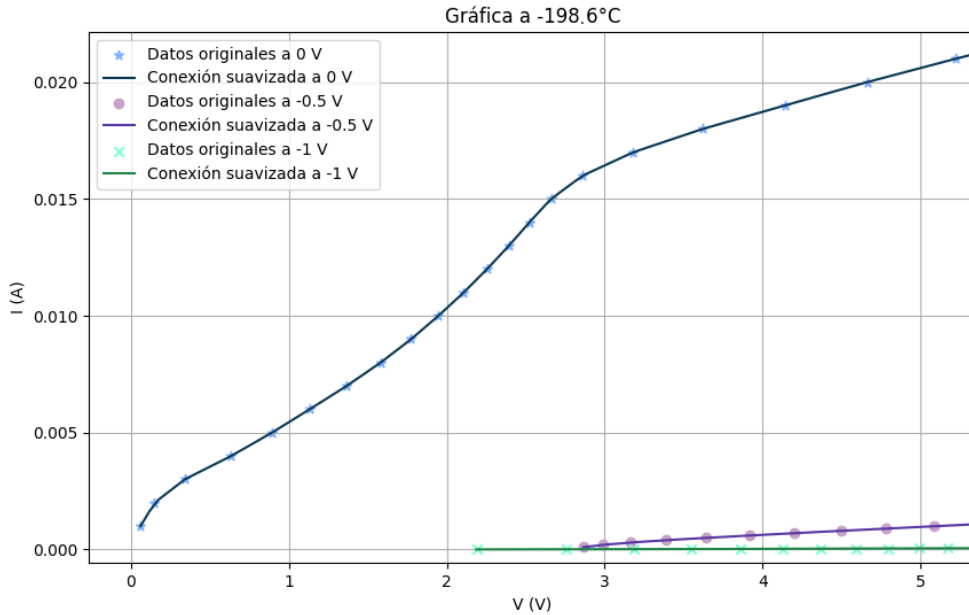


Figura 67. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N3819 a -198.6°C para distintos voltajes de *gate*.

Como se puede ver en la figura 67, el JFET empieza a comportarse de manera inadecuada, dando como resultado una señal que si bien sin estrangulamiento por parte del voltaje de *gate* está amplificando, no se comporta de la manera deseada al aumentar la tensión entre el *drain* y el *source*, por otro lado a medida que se inyecta un voltaje de *gate* se nota como el transistor estrangula la corriente de *drain*, siendo prácticamente cero, aunque para un $V_G = -0.5\text{V}$ se puede observar que después de cierto punto empieza a haber corriente. Por otra parte, no se puede calcular una transconductancia en estas condiciones debido a la pobre calidad de la señal de parte del transistor, no pudiendo llegar a la zona de saturación.

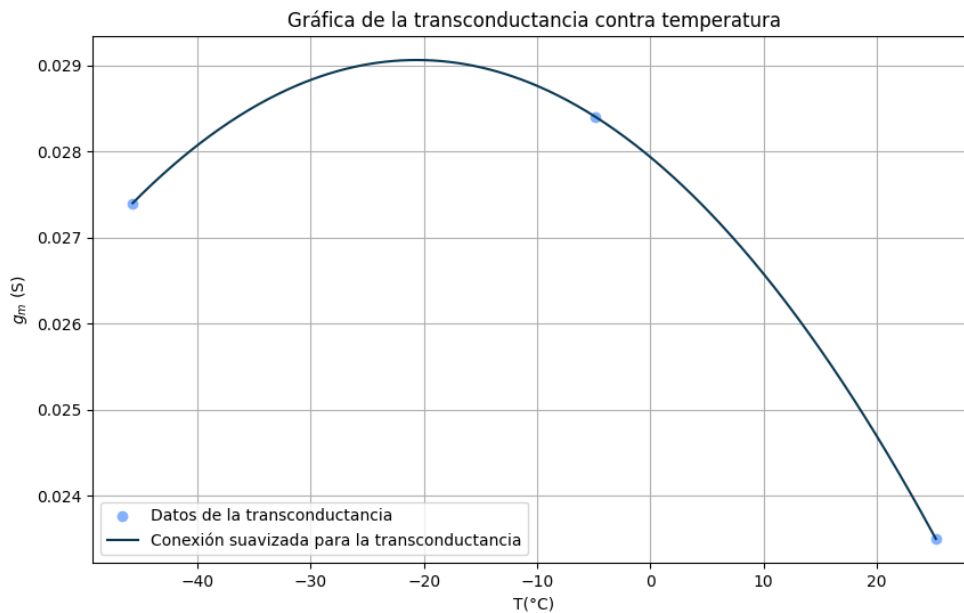


Figura 68. Gráfica de la transconductancia del JFET 2N3819 en función de la temperatura.

Al analizar la figura [68](#) que muestra el comportamiento de la transconductancia en función de la temperatura, se puede ver que esta aumenta en relación con la temperatura, sin embargo al bajar la temperatura a la que es expuesta el transistor por cerca de los -20°C esta transconductancia empieza a disminuir en comparación al valor obtenido en -4.81°C , además de como ya se había explicado anteriormente la calidad de la señal se pierde considerablemente.

MOSFET

El dispositivo semiconductor que se usó para estas medidas fue un MOSFET canal N 2N7000, que se puede ver en la figura 69, se establecieron tres temperaturas de interés para medir y tres voltajes en la base de 1.5 V, 1.75 V y 2 V para cada medida. Para poder comparar la ganancia que tiene el MOSFET dependiendo de la temperatura se toma como referencia la corriente de *drain* para un V_{DS} de 5 V.

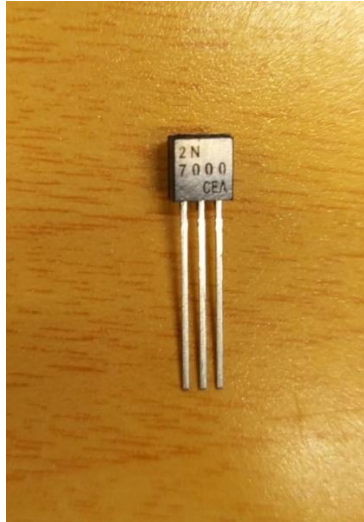


Figura 69. Foto del MOSFET 2N7000

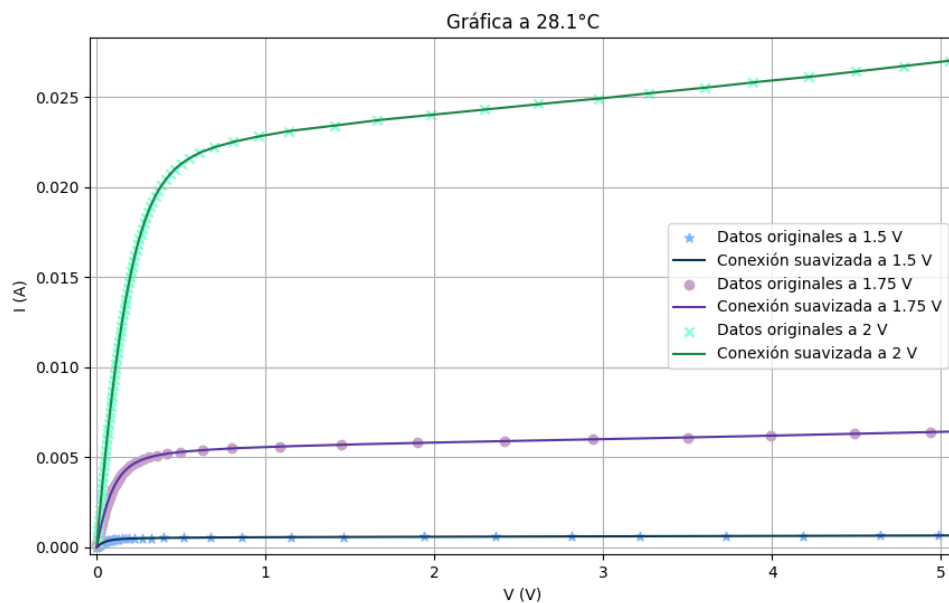


Figura 70. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N7000 a 28.1°C para distintos voltajes de gate.

Como se puede observar en la figura 70, se tiene que a temperatura ambiente y teniendo un $V_G = 2V$ se obtiene a la salida $I_D = 27mA$, para $V_G = 1.75V$ se estrangula la corriente de *drain*

hasta $I_D = 6.5mA$. Se usa la ecuación (16) para calcular la transconductancia del MOSFET a temperatura ambiente como:

$$g_m = \frac{(27mA - 6.5mA)}{(2 - 1.75)} = 82 mS$$

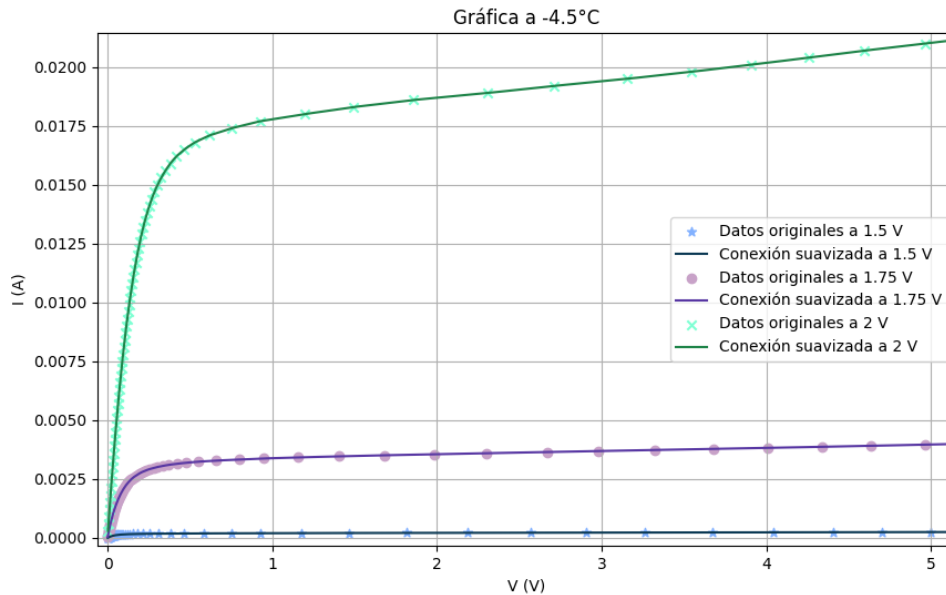


Figura 71. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N7000 a $-4.5^{\circ}C$ para distintos voltajes de gate.

Para inicios de temperatura por debajo de los $0^{\circ}C$ en los $-4.5^{\circ}C$, cuyos datos se pueden ver en la figura 71, se encontró que para $V_G = 2V$ existe una corriente de $I_d = 21 mA$ mientras que para $V_G = 1.75V$ se obtienen $I_d = 4 mA$. De estos resultados se puede comparar que ha disminuido la corriente de drenador en ambos casos, calculando la transconductancia teniendo en cuenta la ecuación (16) se obtiene:

$$g_m = \frac{(21mA - 4mA)}{(2 - 1.75)} = 68 mS$$

Por lo que se puede ver, la transconductancia ha bajado en comparación a su valor a temperatura ambiente, por otra parte, la calidad de la señal no ha cambiado en comparación.

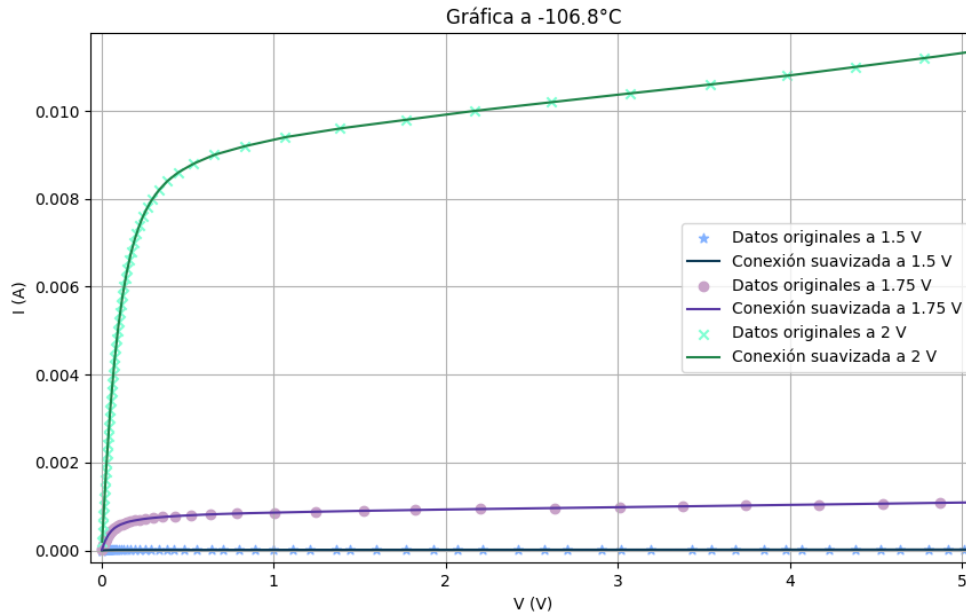


Figura 72. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N7000 a -106.8°C para distintos voltajes de gate.

La toma de medidas a los -106.8°C , como se puede observar en la figura 72, arroja como resultados en $V_G = 2\text{V}$ da una corriente de $I_d = 11\text{mA}$, mientras que para $V_G = 1.75\text{V}$ se consigue una corriente de $I_d = 1\text{mA}$. Calculando la transconductancia se obtiene que:

$$g_m = \frac{(11\text{mA} - 1\text{mA})}{(2 - 1.75)} = 40\text{ mS}$$

De manera que la transconductancia y por tanto la ganancia del transistor ha seguido disminuyendo a razón de la disminución de la temperatura.

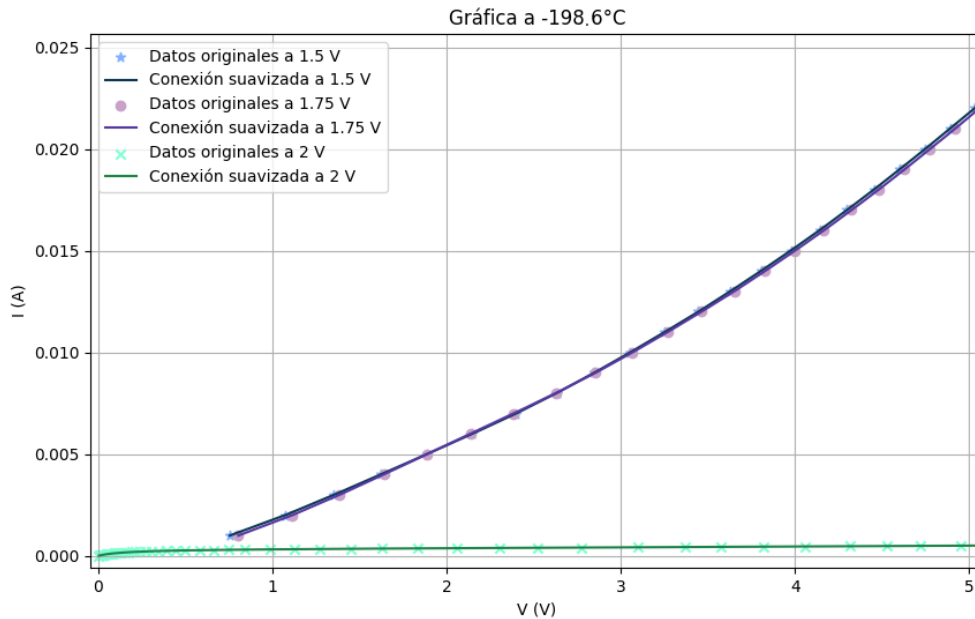


Figura 73. Medidas de la corriente en función del voltaje del 2N7000 a -198.6°C para distintos voltajes de gate.

Una vez llegada a la temperatura del nitrógeno líquido, como se puede ver en la figura 73, el transistor deja de funcionar adecuadamente, sin embargo, tanto para los valores de $V_G = 1.75\text{V}$ y $V_G = 1.5\text{V}$ se obtienen ganancias muy por encima de los valores anteriormente obtenidos en el punto de $V_{DS} = 5\text{V}$, aumentando la corriente de *drain* para ambas tensiones hasta $I_d = 22\text{mA}$; a pesar de esto, la calidad de la señal característica de un transistor MOSFET se pierde, sin llegar a un punto de saturación, además, no es posible calcular una transconductancia fiable. Por otro lado, el transistor sobrevivió a las pruebas realizadas a pesar de este comportamiento en estas condiciones.

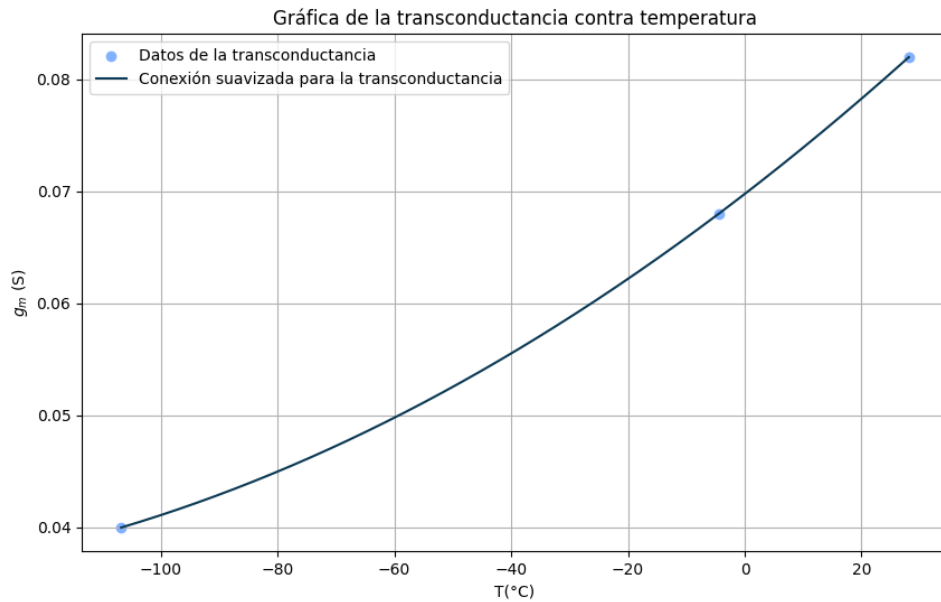


Figura 74. Gráfica de la transconductancia del MOSFET 2N7000 en función de la temperatura.

Al analizar la figura [74](#) que muestra la gráfica de la transconductancia contra la temperatura, se puede sacar en claro que a medida que la temperatura disminuye, la transconductancia en el MOSFET también empieza a disminuir, además de la pérdida en la calidad de la señal.

Capítulo 4: Análisis de los resultados

En el primer experimento con un resistor se puede apreciar el comportamiento de la resistencia en función de la temperatura observable en la figura [36](#), a medida que se disminuye la temperatura se pierde resistencia por parte del material conductor, por otra parte, el resistor no tuvo comportamientos anómalos que afectaran la linealidad de la ley de Ohm para la generación de la curva voltiamperíca. En el caso de los condensadores son mucho más afectados por las variaciones de temperatura los capacitores cerámicos, como se pudo apreciar en la figura [41](#), para la capacitancia en función de la temperatura para un capacitor, a medida que la temperatura disminuye la capacitancia aumenta, y por tanto, de la relación $\tau = RC$ se obtiene que el tiempo de carga para un circuito RC aumenta también; por otra parte, en el caso de los condensadores electrolíticos la capacitancia disminuye (véase la figura [46](#)), la variación debida a la temperatura en estos condensadores no es tan notoria como en el caso de los capacitores cerámicos, además, se debe de tener en cuenta la variación de la resistencia interna en el capacitor, pero se pudo calcular la capacitancia al realizar el ajuste de los datos a la ecuación de carga en una capacitancia; sin embargo, al llegar a la temperatura del nitrógeno líquido el capacitor pierde su comportamiento normal, llegando al nivel de voltaje al que se supone que debe de cargarse de inmediato, pero generando bastantes picos de corriente en el tiempo. De las pruebas realizadas en estos componentes pasivos, ninguna fue destructiva, a pesar del comportamiento anómalo en el capacitor electrolítico este se pudo probar después de haber sido expuesto al nitrógeno líquido y mostraba un comportamiento normal.

En el caso de los diodos se puede apreciar en el caso del diodo rectificador que al bajar la temperatura su *gap* para entrar en zona activa aumenta considerablemente, tal y como se muestra en la figura [51](#); igualmente para el diodo Zener se presentó un comportamiento parecido que se puede observar en la figura [56](#), la tensión de umbral necesaria para que el diodo entrara en la zona de corriente directa aumenta de manera inversa a la temperatura. Por otro lado, en ninguno de los dos diodos se presentaron anomalías en la función principal del diodo, es decir, el diodo continúa bloqueando el paso de corriente si se inyecta una tensión menor al voltaje de *gap*. Por otra parte, se corrobora que la corriente de fuga inversa disminuye exponencialmente con la temperatura, llegando al orden de 10^{-18} dentro del nitrógeno líquido para el caso del diodo rectificador, por otra parte, la tensión térmica disminuye lentamente en comparación a la magnitud con la que varía dicha corriente; por otro lado, en el diodo Zener al entrar dentro del nitrógeno líquido estas dos variables se comportan distinto, superando la corriente de fuga inversa en un orden a su valor a temperatura ambiente, mientras que la tensión térmica aumenta levemente en comparación a la misma temperatura, sin embargo, cabe resaltar que antes de entrar dentro del nitrógeno líquido el diodo Zener tenía un comportamiento parecido al diodo rectificador en la disminución de su temperatura.

El comportamiento del BJT NPN 2N3904 al disminuir la temperatura afectó su ganancia negativamente, como se puede observar de la figura [62](#), llegando ser de entre 6.33 y 8.66 dentro del nitrógeno líquido como se pudo medir, por otra parte se notó como al ir bajando la temperatura la calidad de la señal del transistor mejoraba, siendo cada vez más cercana a la forma de salida de un BJT teórica, sin embargo, al salir de las condiciones del nitrógeno líquido el transistor se destruyó, quedando completamente inservible.

Para el transistor JFET 2N3819, como se puede apreciar en la gráfica de transconductancia en función de la temperatura (véase la figura [68](#)), se pudo apreciar cómo la transconductancia en su forma como amplificador se ve favorecida por la disminución de la temperatura; dicho comportamiento no afecta la calidad de la señal de salida para el dispositivo semiconductor, sin embargo, la calidad de la señal si se ve seriamente afectada dentro del nitrógeno líquido, no pudiendo llegar a una región de saturación y comportándose de manera rara, a pesar de esto se pudo apreciar que la corriente de drenador aumentó en comparación a las medidas antes de entrar dentro del nitrógeno líquido. Cabe resaltar que a diferencia del BJT y a pesar del comportamiento singular dentro del nitrógeno líquido el transistor funcionó de manera normal una vez se retiró de estas condiciones.

El transistor MOSFET 2N7000 a diferencia del JFET disminuyó su transconductancia (obsérvese la figura [74](#)) a medida que la temperatura disminuía, siendo más notable la variación por la temperatura que en el anterior caso, a pesar de esto el transistor permaneció la calidad de su señal hasta antes de ser insertado dentro del nitrógeno líquido; dentro de este el MOSFET perdió la calidad de su señal, sin embargo se pudo notar como a pesar de esto empezó a amplificar por encima de los datos obtenidos antes de ser introducido, llegando casi hasta la ganancia que se tiene a temperatura ambiente.

Como se puede observar de la figura [74](#) y la figura [62](#), en el caso del BJT y del MOSFET ocurre que la ganancia del transistor se va disminuyendo con la temperatura, a pesar de que en el caso del BJT ocurre una mejora en la calidad de la señal y que para el caso del MOSFET dentro del nitrógeno líquido ocurre una ganancia súbita que llega hasta casi que la ganancia a temperatura ambiente, a pesar de que se pierde por completo la calidad de la señal del amplificador como sucedió en el caso del JFET, aunque en este caso ocurre que el transistor mejora su ganancia. Estas variaciones que parecen estar en desacuerdo con lo anteriormente mencionado en el marco teórico con respecto a cómo se mejora la ganancia de los dispositivos semiconductores puede ser explicada por cómo son construidos estos transistores por el fabricante, cabe resaltar que estos dispositivos no están fabricados para funcionar a estas condiciones, por lo que condiciones como el empaquetado, los materiales usados y las características internas del semiconductor pueden llegar a generar distintos resultados, por ejemplo dentro de la ecuación que relaciona la corriente de colector con el voltaje base-emisor para un BJT se tiene que:

$$I_C = I_S [e^{(V_{BE}/V_T)} - 1] \quad e. c. (21)$$

Donde la corriente de saturación I_S disminuye exponencialmente con la temperatura mientras que el factor exponencial $e^{(V_{BE}/V_T)}$ aumenta a medida que la temperatura disminuye, por lo tanto, ambos términos aportan de manera contrarias entre sí en la corriente de colector [3]. Este tipo de comportamientos, que tal y como ya se habían expuesto dentro del marco teórico para explicar la variación con la temperatura de un material semiconductor, como los tipos de dispersión y el congelamiento de las cargas; son los que en conjunto pueden generar distintos resultados en el comportamiento del dispositivo semiconductor.

Capítulo 7: Conclusiones

- El prototipo para tomar medidas a bajas temperaturas usando nitrógeno líquido demostró ser útil y funcional dentro de los experimentos realizados, además de que se pudo implementar tanto la movilidad de la barra transportadora, los sensores de temperatura, el voltímetro y el generador de corriente dentro de un mismo código embebido, de manera que se puede dar control y tomar datos de estas variables de manera óptima dentro de un mismo ordenador.
- Los distintos componentes pasivos como resistores y capacitores se pudieron medir adecuadamente, pudiendo caracterizar su comportamiento y lograr ajustes de sus datos para poder analizar qué tanto varía la resistencia y la capacitancia para ambos componentes respectivamente, además, se pudo analizar como a la temperatura de -198°C los capacitores electrolíticos se comportan de manera extraña, perdiendo la naturaleza capacitiva, como se pudo estudiar al ver cómo se comporta su carga dentro de un circuito RC.
- Los diodos tuvieron un comportamiento esperado, subiendo su tensión umbral a medida que bajaba la temperatura, cumpliéndose las reglas que se habían presentado en el marco teórico con respecto a la corriente de fuga inversa y a cómo la subida de la tensión umbral se debe al ensanchamiento de la zona de deplexión del diodo.
- Los transistores se comportaron de distintas maneras, en el caso del BJT hubo disminución de la ganancia a medida que caía la temperatura, pero se iba mejorando la calidad de la señal; para los JFET la ganancia aumentaba levemente, aunque al llegar a estar sumergido dentro del nitrógeno líquido se obtuvo que la calidad de la señal se perdía completamente, a pesar de que hubo una subida en la ganancia considerable. Por otro lado, para los MOSFET, la ganancia disminuía con la temperatura con mayor variación de lo que fue la variación del aumento de la ganancia en los JFET, sin embargo, al llegar a estar sumergido se perdió la calidad de la señal, y mientras que para el mayor voltaje de gate se perdió por completo la respuesta de la corriente de *drain*, se obtuvo que para las otras hubo una subida de ganancia considerable.
- Como se pudo explicar durante el análisis de los datos, la variación en la respuesta de los transistores a la disminución de la temperatura se puede deber a distintos factores, desde los materiales con los que se fabrica el dispositivo semiconductor hasta el empaquetado que este tiene. Se puede sacar en claro que no hay una regla para todos los transistores ya que depende del fabricante y el propósito con el que se fabrican, durante las pruebas se usaron dispositivos semiconductores y materiales pasivos vendidos comúnmente por distribuidoras en la región, por lo que si se analizan los *data sheets* de dichos componentes se podrá ver que no se suelen hacer pruebas en este tipo de condiciones, ya que no suele ser interés del fabricante por la rareza de este tipo de aplicaciones.
- El poder analizar el comportamiento de estos componentes a temperaturas criogénicas permite tener una mejor noción de qué tan confiables son los valores que aseguran los

fabricantes en los *datasheets*, siendo que incluso a temperatura ambiente para algunos de ellos no se cumplía exactamente lo prometido. Por otro lado, permite hacer estudios y poder catalogar los componentes para usos en los que la refrigeración a ultra bajas temperaturas es conveniente, por lo que el poder asegurar que ciertos componentes se destruyen (como el caso del BJT 2N3904) o que no funcionan de manera adecuada (como lo fueron el capacitor de electrolítico, el MOSFET y el JFET) permite tomar conclusiones sobre el poder usar dichos dispositivos.

- Para posteriores mejoras en el estudio se pueden analizar componentes con distinto empaquetado al usado durante estas pruebas, el cual fue *trough-hole*, ya que como se discutió anteriormente el empaquetado puede afectar en cómo se comportan los componentes, ya que la transferencia de calor con el ambiente puede variar en comparación con un transistor con empaquetado SMD por ejemplo. Por lo que se hace pertinente para tener una mayor noción del comportamiento a bajas temperaturas el poder comparar distintos empaquetados de un mismo elemento para poder determinar su comportamiento voltiamperico o incluso si el tipo de empaquetado determina si el elemento se destruye.

Anexos

Código para la instrumentación

El siguiente es el código usado para las comunicaciones entre el voltímetro HP 3456A, la fuente KEITHLEY 236 y la computadora. En este se programan ambos instrumentos y se escribe un archivo XLSX. Dicho programa fue usado para tomar datos con los dispositivos semiconductores y el resistor.

```
import pyvisa
import time
import pandas as pd
from openpyxl.chart import ScatterChart, Series, Reference
from pt100_serial import PT100_serial
import matplotlib.pyplot as plt

def programar_generador(generator, voltimetro, df, level, delay, tiempo,
temperatura, ax, a2x, line, line2):
    # Configura el generador y mide sus valores junto con el voltímetro
    generator.write("REMOTE716") # Configura el generador en modo remoto
    generator.write("F1,0X") # Configura el generador como un generador de
corriente directa (se debe de enviar dos veces para que el instrumento lo acepte)
    generator.write("F1,0X")
    generator.write(f"B'{level}',0,0X") # Ajusta el nivel del generador
    generator.write("L100,0X") # Configura la carga del generador
    generator.write("R1X") # Habilita la entrada de la señal de trigger
    generator.write("N1X") # Pone el instrumento en el estado Operate
    generator.write("H0X") # Envía la señal del trigger
    generator.write("G1,2,0X") # Configura el formato de comunicacion del
generador con la computadora
    time.sleep(delay) # Espera por el tiempo especificado
    df = medir_generador_y_voltimetro(generator, voltimetro, df, tiempo,
temperatura, ax, a2x, line, line2) # Mide y actualiza el DataFrame
    return df # Retorna el DataFrame actualizado

def programar_voltimetro(voltimetro):
    # Configura el voltímetro para medir
    voltimetro.write("F10STX") # Configura el voltímetro
    voltimetro.write("10NX") # Configura el voltímetro

def medir_generador_y_voltimetro(generator, voltimetro, df, tiempo, temperatura,
ax, a2x, line, line2):
    tiempo_maximo = 0.01 # Define el tiempo máximo de medición en la iteración,
para poder tomar varios valores en un intervalo de tiempo antes de pasar al
siguiente nivel de corriente
    inicio_tiempo = time.time() # Guarda el tiempo de inicio
```

```
while (time.time() - inicio_tiempo) < tiempo_maximo: # Ejecuta el bucle
hasta que pase el tiempo máximo
    time.sleep(0.01) # Espera por 0.01 segundos para empezar
    tiempo_actual = time.time() - tiempo # Calcula el tiempo actual

    BUFFER_generador = float(generator.query("*IDN?")) # Lee el valor del
generador
    print("valor medido del generador:", BUFFER_generador)

    BUFFER_voltimetro = float(voltimetro.query("*IDN?")) # Lee el valor del
voltímetro
    print("valor medido del voltímetro:", BUFFER_voltimetro)

    temp = temperatura.read_temp() # Lee la temperatura
    td = temp['td'] if temp else None # Obtiene la temperatura enviada por
el sensor
    print("valor medido de la temperatura:", td)

    # Crea un nuevo DataFrame con los datos actuales
    new_data = pd.DataFrame({'Tiempo': [tiempo_actual], 'Valor_generador':
[BUFFER_generador], 'Valor_voltimetro': [BUFFER_voltimetro], 'Valor_temperatura':
[td]})

    df = pd.concat([df, new_data], ignore_index=True) # Agrega los nuevos
datos al DataFrame original

    # Actualiza la gráfica en tiempo real
    ax.clear()
    ax.plot(df['Valor_voltimetro'], df['Valor_generador'], label='Generador')
    ax.legend()
    line.set_data(df['Valor_voltimetro'], df['Valor_generador'])

    a2x.clear()
    a2x.plot(df['Tiempo'], df['Valor_temperatura'], label='Temperatura')
    a2x.legend()
    line2.set_data(df['Tiempo'], df['Valor_temperatura'])
    plt.pause(0.00001)

return df # Retorna el DataFrame actualizado

def main():
    rm = pyvisa.ResourceManager() # Crea un administrador de recursos de PyVISA
    voltimeter_address = 'GPIB0::22::INSTR' # Dirección del voltímetro
    generator_address = 'GPIB0::16::INSTR' # Dirección del generador
```

```
voltimetro = rm.open_resource(voltimeter_address) # Abre el recurso del
voltímetro
generador = rm.open_resource(generator_address) # Abre el recurso del
generador

nombre_de_la_hoja= 'primera' # Nombre de la hoja en Excel

# Configuración de los parámetros iniciales del valor donde inicia el
generador, el paso en cada iteración y el valor final
inicio = 0.00000001
stop = 0.0000001
step = 0.00000001

# Delay de espera para que el voltimetro tome el dato una vez se establece el
nivel en el generador
delay = 1

# Valores establecidos para el for
inicio_int = int(inicio * 100000000)
stop_int = int(stop * 100000000)
step_int = int(step * 100000000)

# Crea un DataFrame vacío con las columnas especificadas
df = pd.DataFrame(columns=['Tiempo', 'Valor_generador', 'Valor_voltimetro',
'Valor_temperatura'])

level = inicio
tiempo = time.time() # Obtiene el tiempo actual
temperatura = PT100_serial("COM9") # Asigna el objeto a ``temperatura`` y se
inserta el valor del puerto USB donde se conectó el sensor
temperatura.conectar() # Conecta el sensor de temperatura
programar_voltimetro(voltimetro) # Configura el voltímetro

# Configuración de las gráficas
fig, ax = plt.subplots()
line, = ax.plot([], [])
plt.xlabel('voltaje')
plt.ylabel('corriente')
plt.title('Mediciones en tiempo real')

fig2, a2x = plt.subplots()
line2, = a2x.plot([], [])
plt.xlabel('tiempo')
plt.ylabel('temperatura')
plt.title('Mediciones en tiempo real')
```

```
# Bucle para programar el generador y medir
for i in range(inicio_int, stop_int, step_int):
    level = level + step # Incrementa el nivel del generador
    df = programar_generador(generator, voltmetro, df, level, delay, tiempo,
temperatura, ax, a2x, line, line2) # Programa y mide
    print(i)

# Cierra las comunicaciones con los equipos de medición
voltmetro.close()
generator.close()

# Calcula promedios de las mediciones
promedio_generator = df['Valor_generator'].mean()
promedio_voltmetro = df['Valor_voltmetro'].mean()
promedio_temperatura = df['Valor_temperatura'].mean()
resistencia = promedio_voltmetro / promedio_generator # Calcula la
resistencia
print("valor de la resistencia:", resistencia)
print('Valor de la temperatura:', promedio_temperatura)

# Guarda los datos en un archivo de Excel
with pd.ExcelWriter('measurement_data_pandas.xlsx', mode='a',
engine='openpyxl', if_sheet_exists='new') as writer:
    df.to_excel(writer, sheet_name=f'{nombre_de_la_hoja}', index=False) #
Escribe los datos en Excel
    sheet = writer.sheets[f'{nombre_de_la_hoja}']

# Crea un gráfico de dispersión para los valores del generador y el
voltímetro
chart = ScatterChart()
chart.title = f"Voltaje vs corriente\nTemp:
{promedio_temperatura:.2f}°C\nResistencia: {resistencia:.2f}Ω"
chart.style = 13
chart.x_axis.title = 'Valor del Generador'
chart.y_axis.title = 'Valor del Voltmetro'

yvalues = Reference(sheet, min_col=2, min_row=2, max_row=len(df) + 1)
xvalues = Reference(sheet, min_col=3, min_row=2, max_row=len(df) + 1)
series = Series(xvalues, yvalues, title_from_data=True)
chart.series.append(series)

sheet.add_chart(chart, "E5")

plt.show() # Muestra las gráficas
```

```
if __name__ == "__main__":  
    main() # Ejecuta la función principal
```

El siguiente es el código usado para las comunicaciones entre el voltímetro HP 3456A, la fuente KEITHLEY 236 y la computadora. En este se programan ambos instrumentos y se escribe un archivo XLSX. Este programa en comparación con el anterior fue usado específicamente con los condensadores para evaluar la variación de las gráficas en los tiempos de carga.

```
import pyvisa  
import time  
import pandas as pd  
from openpyxl.chart import ScatterChart, Series, Reference  
from pt100_serial import PT100_serial  
import matplotlib.pyplot as plt  
  
def programar_generador(generator, voltimetro, df, nivel, delay, tiempo,  
temperatura, ax, a2x, line, line2):  
    # Configura el generador y mide sus valores junto con el voltímetro  
    generator.write("REMOTE716") # Configura el generador en modo remoto  
    generator.write("F0,0X") # Configura el generador como un generador de  
    voltaje en DC (se debe de enviar dos veces para que el instrumento lo acepte)  
    generator.write("F0,0X")  
    generator.write(f"B'{nivel}',0,0X") # Ajusta el nivel del generador  
    generator.write("L100,0X") # Configura la carga del generador  
    generator.write("R1X") # Habilita la entrada de la señal de trigger  
    generator.write("N1X") # Pone el instrumento en el estado Operate  
    generator.write("H0X") # Envía la señal del trigger  
    generator.write("G4,2,0X") # Configura el formato de comunicacion del  
    generador con la computadora  
    df = medir_generador_y_voltimetro(generator, voltimetro, df, tiempo,  
temperatura, ax, a2x, line, line2) # Mide y actualiza el DataFrame  
    return df # Retorna el DataFrame actualizado  
  
def programar_voltimetro(voltimetro):  
    # Configura el voltímetro para medir  
    voltimetro.write("F10STX")  
    voltimetro.write("10NX")  
  
def medir_generador_y_voltimetro(generator, voltimetro, df, tiempo, temperatura,  
ax, a2x, line, line2):  
    tiempo_maximo = 20 # Define el tiempo máximo de medición desde que se empieza  
    a cargar el capacitor  
    inicio_tiempo = time.time() # Guarda el tiempo de inicio
```

```
while (time.time() - inicio_tiempo) < tiempo_maximo: # Ejecuta el bucle hasta
que pase el tiempo máximo
    tiempo_actual = time.time() - tiempo # Calcula el tiempo actual

    BUFFER_generador = float(generator.query("*IDN?")) # Lee el valor del
generador
    print("valor medido del generador:", BUFFER_generador)

    BUFFER_voltimetro = float(voltimetro.query("*IDN?")) # Lee el valor del
voltímetro
    print("valor medido del voltímetro:", BUFFER_voltimetro)

    temp = temperatura.read_temp() # Lee la temperatura
    td = temp['td'] if temp else None # Obtiene la temperatura enviada por el
sensor
    print("valor medido de la temperatura:", td)

    # Crea un nuevo DataFrame con los datos actuales
    new_data = pd.DataFrame({'Tiempo': [tiempo_actual], 'Valor_generador':
[BUFFER_generador], 'Valor_voltimetro': [BUFFER_voltimetro], 'Valor_temperatura':
[td]})

    df = pd.concat([df, new_data], ignore_index=True) # Agrega los nuevos
datos al DataFrame original

    # Actualizar gráfica en tiempo real
    ax.clear()
    ax.plot(df['Tiempo'], df['Valor_voltimetro'], label='Voltimetro')
    ax.legend()
    line.set_data(df['Tiempo'], df['Valor_voltimetro'])

    a2x.clear()
    a2x.plot(df['Tiempo'], df['Valor_temperatura'], label='Temperatura')
    a2x.legend()
    line2.set_data(df['Tiempo'], df['Valor_temperatura'])
    plt.pause(0.00001)

return df # Retorna el DataFrame actualizado

def main():
    rm = pyvisa.ResourceManager() # Crea un administrador de recursos de PyVISA
    voltimeter_address = 'GPIB0::22::INSTR' # Dirección del voltímetro
    generator_address = 'GPIB0::16::INSTR' # Dirección del generador
```

```
voltimetro = rm.open_resource(voltimeter_address) # Abre el recurso del
voltímetro
generador = rm.open_resource(generator_address) # Abre el recurso del
generador

nombre_de_la_hoja= 'tercera' # Nombre de la hoja en Excel

# Configuración del valor de voltaje para el cual se va cargar el capacitor
nivel = 5

# Crea un DataFrame vacío con las columnas especificadas
df = pd.DataFrame(columns=['Tiempo', 'Valor_generador', 'Valor_voltimetro',
'Valor_temperatura'])

tiempo = time.time() # Obtiene el tiempo actual
temperatura = PT100_serial("COM9") # Asigna el objeto a ``temperatura`` y se
inserta el valor del puerto USB donde se conectó el sensor
temperatura.conectar() # Conecta el sensor de temperatura
programar_voltimetro(voltimetro) # Configura el voltímetro

# Configuración de las gráficas
fig, ax = plt.subplots()
line, = ax.plot([], [])
plt.xlabel('voltaje')
plt.ylabel('corriente')
plt.title('Mediciones en tiempo real')

fig2, a2x = plt.subplots()
line2, = a2x.plot([], [])
plt.xlabel('tiempo')
plt.ylabel('temperatura')
plt.title('Mediciones en tiempo real')

# rogramar el generador y medir
df = programar_generador(generator, voltimetro, df, nivel, delay, tiempo,
temperatura, ax, a2x, line, line2)

# Cierra las comunicaciones con los equipos de medición
voltimetro.close()
generador.close()

# Calcula promedios de las mediciones
promedio_temperatura = df['Valor_temperatura'].mean()
print('Valor de la temperatura:', promedio_temperatura)
```

```
# Guardar datos en un archivo de Excel en modo de adición
with pd.ExcelWriter('measurement_data_pandas.xlsx', mode='a',
engine='openpyxl', if_sheet_exists='replace') as writer:
    df.to_excel(writer, sheet_name=f'{nombre_de_la_hoja}', index=False)
    sheet = writer.sheets[f'{nombre_de_la_hoja}']

# Crear un gráfico de dispersión para los valores del generador y el
voltímetro
chart = ScatterChart()
chart.title = f"tiempo vs voltaje\nTemp: {promedio_temperatura:.2f}°C"
chart.style = 13
chart.x_axis.title = 'tiempo'
chart.y_axis.title = 'Valor del Voltímetro'

yvalues = Reference(sheet, min_col=1, min_row=3, max_row=len(df) + 1)
xvalues = Reference(sheet, min_col=3, min_row=3, max_row=len(df) + 1)
series = Series(xvalues, yvalues, title_from_data=True)
chart.series.append(series)

sheet.add_chart(chart, "E5")

plt.show() # Muestra las gráficas

if __name__ == "__main__":
    main() # Ejecuta la función principal
```

Referencias

- [1] Malvino, A. P. (2017). Principios de electrónica (6ª ed.). McGraw-Hill Interamericana.
- [2] Cleveland, Cutler J. Morris, Christopher. (2009). *Dictionary of Energy (Expanded Edition)*. Elsevier. Retrieved from <https://app.knovel.com/hotlink/toc/id:kpDEEE0001/dictionary-energy-expanded/dictionary-energy-expandedv>
- [3] Sze, S. M., & Ng, K. K. (2006). *Physics of semiconductor devices* (3rd ed.). Wiley-Interscience.
- [4] Gutiérrez-D, E. A., Deen, J., & Claeys, C. (2001). *Low temperature electronics: Physics, devices, circuits, and applications*. 2nd ed. Academic Press.
- [5] B. Lengeler, Semiconductor devices suitable for use in cryogenic environments, *Cryogenics*, Volume 14, Issue 8, 1974, Pages 439-447, ISSN 0011-2275, [https://doi.org/10.1016/0011-2275\(74\)90206-9](https://doi.org/10.1016/0011-2275(74)90206-9).
- [6] Serway, R. A., & Jewett, J. W. (2018). *Physics for scientists and engineers* (10th ed.). Cengage Learning.
- [7] R. K. Kirschman, "Low-temperature electronics," in *IEEE Circuits and Devices Magazine*, vol. 6, no. 2, pp. 12-24, March 1990, doi: 10.1109/101.46054.
- [8] R.K. Kirschman, Cold electronics: an overview, *Cryogenics*, Volume 25, Issue 3, 1985, Pages 115-122, ISSN 0011-2275, [https://doi.org/10.1016/0011-2275\(85\)90036-0](https://doi.org/10.1016/0011-2275(85)90036-0).
- [9] Kaltenbacher, T. (2013). *Development of Ultra Low-Temperature Electronics for the AEGIS Experiment* (Doctoral dissertation, CERN).
- [10] Hucheng Chen, Veljko Radeka, Cryogenic electronics for noble liquid neutrino detectors, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, Volume 1045, 2023, 167571, ISSN 0168-9002, <https://doi.org/10.1016/j.nima.2022.167571>.
- [11] Rosado, L. (2023). *Electrónica, física y microelectrónica*. Madrid, España: Paraninfo.