DISEÑO DE SISTEMA DE MEDICIÓN DE PARÁMETROS PARA SEMICONDUCTORES (DIODOS, BJT Y MOSFET)

DANIEL ALEJANDRO TORRES ABELLA

REALIZADO CON LA ASESORÍA DE:

JAIRO HERNÁN GARCÍA TRIANA

ERNESTO SABOGAL GOMEZ

UNIVERSIDAD EL BOSQUE
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
NOVIEMBRE, 2024

UNIVERSIDAD EL BOSQUE
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

ÁREA DE ÉNFASIS: BÁSICA – ELECTRÓNICA

DISEÑO DE SISTEMA DE MEDICIÓN DE PARÁMETROS PARA SEMICONDUCTORES (DIODOS, BJT Y MOSFET)

DANIEL ALEJANDRO TORRES ABELLA

REALIZADO CON LA ASESORÍA DE:

JAIRO HERNÁN GARCÍA TRIANA

ERNESTO SABOGAL GOMEZ

NOTA DE SALVEDAD

Según el artículo 37 del 14 de diciembre de 1989 del acuerdo 017, “La Universidad El Bosque, no se hace responsable de los conceptos emitidos por los investigadores en su trabajo, solo velará por el rigor científico, metodológico y ético del mismo en aras de la búsqueda de la verdad y la justicia”.

RESUMEN

El presente proyecto tuvo como objetivo realizar el diseño de un sistema para la medicion de parámetros de semiconductores, específicamente para diodos, transistores BJT y Mosfet. Específicamente este sistema permite evaluar el voltaje de polarización directa en diodos, la ganancia de corriente en BJTs, el voltaje de saturación colector-emisor, el voltaje de umbral en Mosfets, la resistencia de drain-source y el voltaje de ruptura en diodos Zener.

Este proyecto surge como respuesta a una problemática muy común en la electrónica, y es que, algunos dispositivos de baja calidad, falsificados o con algún defecto de fabrica pueden presentar valores atípicos en un parámetro de los mencionados, lo que puede afectar o hasta comprometer el rendimiento del sistema electrónico al que pertenece, para evitar esto se plantea un sistema que permita medir y caracterizar los dispositivos antes de involucrarlos en un circuito.

El sistema diseñado logro cumplir con los objetivos y requerimientos planteados, alcanzando por ejemplo una precisión de ±0.05V en las mediciones de voltaje y de ±0.02mA en las mediciones de corriente de las que dependen varias mediciones. Las pruebas realizadas confirmaron que el sistema es capaz de detectar con alta precisión variaciones en los componentes que podrían señalar fallas o problemas de calidad, lo que resulta de gran valor en entornos industriales y educativos.

Además, el sistema se diseñó en pro de garantizar estabilidad para cada una de las mediciones garantizando poder realizar la medicion de los parámetros en los rangos estipulados, este diseño se especificó detalladamente para lograr el fácil entendimiento y alguna posible mejora del sistema.

Palabras Clave: Medicion de parámetros de semiconductores, diodos y transistores, precisión de mediciones, control de calidad de componentes, estabilidad de circuitos.

ABSTRACT

The objective of this project was to design a system for measuring semiconductor parameters, specifically for diodes, BJT transistors, and MOSFETs. This system enables the evaluation of forward voltage in diodes, current gain in BJTs, collector-emitter saturation voltage, threshold voltage in MOSFETs, drain-source resistance, and breakdown voltage in Zener diodes.

This project addresses a common issue in electronics: some low-quality, counterfeit, or defective devices can exhibit atypical values in one of these parameters, which can affect or even compromise the performance of the electronic system in which they are used. To prevent this, a system is proposed that measures and characterizes components before they are integrated into a circuit.

The designed system successfully met the stated objectives and requirements, achieving, for instance, a precision of ±0.05V in voltage measurements and ±0.02mA in current measurements, which are essential for several evaluations. Tests confirmed that the system can accurately detect variations in components that may indicate faults or quality issues, which is highly valuable in both industrial and educational settings.

Furthermore, the system was designed to ensure stability in each measurement, allowing parameters to be assessed within the stipulated ranges. The design was specified in detail to facilitate understanding and allow for potential future improvements.

Keywords: *Semiconductor parameter measurement, diodes and transistors, measurement precision, component quality control, circuit stability.*

TABLA DE CONTENIDOS

Pág.

1. INTRODUCCIÓN 18

2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA 19

2.1Antecedentes y Estado del Arte 19

2.2Descripción y Formulación del Problema 20

2.3Justificación 21

2.4Objetivos 22

2.4.1 Objetivo General 22

2.4.2 Objetivos Específicos 22

2.5Alcance y Limitaciones del Proyecto 23

3. MARCO DE REFERENCIA 25

3.1Marco Teórico o Conceptual 25

3.1.1 Semiconductores 25

3.1.2 Diodos 25

3.1.3 Voltaje directo de diodos ($\boldsymbol{Vf}$) 27

3.1.4 Voltaje de ruptura de diodos Zener ($\boldsymbol{Vz}$) 27

3.1.5 Transistores BJT 27

3.1.6 Ganancia de corriente de un transistor bipolar ($\boldsymbol{Hfe}$) 28

3.1.7 Voltaje de colector – emisor de saturación de un transistor BJT ($\boldsymbol{VCE(sat)}$) 29

3.1.8 Transistores Mosfet 30

3.1.9 Voltaje gate – source de umbral en transistores Mosfet ($\boldsymbol{VGS(th)}$) 30

3.1.10 Resistencia drain – source de encendido de transistores Mosfet ($\boldsymbol{RDS(on)}$) 31

4. DESARROLLO DEL PROYECTO 32

4.1Requerimientos 32
4.2Metodología del Diseño 33
4.2.1 Conceptos para el diseño 36
4.3Desarrollo del producto 37
4.3.1 Diseño conceptual 37
4.3.2 Diseño detallado 43
4.3.3 Simulaciones 75
5. RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS 99
6. CONCLUSIONES 101
7. RECOMENDACIONES 102
8. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS 103

LISTA DE TABLAS

Tabla Pág.

Tabla 1. Cronograma del proyecto. 35

Tabla 2. Descripción de subsistemas para medición de Vf y Vz.....39

Tabla 3. Descripción de subsistemas para medición de Hfe y V(CE(sat)).....40

Tabla 4. Descripción de subsistemas para medición de V(GS(th)) 41

Tabla 5. Descripción de subsistemas para medición de R(DS(on)) 42

Tabla 6. Resultados cálculo de resistencias para fuentes de corriente constantes.....48

Tabla 7. Voltajes y Potencias en las resistencias de transistor 48

Tabla 8. Amplificadores que cumplen con características de diseño. 49

Tabla 9. Transistores que cumplen con las características de diseño. 50

Tabla 10. Resultados de cálculos para fuente de corriente de -250mA.....52

Tabla 11. Amplificadores que cumplen con las características de diseño (fuente de corriente controlada). 57

Tabla 12. Diodos que cumplen las características de diseño. 60

Tabla 13. Divisores de voltaje necesarios para rangos del comparador de ventana.....66

Tabla 14. Resultados de ganancias y resistencias necesarias para escalado. 67

Tabla 15. Microcontroladores que cumplen con las características de diseño. 72

Tabla 16. Consumo de corriente de subsistemas más extensos.....73

Tabla 17. Lista de materiales (BOM) 75

Tabla 18. Resultados de las medidas simuladas con valores de datasheet. 99

LISTA DE FIGURAS

Figura Pág.

Figura 1. Símbolo del diodo.[5] 26

Figura 2. Curva de Voltaje-Corriente de diodos.[5] 26

Figura 3. Símbolo de transistores BJT.[4] 28

Figura 4.Curva característica de la corriente de colector - voltaje colector emisor de un transistor BJT[6] 29

Figura 5. Símbolos de Mosfets de canal P y canal N usados como inversores lógicos.[4]30

Figura 6. Diagrama general de caja negra. 37

Figura 7. Diagrama de subsistemas para medición de Vf y Vz 39

Figura 8. Diagrama de subsistemas para medición de Hfe y V(CE(sat)) 40

Figura 9. Diagrama de subsistemas para medición de V(GS(th)) 41

Figura 10. Diagrama de subsistemas para la medición de R(DS(on)) 42

Figura 11. Esquemático de fuente de corriente con transistor BJT. 43

Figura 12. Esquemático de fuente de corriente con amplificador y transistor. 44

Figura 13. Esquemático de fuente de corriente con amplificador diferencial. 45

Figura 14. Esquemático de circuito seleccionado para fuente de corriente constante. 46

Figura 15. Esquemático de circuito modificado para cambiar los valores de corriente de la fuente... 47

Figura 16. Circuito para la fuente de corriente de valores constantes. 51

Figura 17. Circuito final fuente de corriente de -250mA. 52

Figura 18. Esquemático de fuente de corriente controlada con transistor BJT 53

Figura 19. Esquemático de fuente de corriente controlada basada en transistor Mosfet y amplificador operacional. 54

Figura 20. Esquemático de fuente de corriente bidireccional con amplificador diferencial.55

Figura 21. Circuito final para la fuente de corriente controlada bidireccional. 58

Figura 22. Divisor de voltaje con diodo Zener. 59

Figura 23. Circuito final para fuente de voltaje constante de 10V. 60

Figura 24. Esquemático de fuente de voltaje con regulador controlada por potenciómetro.61

Figura 25. Esquemático de fuente de voltaje controlada usando divisor de voltaje. 62

Figura 26. Amplificador no inversor como fuente de voltaje controlada. 62

Figura 27. Circuito final para fuente de voltaje controlada. 64

Figura 28. Esquemático de un circuito comparador de ventana. 65

Figura 29. Circuito para el comparador de ventana. 66

Figura 30. Circuito de escalado (Ejemplo para medicion de Vf y Vz).....68

Figura 31. Circuito para el medidor de corriente. 69

Figura 32. Fuente de voltaje dual para alimentación del sistema. 74

Figura 33. Circuito final para fuente de voltaje constante de -10V. 74

Figura 34. Simulación fuente de corriente constante (10mA). 76

Figura 35. Simulación fuente de corriente constante (20mA) 76

Figura 36. Simulación fuente de corriente constante (250mA). 77

Figura 37. Simulación fuente de corriente constante (500mA). 77

Figura 38. Simulación fuente de corriente constante (-250mA).....78

Figura 39. Simulación fuente de corriente controlada (rango por abajo -6.5mA).....78

Figura 40. Simulación fuente de corriente controlada (rango por arriba 6.5mA). 79

Figura 41. Simulación fuente de voltaje controlada (0V - ±4). 79

Figura 42. Simulación fuente de alimentación para el sistema.....80

Figura 43. Simulación del medidor de voltaje probado en medicion de Vf 81

Figura 44. Simulación del medidor de corriente probado en medicion de Hfe 82

Figura 45. Medición del Vf en diodo 1N4448.....83

Figura 46. Medición del Vf en diodo BAT54.....84

Figura 47. Medición de la Hfe del transistor NPN 2N3904. 85

Figura 48. Medición del Hfe del transistor PNP 2N3904.....86

Figura 49. Medición del V(CE(sat)) del transistor NPN 2N3904. 87

Figura 50. Medición del V(CE(sat)) del transistor PNP 2N2907. 88

Figura 51. Medición de V(GS(th)) del transistor Mosfet de canal N IRF3710. 89

Figura 52. Medición del V(GS(th)) del transistor Mosfet de canal P IRF5305.....90

Figura 53. Medición de la R(DS(on) del transistor Mosfet IRLZ44N. 91

Figura 54. Medición de R(DS(on)) del transistor Mosfet 2N7000.....92

Figura 55. Medición del Vz del diodo Zener BZX55C6V2. 93

Figura 56. Medición del Vz del diodo Zener 1N4740A. 94

Figura 57. Vista general de la interfaz de usuario para el sistema.....95

Figura 58. Ejemplo de menú principal para la interfaz de usuario, solicitando medicion a realizar. 96

Figura 59. Ejemplo de submenú en la interfaz de usuario, solicitando tipo de transistor a medir... 96

Figura 60. Diagrama de flujo del proceso de medición. 97

Figura 61. Pantallas de ejemplo para la interfaz, haciendo medicion de Vz. 98

1. INTRODUCCIÓN

Al diseñar un circuito de alta precisión, las discrepancias entre los valores nominales de los parámetros de ciertos dispositivos semiconductores y los valores indicados en los datasheets de los fabricantes representan un desafío, ya que es necesario conocer los valores reales de estos parámetros bajo condiciones específicas. Los valores reportados en los datasheets suelen ser aproximaciones o promedios que no siempre reflejan con precisión las condiciones operativas reales, lo cual dificulta el diseño de circuitos precisos. Además, factores como la variabilidad en la fabricación, defectos en los componentes por deterioro y la abundancia de componentes falsificados en el mercado pueden afectar aún más la confiabilidad de los dispositivos.

Para abordar esta problemática, se propone el diseño de un sistema de medición de parámetros para semiconductores, cuyo objetivo es medir ciertos parámetros clave en semiconductores comunes dentro de rangos específicos, permitiendo así su verificación antes de su implementación en algún circuito.

Los parámetros que se tomaron en cuenta para el diseño son:

- El voltaje directo(V_f) de diodos.
- La ganancia de corriente (H_{fe}) de un transistor bipolar de pequeña señal.
- El voltaje de colector – emisor de saturación ($V_{CE(sat)}$) de un transistor BJT.
- El voltaje gate – source de umbral ($V_{GS(th)}$) en transistores Mosfet.
- La resistencia drain – source de encendido ($R_{DS(on)}$) de transistores Mosfet.
- El voltaje de ruptura (V_z) de diodos Zener.

El diseño del sistema avanzó significativamente, logrando cumplir con los objetivos y requisitos planteados. Hasta la fecha, el sistema ha alcanzado una precisión de ±0.05V en las mediciones de voltaje y ±0.02mA en las de corriente. Las pruebas realizadas han demostrado que el sistema es capaz de detectar con precisión variaciones en los componentes que podrían indicar defectos o problemas de calidad, lo que aporta un valor significativo tanto en entornos industriales como educativos.

2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

2.1 Antecedentes y Estado del Arte

En la industria electrónica, el uso de semiconductores es pan de cada día, por ello grandes empresas verifican y controlan la calidad de sus componentes, evitando así posibles mal funciones o algún tipo de daño en sus productos, principalmente si se trata de productos cuyos circuitos demandan alto nivel de precisión en su diseño, o si son susceptibles a cambios de las condiciones de operación.

Por esto mismo la medición y caracterización de parámetros de semiconductores no es un problema nuevo, por ello, existen diferentes tipos y variedades de dispositivos que realizan algunas de estas mediciones en el mercado, a continuación, se presentan algunos de estos:

- Peak Atlas DCA55:

Se trata de un dispositivo compacto, diseñado por la compañía 'Peak Electronic Design' para la caracterización de semiconductores, como los diodos, transistores BJT, transistores de efecto campo (FET), y tiristores.
Es una herramienta que facilita el análisis de los componentes midiendo los parámetros y mostrando los resultados en una pantalla digital de una manera clara y especifica, algunos parámetros que caracteriza y también se tienen en cuenta en el presente proyecto son la ganancia de corriente (H_{fe}) en BJTs y el voltaje directo de diodos (V_f). [1]

- LCR-T4:

Es un probador de componentes económico, que permite identificar y medir varios parámetros de semiconductores y de componentes pasivos.
Este pequeño dispositivo es capaz de analizar diodos, transistores bipolares (BJT), transistores de efecto de campo (Mosfet), resistencias, capacitancias e inductancias, ideal para una caracterización rápida y básica. [2]

- Tektronix 370B:

Este dispositivo es un analizador de curvas de alta precisión diseñado para una caracterización avanzada de transistores BJT, Mosfets y algunos dispositivos de estado sólido. Esta diseñado de tal manera que permite ver a detalle las curvas e corriente y voltaje, lo que lo hace ideal para mediciones en común con este diseño, como el voltaje de saturación colector-emisor ($V_{CE(sat)}$), la ganancia de corriente (H_{fe}), el voltaje de umbral ($\boldsymbol{V_{GS(th)}}$) y la resistencia en estado encendido ($R_{DS(on)}$) de Mosfets.
Tiene una muy alta resolución y opciones de ajuste específicos, por lo que es ideal para análisis profundos y precisos desarrollados en laboratorios de investigación. [3]

2.2 Descripción y Formulación del Problema

Los semiconductores comunes como diodos o transistores resultan ser indispensables en una gran cantidad de circuitos electrónicos, lo que hace a los grandes sistemas susceptibles ante algún fallo de estos, ya que pueden alterar el rendimiento y la confiabilidad de este.

Algunos valores de parámetros electrónicos de estos componentes pueden variar significativamente entre dispositivos; esto se puede dar por varias razones, como posible falsificación de componentes en el mercado, variaciones en lotes de fabricación, incluso pueden variar por las condiciones de operación de los circuitos. Estas diferencias entre valores teóricos y valores reales pueden llegar a causar fallos en diseños específicos que requieren de precisión y estabilidad.[4][5]

Lo que se busca en el desarrollo del siguiente proyecto es realizar el diseño de una herramienta que sea capaz de medir algunos parámetros específicos de diodos, transistores BJT, y transistores Mosfet, con el fin de hacer una caracterización de los dispositivos antes de incluirlos en un diseño que se pueda ver afectado por alguna discrepancia de parámetros.

2.3 Justificación

Como es bien sabido el uso de semiconductores es necesario en diversas aplicaciones, aunque la variabilidad de algunos de sus parámetros electrónicos, afectan su confiabilidad y correcto funcionamiento, sobre todo en circuitos que requieren de una precisión elevada y/o son altamente sensibles.

La implementación de un sistema de medición para caracterizar parámetros específicos en semiconductores se justifica como una herramienta valiosa para prevenir errores en el diseño de circuitos. Este sistema permitiría ajustar el diseño en función de datos precisos y reales sobre cada componente, en lugar de depender de datos promedio o estimaciones que podrían no reflejar el rendimiento verdadero del componente bajo condiciones específicas. Al asegurar la calidad, confiabilidad y durabilidad de los dispositivos, el proyecto contribuye a el uso adecuado de los componentes y evitar fallos que podrían tener consecuencias costosas o críticas en aplicaciones sensibles.

Además, este sistema tiene el potencial de reducir el desperdicio y fomentar un uso más eficiente y sostenible de los recursos electrónicos, ya que permite identificar y descartar de antemano componentes de baja calidad, defectuosos o falsificados antes de integrarlos en circuitos. Esto resulta especialmente relevante en la industria, donde el rendimiento constante y la vida útil de los dispositivos son clave para la eficiencia y seguridad de los sistemas.

2.4 Objetivos

2.4.1 Objetivo General

Diseñar de sistema de medición de parámetros para semiconductores que incluyen diferentes tipos de diodos, transistores BJT, y transistores Mosfet.

2.4.2 Objetivos Específicos

- Diseñar un sistema de medición que permita medir los parámetros que se tendrán en cuenta en el desarrollo.
- Diseñar y simular un subsistema que sea capaz de medir el voltaje directo de diodos (Silicio, Germanio, Schottky, LED, o Zener) y el voltaje de ruptura de diodos Zener.
- Diseñar y simular un subsistema que se encargue de medir el voltaje colector emisor de saturación y la ganancia de corriente de transistores BJT, bien sean PNP o NPN
- Diseñar y simular subsistemas que permitan la medicion del voltaje gate-source de umbral y la resistencia drain-source de encendido en transistores Mosfet, bien sean de canal N o canal P.
- Diseñar una interfaz de usuario para el correcto funcionamiento y uso del sistema.

2.5 Alcance y Limitaciones del Proyecto

El proyecto está orientado al diseño de un sistema de medición de parámetros electrónicos, específicamente de diodos, transistores bipolares (BJT), y Mosfets, con los siguientes puntos de alcance clave:

- El sistema solo será capaz de medir los parámetros ya especificados:
    - El voltaje directo(V_f) de diodos.
    - La ganancia de corriente (H_{fe}) de un transistor bipolar de pequeña señal.
    - El voltaje de colector – emisor de saturación ($V_{CE(sat)}$) de un transistor BJT.
    - El voltaje gate – source de umbral ($V_{GS(th)}$) en transistores Mosfet.
    - La resistencia drain – source de encendido ($R_{DS(on)}$) de transistores Mosfet.
    - El voltaje de ruptura (V_z) de diodos Zener.
- Se contará con una pantalla digital que permitirá visualizar los valores medidos para cada parámetro.
- El sistema contara con la estabilidad necesaria y protección para evitar cortocircuitos o algún tipo de inconveniente tanto al sistema mismo como al dispositivo al que se le esté haciendo la medición.
- El sistema cumplirá los requerimientos de calidad, garantizando la precisión y resolución establecidas.

A pesar de las virtudes del sistema, se contará con algunas limitaciones técnicas y operativas:

- El sistema no detectara automáticamente la polaridad de los componentes, por lo que la correcta conexión de los dispositivos a medir depende totalmente del usuario.

- Algunos parámetros pueden variar según la corriente aplicada o bajo condiciones específicas, por lo que las mediciones que aporta el sistema son bajo condiciones estándar, no se contemplan condiciones extremas.
- Los rangos de medición de voltaje, corriente y resistencia están limitados a los valores establecidos en los requerimientos, componentes que superen estos rangos no podrán ser medidos correctamente o incluso podrían llegar a dañar el sistema.
- Al tratarse de un diseño, el proyecto se limita hasta la simulación de los circuitos, es decir, el sistema no se montará físicamente ni se realizarán pruebas en dispositivos reales.
- El funcionamiento completo del sistema no se puede simular, dado que depende de un control especifico, y actualmente no hay manera de simular los circuitos con el controlador ajustando el sistema, (para las simulaciones se emulan señales o instrucciones que debería ajustar el controlador, con el fin de comprobar el correcto funcionamiento de los circuitos).

3. MARCO DE REFERENCIA

3.1 Marco Teórico o Conceptual

3.1.1 Semiconductores

Los semiconductores son materiales con una conductividad eléctrica moderada, lo que significa que no son buenos conductores como los metales, pero tampoco son aislantes como el vidrio. Su conductividad eléctrica depende de factores como la temperatura, la presencia de impurezas (dopaje) y la energía externa (como la luz o los campos eléctricos).

Los semiconductores más comunes son el silicio (Si) y el germanio (Ge). Estos materiales tienen estructuras cristalinas ordenadas en las que los átomos están conectados en una red. Los electrones en las capas externas de estos átomos pueden moverse en la red cristalina, pero no pueden moverse libremente como los electrones en los conductores.

En su estado natural, los semiconductores puros (intrínsecos) tienen una pequeña cantidad de electrones libres, lo que los convierte en malos conductores de electricidad. Sin embargo, cuando se dopan con átomos de otros elementos (dopaje), se introducen "portadores de carga" adicionales (electrones o huecos), aumentando su conductividad. Por ejemplo, el dopaje con fósforo añade electrones adicionales (semiconductor tipo N), mientras que el dopaje con boro crea agujeros (semiconductor tipo P).[6][7]

3.1.2 Diodos

Se trata de un componente electrónico de dos terminales que limitan o controlan el flujo de energía; existen varios tipos de diodos y la mayoría solo permiten el flujo de corriente en un sentido (de ánodo a cátodo) exceptuando a los diodos Zener que permiten la conducción de corriente en sentido inverso cuando se supera el voltaje de ruptura, este sentido o dirección de conducción está representado por la dirección de la “flecha” en su símbolo (Figura 1).

Figura 1. Símbolo del diodo.[5]

Cuando un diodo tiene polarización directa (el ánodo es positivo en relación con el cátodo), los principales portadores de carga (electrones en la región N y huecos en la región P) se mueven hacia la unión, reduciendo así la barrera de potencial en la unión PN. . Esto facilita el flujo de corriente a través del diodo y, a medida que aumenta el voltaje directo aplicado, la corriente aumenta exponencialmente. En cambio, con la polarización inversa (el ánodo es negativo respecto al cátodo), la barrera de potencial aumenta impidiendo que la corriente fluya en esa dirección.

A bajos voltajes en polarización directa, la corriente es mínima debido a la barrera de potencial. Al alcanzar el voltaje de umbral (alrededor de 0.7V para diodos de silicio y 0.3V para diodos de germanio), la corriente aumenta rápidamente.
La curva I-V (Figura 2) de un diodo representa su comportamiento bajo diferentes condiciones de polarización.[7][8]

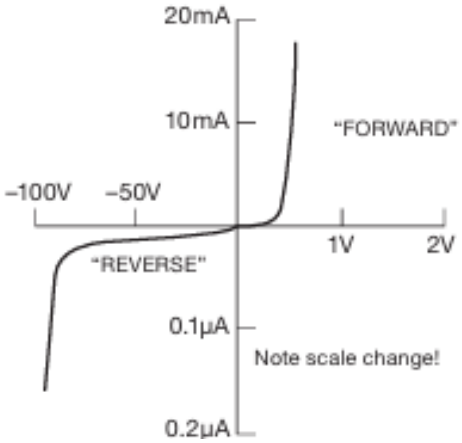


Figura 2. Curva de Voltaje-Corriente de diodos.[5]

3.1.3 Voltaje directo de diodos (V_f)

El voltaje directo o (forward voltage), es la cantidad mínima de voltaje que necesita un diodo para que permita el flujo de corriente en la dirección de conducción (de ánodo a cátodo). En otras palabras, es el voltaje que se debe superar para que el diodo pase a su estado de conducción.

Las pruebas de laboratorio y las mediciones de V_f utilizan corrientes de prueba específicas para determinar el voltaje en condiciones controladas y repetibles. Por ejemplo, un diodo de señal utiliza una corriente de 10 mA, lo que garantiza que V_f se mida con precisión en el punto de funcionamiento típico del diodo. Esta corriente de prueba es suficiente para observar el comportamiento del diodo sin riesgo de daño o sobrecalentamiento, lo que da una indicación de cómo se comportará en aplicaciones del mundo real. [8]

3.1.4 Voltaje de ruptura de diodos Zener (V_z)

Es la tensión a la cual el diodo comienza a conducir corriente en dirección inversa (de cátodo a ánodo) sin dañarse, debido al efecto de ruptura Zener o avalancha. Esta característica permite que los diodos Zener se utilicen como reguladores de voltaje y dispositivos de protección en circuitos electrónicos. Normalmente se utiliza una corriente de prueba de 20 mA para probar y determinar las características del voltaje de ruptura de los diodos Zener. Este valor de corriente garantiza una medición V_z precisa y estable y refleja el comportamiento del diodo en condiciones normales de funcionamiento sin riesgo de sobrecalentamiento o daños. [9]

3.1.5 Transistores BJT

Los transistores de unión bipolar (Bipolar Junction Transistor), es un dispositivo de tres terminales (Figura 3), el cual controla una corriente de gran magnitud que fluye entre el colector y el emisor a partir de una pequeña corriente aplicada a la base. Este comportamiento permite a los BJTs amplificar señales eléctricas y actuar como interruptores en una gran

variedad de aplicaciones electrónicas, desde circuitos de baja potencia hasta sistemas de control de potencia.

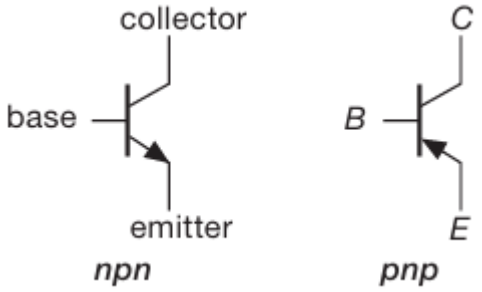


Figura 3. Símbolo de transistores BJT.[4]

Existen dos tipos de transistores BJT, diferenciados por el tipo de juntura: el PNP y el NPN. La diferencia entre estos dos radica en la dirección de flujo de corriente. En los transistores PNP, la corriente fluye desde el colector hacia el emisor, mientras que en los transistores NPN, la corriente fluye desde el emisor hacia el colector. Este flujo de corriente está controlado por la corriente de base, de modo que un pequeño cambio en la corriente de base genera una variación mucho mayor en la corriente de colector, lo que permite la amplificación. [7]

3.1.6 Ganancia de corriente de un transistor bipolar (H_{fe})

Es la medida de cuánto amplifica el transistor la corriente de entrada en su base para producir una corriente de salida en el colector. Este parámetro es importante en aplicaciones de amplificación porque determina la eficiencia con la que el transistor convierte una pequeña corriente de entrada en una corriente de salida mayor.

Específicamente, la ganancia de corriente DC se define como la relación entre la corriente de colector (I_C) y la corriente de base (I_B) mientras el transistor opera en su región activa. Esta relación puede variar entre transistores del mismo tipo debido a factores de fabricación, y su valor típico puede ir desde decenas hasta varios cientos, dependiendo del diseño y el propósito del BJT.[10]

La ganancia de corriente DC se expresa mediante la ecuación (1):

$$\beta = H_{fe} = \frac{I_C}{I_B} \tag{1}$$

Este valor de H_{fe} es crucial al dimensionar componentes en un circuito, ya que permite calcular la corriente necesaria en la base para obtener una corriente deseada en el colector.

3.1.7 Voltaje de colector – emisor de saturación de un transistor BJT ($V_{CE(sat)}$)

Es el voltaje entre el colector y el emisor cuando el transistor está en la región de saturación. En esta condición, el transistor está completamente "encendido" y permite el flujo máximo de corriente de colector posible para una corriente de base dada. Es similar al estado de "circuito cerrado" en un interruptor.

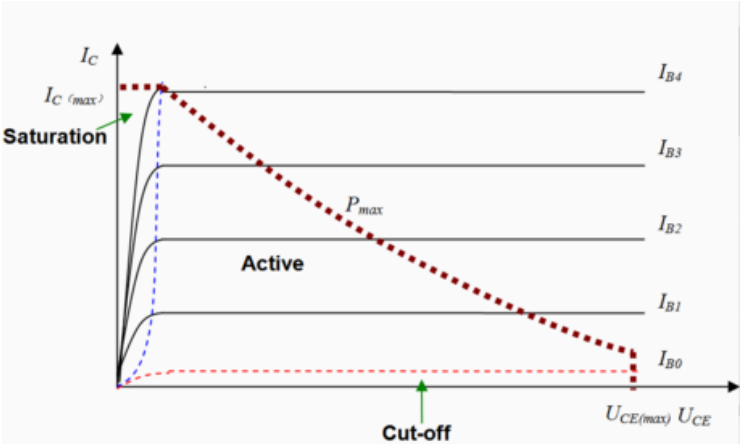


Figura 4.Curva característica de la corriente de colector - voltaje colector emisor de un transistor BJT[6]

La relación entre la corriente de base, colector y emisor en un BJT se ilustra a través de su curva característica I-V (Figura 4). Esta curva muestra cómo la corriente de colector (I_C) varía en función de la tensión colector-emisor (V_{CE}) para diferentes niveles de corriente de base (I_B). En el modo activo, una pequeña corriente de base controla la corriente de colector, permitiendo así el control y la amplificación de señales.[7][8]

3.1.8 Transistores Mosfet

El transistor de efecto campo, es un transistor que se encarga de regular el voltaje de salida a partir de una tensión dada a la entrada, generalmente utilizado para la amplificación de señales y para conmutación.

Así como en los transistores BJT, los Mosfets también pueden tener varios tipos, los más conocidos son los Mosfets de canal P, y de canal N (ver Figura 5 donde se presentan símbolos y ejemplo de uso), donde para el primero conduzca se necesita un voltaje negativo entre el gate y el source, mientras que para que el segundo lo haga necesita de un voltaje positivo entre el gate y el source (esta es tan solo una de las diferencias que tienen entre sí, dado que también difieren en el material del canal, la dirección de corriente, y las aplicaciones).

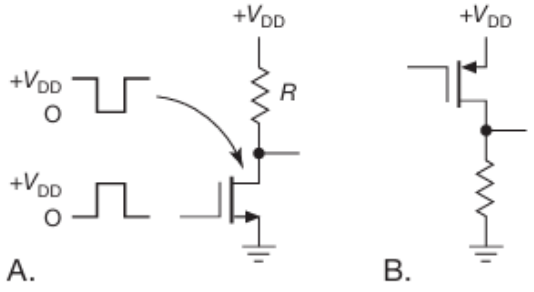


Figura 5. Símbolos de Mosfets de canal P y canal N usados como inversores lógicos.[4]

Los Mosfets presentan una relación corriente-voltaje no lineal que es clave en su funcionamiento. En la región lineal, el MOSFET se comporta como una resistencia controlada por el voltaje gate – source (V_{GS}), mientras que en la región de saturación actúa como una fuente de corriente constante. [6][7]

3.1.9 Voltaje gate – source de umbral en transistores Mosfet ($V_{GS(th)}$)

Es el voltaje mínimo entre la puerta (gate) y la fuente (source) necesario para crear una capa de inversión en el canal, permitiendo que el MOSFET comience a conducir corriente entre

el drenador (drain) y la fuente. Es esencialmente el punto en el que el transistor comienza a "encenderse", en otras palabras, empieza a permitir el paso de corriente.

Si el voltaje aplicado entre la puerta y la fuente es menor que este valor, el canal entre el drenador y la fuente no se forma adecuadamente y el transistor no conduce. Es un parámetro clave en la caracterización de Mosfets, ya que determina la eficiencia y el control sobre el dispositivo en aplicaciones de conmutación y amplificación. [8]

3.1.10 Resistencia drain – source de encendido de transistores Mosfet ($R_{DS(on)}$)

Es la resistencia interna que presenta el dispositivo entre el drenador (drain) y la fuente (source) cuando el MOSFET está completamente encendido. Esta resistencia es una de las características clave que determina la eficiencia de un MOSFET en aplicaciones de conmutación y control de potencia.

Este parámetro se calcula haciendo uso de la ley de Ohm, considerando el voltaje entre el drain y el source, y la corriente de drain, se expresa como se muestra en la ecuación (2).

$$R_{DS(on)} = \frac{V_{DS}}{I_D} \tag{2}$$

Una $R_{DS(on)}$ baja es crucial porque determina la eficiencia del MOSFET en aplicaciones de conmutación y control de potencia. Cuanto menor sea esta resistencia, menor será la pérdida de potencia en forma de calor durante el paso de corriente a través del dispositivo. [10]

4. DESARROLLO DEL PROYECTO

4.1 Requerimientos

Definido el alcance del proyecto, se plantearon los siguientes requerimientos:

Requerimientos Funcionales:

- El sistema medirá el forward voltaje (V_f) de diodos (Silicio, Germanio, LED, Schottky, Zener) en un rango entre 0.2V hasta 12 V.
- El sistema hará la medición de la ganancia de corriente (H_{fe}) de un transistor bipolar de pequeña señal en un rango entre 8 a 920.
- El sistema medirá el voltaje de colector – emisor de saturación ($V_{CE(sat)}$) de un transistor BJT en un rango entre 0.1V hasta 3.5V.
- El sistema medirá el voltaje gate – source de umbral ($V_{GS(th)}$) en transistores Mosfet de Canal N, Canal P y de encendido lógico entre -5V hasta los 5V.
- El sistema medirá la resistencia drain – source de encendido ($R_{DS(on)}$) de transistores Mosfet con un rango entre 0.2mΩ a 3Ω.
- El sistema hará la medición del voltaje de ruptura (V_z) de diodos Zener de bajo voltaje en un rango entre 2 V a 12V.
- Durante las mediciones donde se emplee una corriente como estimulo, se empleará un limitador de corriente acorde a cada medición, con el propósito de proteger el sistema, el componente a medir, y al usuario.
- El sistema contara con un despliegue digital para mostrar los valores medidos para cualquier parámetro.

Requerimientos de Calidad:

- Las medidas de voltaje (V_f ,$V_{CE(sat)}$, $V_{GS(th)}$, V_z) tendrán un error absoluto máximo de 0.05V y porcentual de ±5%.
- La medida del Beta o (H_{fe}) tendrá un error absoluto máximo de 5 y porcentual de ±2%.
- La medida de resistencia $R_{DS(on)}$, tendrá un error absoluto máximo de 0.001Ω y porcentual de 2%.

Requerimientos Restrictivos:

- El sistema tendrá una resolución en las mediadas de (V_f ,$V_{CE(sat)}$, $V_{GS(th)}$, V_z) de 0.1V.
- El sistema tendrá una resolución en la medida de H_{fe} de 5 unidades.
- El sistema tendrá una resolución en la medida de $R_{DS(on)}$ de 0.1Ω.
- El sistema no detectara automáticamente la polaridad de los componentes, por lo que es importante que el usuario conecte correctamente las terminales.
- La interfaz de usuario debe ser intuitiva, permitiendo al usuario identificar fácilmente los puertos de medición y la polaridad de los componentes.
- El sistema debe contar con protección contra cortocircuitos, con la desactivación automática para evitar daños al equipo o lesiones al usuario.

4.2 Metodología del Diseño

- **Metodología utilizada**

Se empleó una metodología de desarrollo en etapas, permitiendo avanzar en el diseño y construcción de cada módulo de medición de manera secuencial y verificar su funcionamiento antes de integrarlos en un sistema completo. Las etapas incluyen:

- Definición de requerimientos: Se establecieron parámetros específicos para cada medición de semiconductores, así como las tolerancias y errores permitidos.
- Investigación y análisis: Se investigaron métodos de medición y se evaluaron componentes y microcontroladores, asegurando que cumplieran con los requerimientos de precisión y resolución.
- Selección de componentes y diseño de prototipos: Se escogieron microcontroladores, resistencias, amplificadores, y transistores, entre otros.
- Desarrollo de circuitos: Se diseñaron circuitos individuales para cada medición y se muestra cómo se debe calcular algunos parámetros para tener claro como el microcontrolador lo haga en alguna eventual construcción.
- Pruebas y validación: Cada módulo se probó individualmente para verificar que cumpliera los márgenes de error.

- **Recursos utilizados**

Recursos Humanos:

- Estudiante: encargado de la realización de investigación, diseño teórico, y simulación de los circuitos.
- Asesores académicos: encargados de hacer la supervisión y recomendaciones técnicas durante el diseño y simulación.

Recursos Materiales y Software:

- Software de simulación de circuitos (Multisim): Utilizado para modelar y simular los circuitos de medición en condiciones teóricas.
- Bibliografía técnica y hojas de datos: Para analizar los componentes y verificar que sus características cumplían con los requerimientos de diseño.
- Documentación de microcontroladores y componentes: Para evaluar especificaciones y asegurar que el diseño fuera teóricamente viable.

- **Plan de Pruebas**

Dado que el proyecto se limitó a simulaciones, los planes de pruebas consistieron en pruebas virtuales mediante simulación para verificar el funcionamiento teórico del sistema. Las pruebas virtuales incluyeron:

- Simulación de precisión en mediciones de voltaje: Validación de que los circuitos de medición de voltaje generaran lecturas dentro de los márgenes de error.
- Simulación de medición de ganancia de corriente (H_{fe}): Se probaron modelos de transistores BJT para observar el comportamiento simulado de la ganancia de corriente.
- Simulación de resistencia $R_{DS(on)}$: Se verificó el cálculo de resistencia de encendido de transistores MOSFET en condiciones de corriente controlada.
- Simulaciones de protección y límites de corriente: Verificación de que los diseños incluirían, teóricamente, mecanismos de protección en el caso de implementarse.

- **Cronograma ejecutado**

El proyecto conto con 15 semanas de duración comenzando el día 22 de julio del 2024, y dando por terminado el día 9 de noviembre del mismo año.

Tabla 1. Cronograma del proyecto.

Actividad	**Semana de Realización de actividad**														
	1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**	**10**	**11**	**12**	**13**	**14**	**15**
Definición de requerimientos	X	X													
Investigación y análisis de conceptos		X	X												
Diseño conceptual				X	X										
Selección de componentes					X	X	X								
Simulación y pruebas							X	X	X	X					
Ajustes requeridos									X	X	X	X			
Pruebas finales											X	X	X	X	
Documentación				X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X

4.2.1 Conceptos para el diseño

- Voltaje directo de diodos (V_f) y voltaje de ruptura de diodos Zener (V_z):

Implementar dos fuentes de corriente constantes de 10 mA (para mediciones de diodos de Silicio, Germanio y Schottky), y de 20 mA (para la medición de voltaje directo de diodos LED, Zener y para le medición del voltaje de ruptura de diodos Zener).
La diferencia entre las mediciones del voltaje de ruptura y el directo de los diodos Zener es la polarización del diodo, que dependerá del usuario al momento de realizar la conexión.

- Ganancia de corriente (H_{fe}) y voltaje colector emisor de saturación ($V_{CE(sat)}$):

Se excita el transistor con una rampa de corriente en la base (entre 50 µA - 6.5mA) y un voltaje de 3.5V midiendo la corriente de colector hasta que tenga un cambio en su pendiente, esto indica que el transistor está saturado (como se muestra en la Figura 4.), por lo que se mide el $V_{CE(sat)}$.

Una vez medido, se aumenta el voltaje de alimentación en $V_{CE(sat)}$+0.5 V para garantizar que el transistor este en zona activa, ahora se excita con una corriente constante en la base de 50 µA y se mide la corriente en colector para poder calcular el Beta o H_{fe}, (los rangos de voltaje y corriente se invierten, es decir son negativos, si el transistor es PNP).

- Voltaje gate source de umbral de transistores Mosfet ($V_{GS(th)}$):

Realizando un corto entre el Gate y el Drain se excita con una corriente constante (250 µA para Mosfets canal N y -250mA para Mosfets canal P), esta corriente garantiza un voltaje de umbral entre el Gate y Source y se procede a hacer la medición.

- Resistencia drain source de encendido de transistores Mosfet ($R_{DS(on)}$):

Aplicando un voltaje constante entre Gate y Source de 10V, y una corriente de 500mA al Drain, se hará la medición de la caída de voltaje entre Drain y Source y se podrá calcular el valor de la resistencia usando la formula: $R_{DS(on)} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}}$.

4.3 Desarrollo del producto

4.3.1 Diseño conceptual

4.3.1.1 Diagrama de caja negra

Con las maneras de medición definidas tenemos que se necesitan de varias fuentes de corriente y de voltaje para hacer la medición de los parámetros por lo que se propone un diagrama general mostrado en la Figura 6:

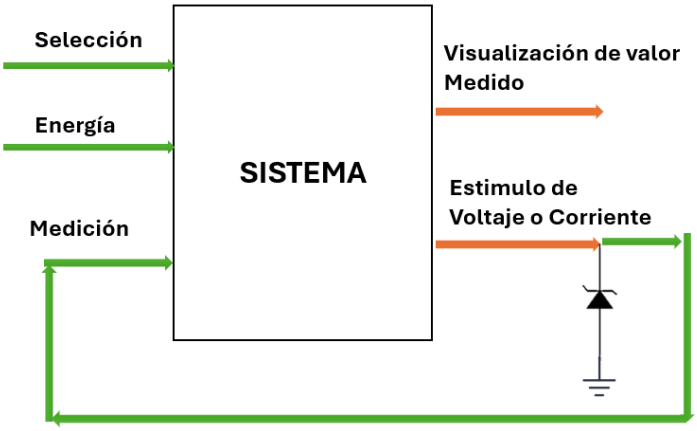


Figura 6. Diagrama general de caja negra.

- Selección: elección del tipo de parámetro para medir para activar las fuentes correspondientes.
- Energía: Fuente de alimentación del sistema.
- Visualización: salida donde se visualizarán los valores de las mediciones.
- Medición: Toma de los valores de corrientes y voltajes para visualización o cálculo de parámetros.
- Estimulo: Alimentación del componente para medir el parámetro bajo características.

Nota: a modo de ejemplo se muestra un diodo Zener a la salida del estímulo, en cada descomposición en subsistemas se aclara que tipo de estímulo es necesario, el rango de este y la manera de conexión del componente al que se le desea hacer la medición.

4.3.1.2 Descomposición en subsistemas

Una vez que se tiene el diagrama de caja negra se realiza una descomposición en subsistemas para cada medición, luego del diagrama de subsistemas de cada medición se describe cada subsistema haciendo una excepción sobre el procesamiento y el sistema de despliegue que es común en todos los casos.

Procesador: microcontrolador en cargado de la selección de subsistemas para medicion dependiendo del parámetro elegido por el usuario y a su vez encargado de recibir el dato de la magnitud de medición, realizar cálculos si son necesarios y enviarla al despliegue.

Sistema de despliegue: pantalla donde se mostrará el menú para selección del parámetro a medir y donde también se mostrará la magnitud de la medición, con dos decimales.

- Voltaje directo de diodos (V_f) y voltaje de ruptura de diodos Zener (V_z)

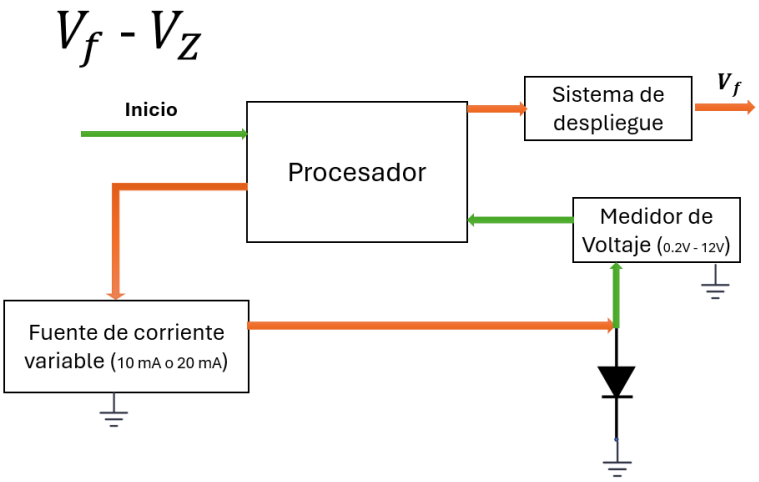


Figura 7. Diagrama de subsistemas para medición de Vf y Vz

Tabla 2. Descripción de subsistemas para medición de Vf y Vz

Nombre del subsistema	**Descripción del subsistema**	**# entradas**	**# salidas**	**Subsistemas relacionados**
Fuente de corriente	Fuente de corriente variable de 10mA o 20mA, dependiendo del componente a medir, capaz de entregar en sus terminales una diferencia de hasta 12V (esto último debido al rango de medicion establecido en requerimientos).	1 (Activación desde procesador)	1 (Corriente suministrada)	- Procesador
Medidor de voltaje	Debe tener un rango entre 0.2V a 12V, con una resolución de 0.1V.	1 (Voltaje medido)	1 (Dato enviado al controlador)	- Procesador - Fuente de Corriente

- Ganancia de corriente (H_{fe}) y voltaje colector emisor de saturación ($V_{CE(sat)}$)

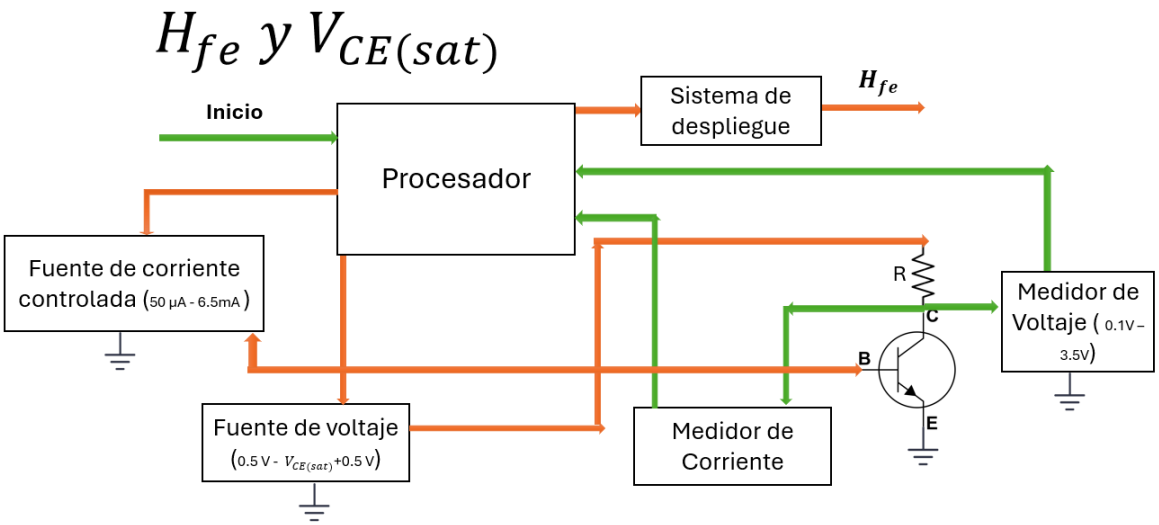


Figura 8. Diagrama de subsistemas para medición de Hfe y V(CE(sat))

Tabla 3. Descripción de subsistemas para medición de Hfe y V(CE(sat))

Nombre del subsistema	**Descripción del subsistema**	**# entradas**	**# salidas**	**Subsistemas relacionados**
Fuente de corriente controlada	Fuente de corriente controlada (bidireccional), capaz de entregar una corriente desde -6.5 mA hasta 6.5 mA.	1 (Activación desde Procesador)	1 (Corriente suministrada a base)	- Procesador
Fuente de voltaje controlada	Debe tener un rango entre 0.5V hasta 4V, con una resolución de 0.1V.	1 (Activación desde Procesador)	1 (Voltaje suministrado entre colector y emisor)	- Procesador - Medidor de Voltaje
Medidor de Corriente	Debe poder medir una corriente hasta de 50mA con una resolución de 0.1mA	1 (Corriente medida en cada terminal)	1 (Dato de medición enviado a control)	- Procesador
Medidor de Voltaje	Debe tener un rango de medición entre -3.5 V hasta 3.5 V, con una resolución de 0.01V.	1 (Voltaje medido entre colector y emisor)	1 (Dato de la medición enviado al controlador)	- Procesador - Fuente de voltaje

- Voltaje gate source de umbral de transistores Mosfet ($V_{GS(th)}$)

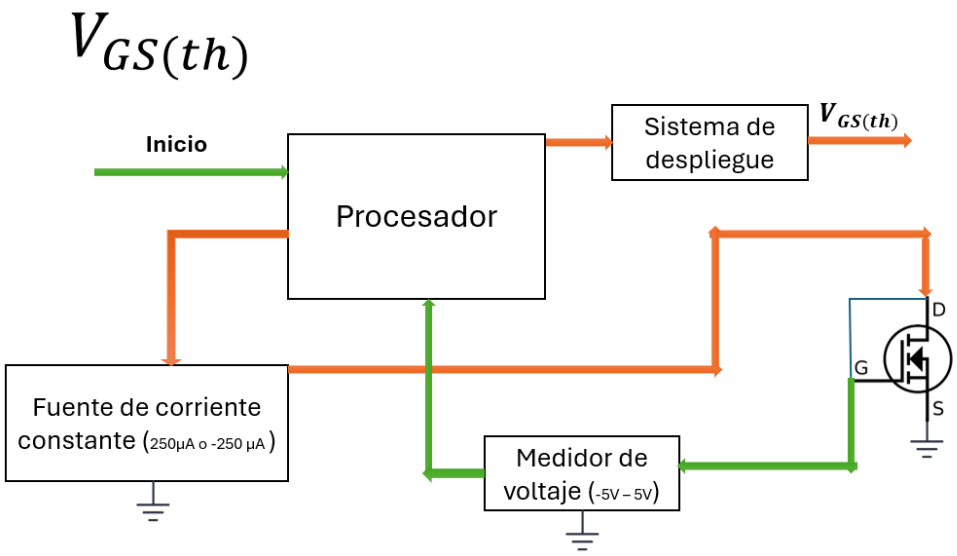


Figura 9. Diagrama de subsistemas para medición de V(GS(th))

Tabla 4. Descripción de subsistemas para medición de V(GS(th))

Nombre del subsistema	**Descripción del subsistema**	**# entradas**	**# salidas**	**Subsistemas relacionados**
Fuente de corriente constante	Fuente de corriente capaz de entregar una intensidad de corriente constante de 250 mA o -250mA.	1 (Activación desde Procesador)	1 (Corriente suministrada)	- Procesador
Medidor de voltaje	Debe tener un rango entre -5V a 5V, con una resolución de 0.1V.	1 (Voltaje medido)	1 (Dato enviado al controlador)	- Procesador - Fuente de Corriente

- Resistencia drain source de encendido de transistores Mosfet ($R_{DS(on)}$)

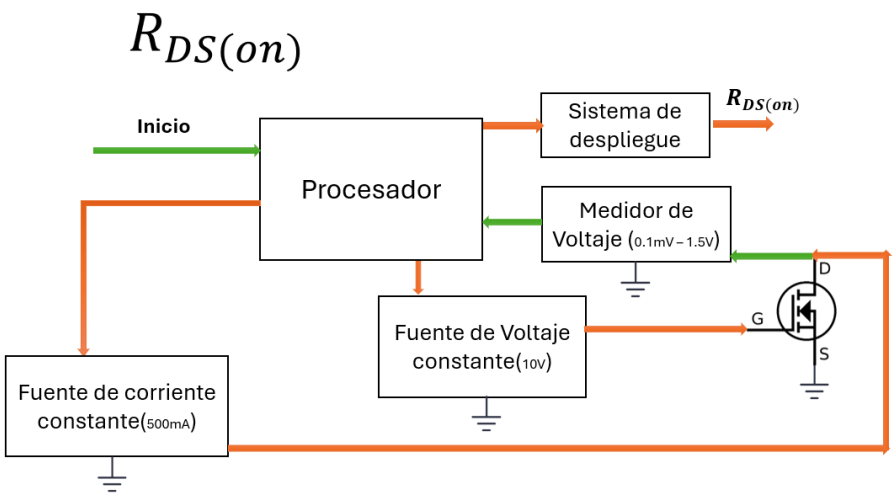


Figura 10. Diagrama de subsistemas para la medición de R(DS(on))

Tabla 5. Descripción de subsistemas para medición de R(DS(on))

Nombre del subsistema	**Descripción del subsistema**	**# entradas**	**# salidas**	**Subsistemas relacionados**
Fuente de corriente constante	Fuente de corriente capaz de entregar una intensidad de corriente constante de 500 mA.	1 (Activación desde Procesador)	1 (Corriente suministrada)	- Procesador
Fuente de voltaje constante	Fuente de voltaje constante, debe entregar un valor fijo de voltaje de 10V entre el gate y el source.	1 (Activación desde Procesador)	1 (Voltaje suministrado)	- Procesador
Medidor de voltaje	Debe tener un rango entre 0.1V a 1.5V, con una resolución de 0.1V.	1 (Voltaje medido)	1 (Dato enviado al controlador)	- Procesador - Fuente de Corriente

4.3.2 Diseño detallado

Haciendo un recuento de los subsistemas planteados en las Figuras 5, 6, 7 y 8; necesitamos de viarios tipos de fuentes de corriente y voltaje para poder estimular los dispositivos y realizar la medición de los parámetros en cuestión.

En los siguientes enumerados se presenta el diseño detallado de cada tipo de subsistema.

4.3.2.1 Fuentes de corriente constante

Para el desarrollo de los sistemas tal como se plantearon, se necesitan fuentes de corriente controlada de varios valores de corriente (10mA, 20mA, 250mA, -250mA y 500mA), para llevar a cabo esta tarea, existen varios tipos de circuitos para realizar fuentes de corriente, esta selección dependerá principalmente de la precisión y la estabilidad que podamos garantizar para no alterar la medición, por ello se presentan varios tipos de circuitos considerados:

- Fuente de corriente con transistor BJT

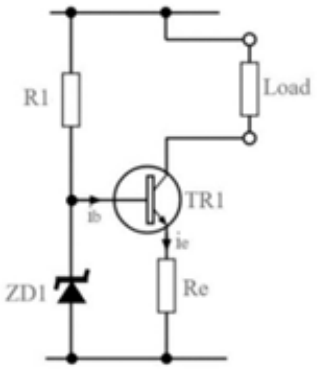


Figura 11. Esquemático de fuente de corriente con transistor BJT.

Para el circuito presentado en la Figura 11. la corriente en la carga está dada por la ecuación (3), donde Re ayuda a estabilizar la corriente que fluye por la carga, además si la corriente de base no varía, se puede asumir un V_{BE} constante.

La corriente de base debe tener un valor muy pequeño para que la corriente del Zener se mantenga constante y el V_{BE} no cambie de valor, esto se lograría con un transistor de alta ganancia.[9]

$$I = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E} \tag{3}$$

- Fuente de corriente con amplificador operacional y transistor

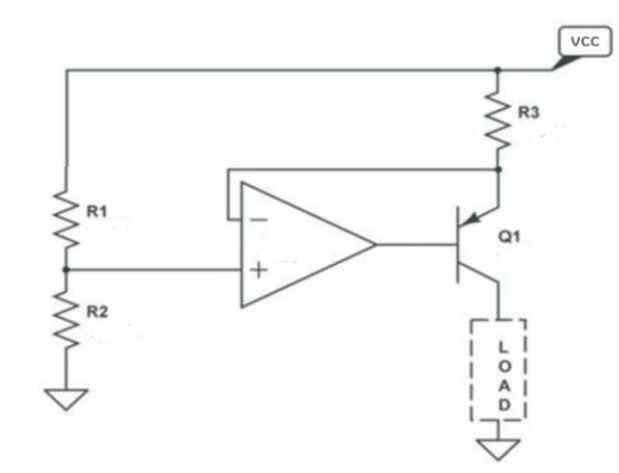


Figura 12. Esquemático de fuente de corriente con amplificador y transistor.

El circuito presentado en la Figura 12 ofrece una gran estabilidad, dado que el amplificador operacional compara el voltaje de su entrada positiva (determinado por el divisor de voltaje entre R_1 y R_2), con el voltaje de R_3.Si la corriente a través de R_3 llega a aumentar, el voltaje en la entrada inversora también sube, lo que hace que el amplificador ajuste corriente de salida en la base del transistor, estabilizando la corriente.[6][10]

La corriente de este circuito está dada por la ecuación (4) donde "V_{div}" es el voltaje del divisor de voltaje.

$$I = \frac{V_{cc} - V_{div}}{R_3} \tag{4}$$

- Fuente de corriente con amplificador diferencial

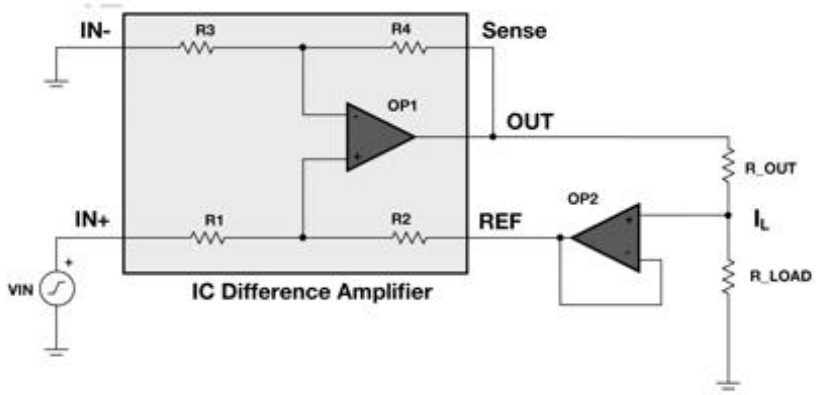


Figura 13. Esquemático de fuente de corriente con amplificador diferencial.

El circuito de la Figura 13 funciona con un amplificador diferencial para controlar la corriente que pasa a través de la carga R_{LOAD}. La diferencia de voltaje entre IN+ y IN- se amplifica mediante OP1, generando una señal de salida proporcional que, junto con la referencia proporcionada por OP2, regula la corriente I_L de manera precisa y estable.

Al ajustar la referencia (REF), es posible establecer un valor constante de corriente a través de R_{LOAD}, independientemente de variaciones en el voltaje de entrada, cumpliendo así la función de una fuente de corriente controlada. En este caso la corriente está dada por la ecuación (5). [11]

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{R_{out}} \tag{5}$$

- **Topología implementada**

Se selecciona la topología de la Figura 14, ya que ese diseño permite una regulación precisa y estable de la corriente, independientemente de las variaciones en la carga. El amplificador operacional garantiza que el transistor opere en la región activa, controlando la corriente de manera eficiente.

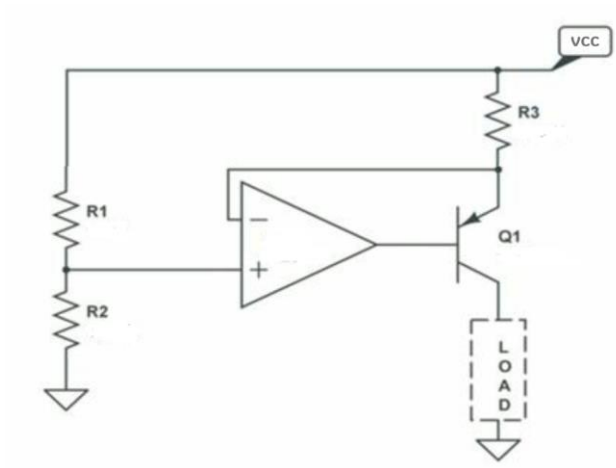


Figura 14. Esquemático de circuito seleccionado para fuente de corriente constante.

Para determinar el valor del voltaje de alimentación es necesario tener en cuenta lo que se pretende medir y los rangos establecidos, dado que, por ejemplo, para medir el voltaje de ruptura V_z, tenemos que el voltaje máximo a medir es de 12V, por lo que a ese voltaje hay que sumarle los 0.7V que aproximadamente consume el transistor y suponiendo una resistencia de 510Ω, con una corriente de 20mA consumiría unos 10.2V.
Para mantener un margen y estar seguros de que el voltaje no cae mientras se hace una medición se decide asignar un valor de 24V para la alimentación.

- **Cálculos**

Como se expresa en la ecuación (4), la corriente depende del voltaje de alimentación (24V), el voltaje en el terminal positivo del amplificador (V_{div}), y el valor de la resistencia R_3.
Ya que el voltaje de referencia parte de un divisor de voltaje, recordaremos la ecuación (6) de un divisor de voltaje.

$$V_{div} = \frac{V_{in} * R_2}{(R_1 + R_2)} \tag{6}$$

Con esta información se estaría listo para realizar cálculos para cada una de las fuentes de corriente, pero dado a que para todos los casos se espera usar el mismo circuito, la idea de

cambiar el voltaje de referencia y/o la resistencia R_3 para cambiar el valor de la corriente. es más eficiente que hacer cuatro veces el mismo circuito, así aprovechamos mejor los recursos.

La idea es hacer dos divisores de voltaje con algunas resistencias de referencia diferentes, la combinación de cual divisor y cual resistencia conectar, depende del tipo de medición que se pretenda realizar, por ejemplo, supongamos un divisor de voltaje fijo, pero dos resistencias como posibles R_3, podría cambiar el valor de la corriente dependiendo de que resistencia este cerrando el circuito; este ejemplo se detalla de una manera más clara en la Figura 15, donde el selector "SW1" cambia (mediante una señal digital del microcontrolador) la resistencia del transistor entre R3 y R4 lo que a su vez varia la corriente en la carga.

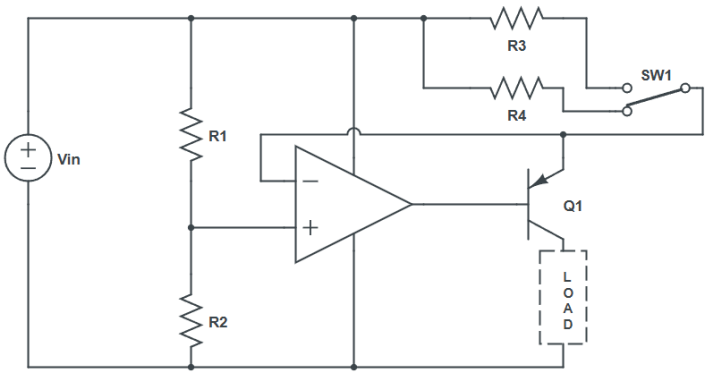


Figura 15. Esquemático de circuito modificado para cambiar los valores de corriente de la fuente.

Teniendo en cuenta esta modificación que se le hace al circuito, tendremos que calcular los valores de resistencias para cada uno de los casos.

Para facilitar esta tarea y minimizar el error, dado a que buscaremos valores comerciales de resistencias, se realizó un script en Python (mostrado en el Anexo A), donde se iteran las combinaciones de estas resistencias para buscar un valor de voltaje en el divisor en un rango determinado, una vez el voltaje estaba dentro del rango se buscaba un valor de resistencia comercial (para la resistencia del transistor o "R3") o una aproximación con máximo error del 5% para alguno de los valores de corriente en cuestión.

Tabla 6. Resultados cálculo de resistencias para fuentes de corriente constantes

R1 (Ω)	R2 (Ω)	Vdiv (V)	R3c (Ω)	R3a (Ω)	Ic (mA)	% error
3.9 k	5.1 k	13.6 V	520	510	20	1.92
3.9 k	5.1 k	13.6 V	1040	1 k	10	3.85
5.9 k	8.2 k	14.26 V	38.96	39	250	0.11
2.2 k	510	4.51 V	38.968	39	500	0.09

Como se aprecia en la Tabla 6 (donde "R3c" hace referencia el valor exacto calculado, y "R3a" hace referencia al valor comercial al que se aproxima), para los valores de corriente de 10 y 20 mA, se puede dejar un divisor fijo y cambiar la resistencia del transistor como se propuso en la Figura 13, y para las corrientes de 250 y 500 mA se puede dejar estática la resistencia del transistor y cambiar los divisores, todo esto con un error máximo de aproximación para R3 de un 3.85%.

Al calcular el voltaje consumido y la potencia de cada resistencia de transistor, obtenemos los resultados de la tabla 7.

Tabla 7. Voltajes y Potencias en las resistencias de transistor

R3 (Ω)	Ic (mA)	V_{R3} (V)	V_{Lmax} (V)	V_{Lr} (V)	P_{R3} (W)
39	250	9.75	13.55	5	2.43
39	500	19.5	3.8	1.5	9.75
510	20	10.2	13.1	12	0.204
1 k	10	5.1	18.2	12	0.051

La tabla 7, muestra el voltaje en cada resistencia expresado como V_{R3}**,** también tenemos el voltaje máximo que puede consumir la carga (V_{Lmax}), el voltaje máximo que tenemos que garantizar en la carga en cada caso (V_{Lr}), y la potencia que hay en las resistencias (P_{R3}).

Teniendo en cuenta esta información podemos asegurar que el sistema entregara los voltajes máximos que se requieren en cada caso de medida, por otro lado, las resistencias de 510 y de 1k pueden ser un ¼ de Watt sin problema, mientras que la resistencia de 39 debe ser de 15W. Además, se puede asumir también que las resistencias que forman los divisores de voltaje también pueden ser de ¼ de Watt, ya que al estar casi todos en el orden de los miles de ohms la corriente es del orden de unos pocos miliamperios por lo que la potencia no sobrepasa el cuarto de Watt, esto se demuestra gracias al cálculo de la potencia en de la resistencia de menor valor:

Divisor menos resistivo: R1 = 2200 Ω, R2 = 510 Ω

Calculando la corriente:

$$I = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_2} = \frac{24\,V}{2200\Omega + 510\Omega} = 8.85\,mA$$

Cálculo de la potencia en la resistencia menor:

$$P = I^2R = (8.85mA)^2(510) = 40mW$$

Al obtener un valor mucho menor a ¼ de W en la resistencia de menor valor se puede asumir el resto de igual potencia ya que la potencia es inversamente proporcional a la resistencia.

- **Selección de componentes**

Para seleccionar el amplificador operacional debemos tomar en cuenta la condición del voltaje de alimentación superior a 24V, la Tabla 8 muestra algunos amplificadores que cumplen el requerimiento.

Tabla 8. Amplificadores que cumplen con características de diseño.

Referencia	Voltaje máx. (V)	Corriente máx. (mA)	Precio (COP)
LM324	32	20	$ 1.000
TL084	36	20	$ 3.000
OPA171	36	10	$ 10.000
LM358	32	20	$ 1.000
OPA551	60	200	$ 30.000
OPA192	36	20	$ 20.000
LMC6482	36	25	$ 15.000
TLE2141	44	40	$ 8.000
LT1013	44	20	$ 10.000
TLE2064	36	30	$ 6.000

Se selecciona el LM324, ya que cumple con las características, es el de menor precio y tiene un uso común en circuitos de fuentes de corriente como en este caso.

Por otro lado, también necesitamos caracterizar las condiciones que debe cumplir el transistor las cuales son: voltaje colector emisor mayor a 24V (Vce > 24V) y corriente máxima mayor a 500mA (I máx. > 500mA). La Tabla 9 muestra algunos transistores que cumplen con las condiciones.

Tabla 9. Transistores que cumplen con las características de diseño.

Referencia	Vce máx. (V)	I máx. (A)	Precio (COP)
2N3702	40	0.8	$ 1.000
MJ2955	60	15	$ 10.000
TIP42C	100	6	$ 3.000
BD140	80	1.5	$ 2.000
TIP32C	100	3	$ 3.000
2N2907	60	0.6	$ 1.500
2SA1943	230	15	$ 8.000
MJE2955T	60	10	$ 5.000
BD136	45	1.5	$ 2.000
2SB817	120	12	$ 6.000

Se selecciona el 2N3702, ya que cumple con las condiciones y tiene un bajo precio.

Una vez tenemos componentes seleccionados el circuito queda como se muestra en la Figura 16, donde para efectos de simulación y de fácil comprensión del circuito, la conmutación o selección de divisores o resistencia de interés se hace gracias a los switches (S1, S2, S3, S4), aclarando a su vez que para efectos prácticos dicha conmutación puede ser efectuada con diferentes dispositivos desde relés hasta multiplexores.

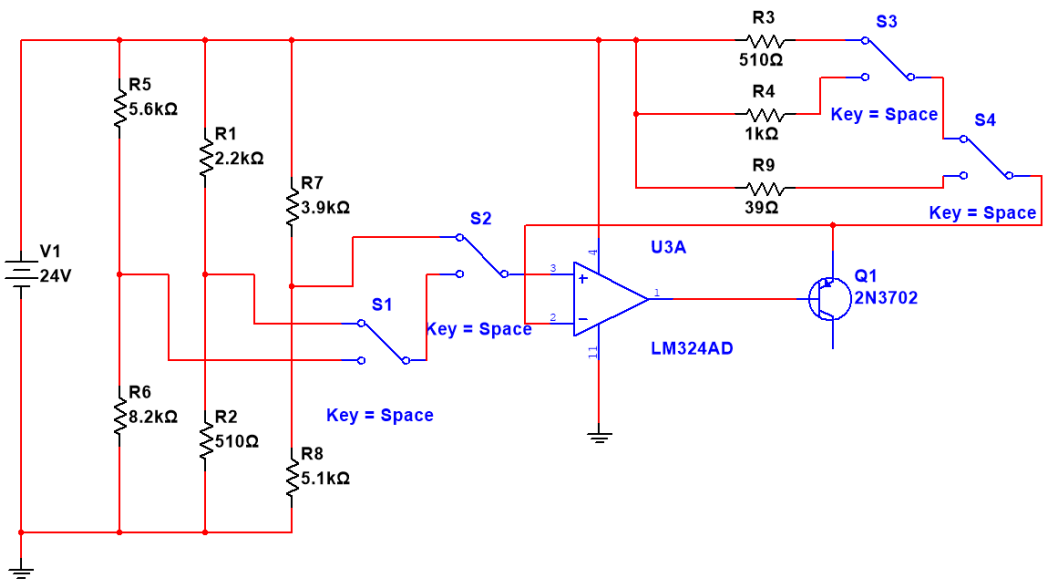


Figura 16. Circuito para la fuente de corriente de valores constantes.

Un punto para tener en cuenta es que la fuente antes descrita y representada en la Figura 14 contempla solo corrientes positivas por lo que es necesario hacer también el diseño de la fuente de corriente negativa (-250mA). Para lograr esta corriente se plantea usar el mismo circuito que se usó para la fuente de corrientes positivas alterando ligeramente el circuito.

Es necesario un voltaje negativo, por lo que se realiza un cambio de valor de la fuente de voltaje ya que el rango de esta sola medición lo permite (asumiendo un voltaje en la resistencia R3 menor a 5V), además es necesario invertir las conexiones de colector y emisor del transistor y las conexiones de las entradas del amplificador, es decir, el voltaje de referencia conectado ahora al pin negativo y la retroalimentación al pin positivo (ver Figura 17).

- **Cálculos:**

Para los cálculos de la corriente en este circuito se toma la ecuación (4) y se expresa de la siguiente manera:

$$I = \frac{V_{div} - V_{cc}}{R_3}$$

Por lo que, para este punto, también se hace uso del script en Python (Anexo A) que calculara las resistencias comerciales para el divisor y la resistencia del transistor, obteniendo los resultados de la Tabla 10:

Tabla 10. Resultados de cálculos para fuente de corriente de -250mA

R1 (Ω)	R2 (Ω)	V_{div} (V)	R3 (Ω)	% error
1.8 k	2.2 k	-5.5	18	0.00

Con estos resultados solo nos falta tener en cuenta la potencia en la resistencia del transistor o R3: $P = I^2R = (250mA)^2 * 18\Omega = 1.125$ W por lo que se selecciona una resistencia de 2W que deberá ser suficiente.

- **Selección de componentes:**

Así como en la fuente de corrientes positivas, las condiciones para el amplificador es la misma por lo que también se hace uso del LM324 para este caso.

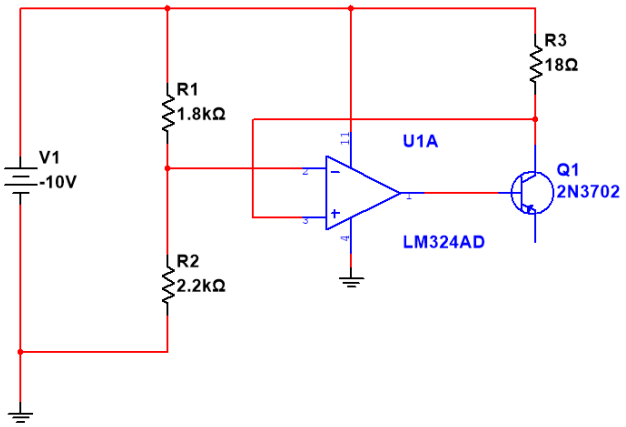


Figura 17. Circuito final fuente de corriente de -250mA.

4.3.2.2 Fuente de corriente controlada

Para la medicion de H_{fe} y $V_{CE(sat)}$, se requiere el uso de una fuente de corriente controlada con un rango entre 50µA hasta 6.5mA (y para el mismo rango, pero corrientes negativas), para cumplir con esta tarea se contemplan las siguientes opciones:

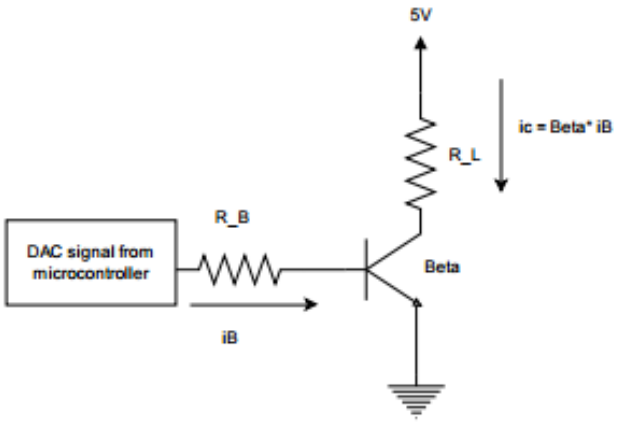


Figura 18. Esquemático de fuente de corriente controlada con transistor BJT

El circuito mostrado en la Figura 18 implementa un transistor BJT, en configuración de emisor común, donde la corriente del colector está controlada por la corriente de base, que a su vez depende de la magnitud del voltaje suministrado por la señal del DAC y la resistencia de base.

Por lo que la corriente se puede expresar como se muestra en la ecuación (7):

$$I_C = \beta * \frac{V_{DAC}}{R_B} \tag{7}$$

La corriente de colector I_C es aproximadamente β veces la corriente de base I_B, donde β es la ganancia de corriente del transistor. Por lo tanto, al variar la señal del DAC, se puede controlar la corriente de colector y, en consecuencia, la corriente que pasa a través de la carga R_L. [12]

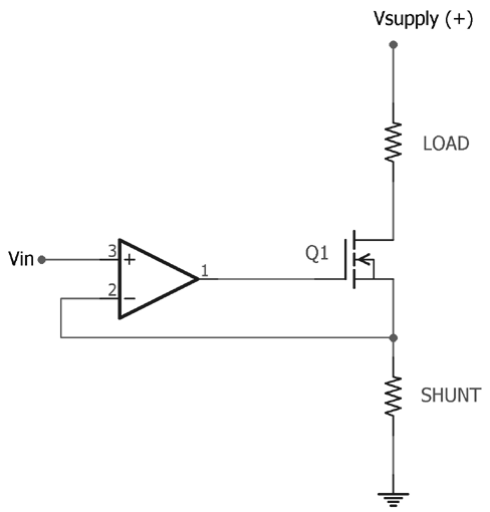


Figura 19. Esquemático de fuente de corriente controlada basada en transistor Mosfet y amplificador operacional.

En el circuito presentado en la Figura 19 el amplificador operacional ajusta la tensión en el gate del transistor Mosfet para que la caída de voltaje en la resistencia de shunt sea igual a V_{in}. Esto asegura que el voltaje a través del shunt sea constante y, por lo tanto, controla la corriente a través de la carga.

La corriente en este circuito está dada por la ecuación (8).

$$I_{Load} = \frac{V_{in}}{R_{shunt}} \tag{8}$$

El transistor Mosfet, al estar en configuración de fuente de corriente, mantiene constante la corriente que fluye en la carga y depende solamente de del valor del voltaje de entrada y la resistencia de shunt.[13]

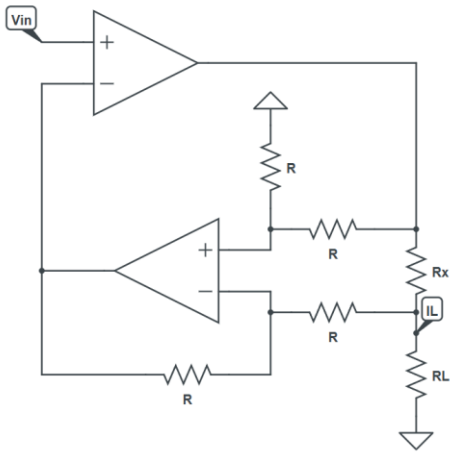


Figura 20. Esquemático de fuente de corriente bidireccional con amplificador diferencial.

El circuito de la figura 20, utiliza amplificadores operacionales en una configuración de puente. El voltaje de entrada V_{in} controla la corriente I_L que circula a través de la carga R_L, además regula la corriente a través de R_x y la ganancia de los amplificadores operacionales, a su vez es directamente proporcional al voltaje de entrada V_{in}, y la corriente de la carga esta dada por la ecuación (9).[13]

$$I_L = \frac{V_{in}}{G.R_x} \tag{9}$$

Donde G es la ganancia del amplificador diferencial.

Basándose en las características del circuito que se requiere se selecciona fuente de corriente bidireccional con amplificador diferencial, demostrado en la Figura 18.

- **Cálculos**

Se asume una ganancia unitaria por parte de los amplificadores por lo que los valores de R en el diferencial son los mismos, además se escoge una resistencia R_x = 1 kΩ, por lo que a partir de la ecuación (10), despejamos el voltaje de entrada para conocer los valores de voltaje necesarios para el rango de corrientes requeridas (-6.5mA a 6.5mA):

$$V_{in} = I_L * R_X * G$$
$$G = 1$$
$$V_{in} = \pm 6.5mA * 1000\Omega$$
$$V_{in} = \pm 6.5V$$

Esto muestra que para que la corriente varie entre -6.5mA hasta 6.5mA, se debe variar el voltaje de entrada entre -6.5V hasta 6.5V. Para ello se propone llegar a los -6.5V como nivel de offset e ir sumando voltaje positivo hasta llegar a los 6.5V.

Así que, tomando como referencia la fuente de -10V, y se busca una combinación de resistencias comerciales que hagan de divisor de voltaje para llegar a los -.6.5V, se implementa otro script en Python (se muestra en el Anexo B) para esta tarea. El divisor con mejor resultado encontrado se realiza con R1 = 1.2 kΩ y R2 = 2.2 kΩ, obteniendo como salida un voltaje de -6.47V al que se le agrega un amplificador en configuración seguidor de voltaje o buffer para mantener estable el valor del voltaje.

La suma progresiva de voltaje que a su vez controlara la corriente, se desea hacer con un DAC del controlador, que solo entrega un voltaje máximo de 3.3V, por lo que debemos amplificar ese valor unas 3.94 veces para llegar a los 13V que son necesarios.
Para ahorrar recursos y tiempo se decide amplificar a la vez que se suma con el nivel del offset, esto se logra con un amplificador sumador donde el voltaje de salida está dado por:

$$V_{out} = 1V_{off} + 3.94V_{var}$$

Donde V_{off} es el voltaje de offset (-6.5V) y V_{var} es el voltaje variable entregado por el DAC, también se elige una resistencia de referencia con un valor de 3.9 kΩ con esto establecido podemos calcular las resistencias correspondientes.

$$R_{voff} = \frac{R_{ref}}{A_1} = \frac{3.9\ k\Omega}{1} = 3.9\ k\Omega$$

$$R_{vvar} = \frac{R_{ref}}{A_2} = \frac{3.9\ k\Omega}{3.94} = 989\Omega$$

Esta última se aproxima a 1 kΩ, ahora calculamos la resistencia sobrante, conociendo antes el valor del paralelo entre las resistencias de entrada = 795Ω:

$$R_X = \frac{R_{ref}\ R_p}{R_p - R_{ref}} = \frac{3.9\ k\Omega * 795\Omega}{795\Omega - 3.9\ k\Omega} = 998\Omega$$

Solo faltaría conocer el valor de las resistencias del amplificador diferencial, que, como se explicó en su momento deben tener el mismo valor para conservar la ganancia unitaria así que se escoge el valor de 1kΩ.

- **Selección de componentes**

Para los amplificadores del seguidor de voltaje y del sumador se requieren las mismas condiciones anteriores por lo que se decide que también sean LM324, mientras que para los amplificadores de la fuente de corriente se requiere que su voltaje de alimentación sea superior a ±24V y que tengan una ganancia interna unitaria, en la Tabla 11 se contemplan algunos amplificadores que cumplen con las características.

Tabla 11. Amplificadores que cumplen con las características de diseño (fuente de corriente controlada).

Referencia	Alimentación (V)	Ganancia	Corriente (mA)	Precio (COP)
OPA552	±30	1	200	$ 50.000
OPA445	±45	1	15	$ 40.000
LM1875	±30	1	4.000	$ 25.000
OPA541	±40	1	10.000	$ 90.000
TLE2141	±20	1	50	$ 20.000
LME49810	±100	1	50.000	$ 100.000
OPA548	±30	1	5.000	$ 80.000
AD825	±15	1	40	$ 30.000
LM675	±30	1	3.000	$ 35.000
AD8628	±24	1	15	$ 25.000

Se elige el AD8628, ya que cumple con las condiciones y es el más económico.

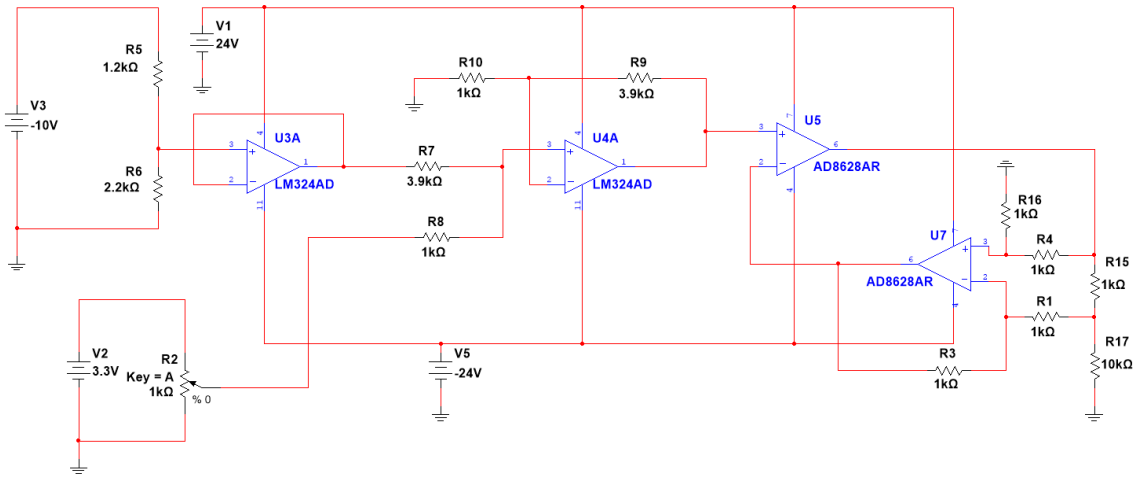


Figura 21. Circuito final para la fuente de corriente controlada bidireccional.

En la Figura 21, se demuestra el circuito final para la fuente de corriente controlada bidireccional, donde la variación de voltaje suministrada por el DAC del microcontrolador se representa con un potenciómetro y una fuente de 3.3V para efectos de simulación y verificación del circuito.

4.3.2.3 Fuente de voltaje constante

Como se describe en los diseños detallados, se requiere el uso de una fuente de voltaje constante de 10V en la medición de $R_{DS(on)}$, por lo que se opta por un circuito ya usado en un diseño anterior, se trata del divisor de voltaje (tomando los 24 de fuente), con la ligera diferencia que no van a ser dos resistencias como se muestra en la Figura 22, sino, una sola y un diodo Zener quien mantendrá el voltaje constante, además, tal como se implementó en el divisor del offset para la fuente de corriente controlada, se colocara un amplificador como seguidor de voltaje para garantizar estabilidad cuando la corriente en la carga varie. Agregando además que la corriente máxima entregada a la carga conectada es aproximadamente de unos 200mA, corriente más que suficiente para suministrar los circuitos requeridos, ya que tienen muy bajo consumo.[14]

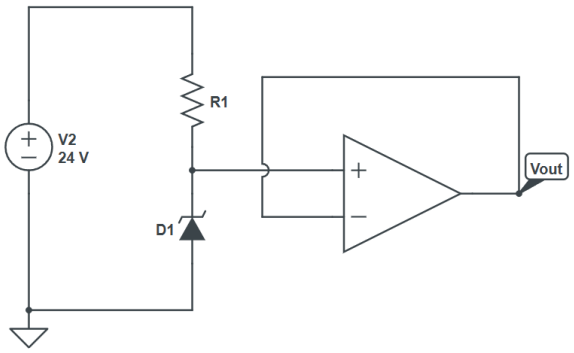


Figura 22. Divisor de voltaje con diodo Zener.

- **Cálculos:**

Para seleccionar el valor de la resistencia en serie con el Zener, usamos lay de Ohm, expresado en la ecuación (10):

$$R = \frac{V_{in} - V_Z}{I_Z} \tag{10}$$

Donde I_Z es la corriente que pasa por el divisor, la cual se asume a 10 mA como corriente mínima para que el Zener funcione correctamente.

$$R = \frac{24V - 10V}{250mA} = 56\ \Omega$$

Se roma la resistencia de 56 Ω este valor permitirá que fluya suficiente corriente por el Zener para mantener el voltaje de 10V estable, además, con esta información también podemos conocer la potencia en la resistencia, que es de unos 3.5 W, por lo que una resistencia de 5 de Watts es suficiente.

- **Selección de componentes:**

Debido a que el amplificador del buffer debe cumplir las mismas condiciones o tener las mismas características, se hace uso otra vez del LM324, en cuanto al Zener, se necesita que su voltaje de ruptura sea de 10V y que soporte una potencia de 2.5W, por lo que en la Tabla 12 se muestra una selección de diodos con estas características.

Tabla 12. Diodos que cumplen las características de diseño.

Referencia	Vz (V)	I (mA)	Potencia (W)	Precio (COP)
1N4740A	10.0	25	1.0	$ 400
BZX55C10	10.0	5	0.5	$ 300
BZX79C10	10.0	10	0.5	$ 200
1N5923B	10.0	27.5	1.5	$ 700
1N5347B	10.0	45	5.0	$ 1.200
MMSZ5240B	10.0	20	0.5	$ 150
BZX84C10	10.0	5	0.3	$ 250
BZV55C10	10.0	5	0.5	$ 300
P6KE10CA	10.0	100	5.0	$ 2.000
1N4739A	9.1	25	1.0	$ 400

Se escoge el 1N5347B, ya que cumple con los requisitos y es uno de los que tiene menor precio, en la Figura 23 se muestra el circuito final para la fuente de voltaje constante de 10V.

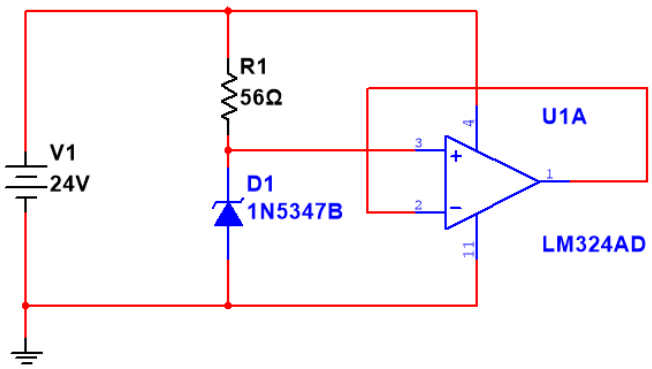


Figura 23. Circuito final para fuente de voltaje constante de 10V.

4.3.2.4 Fuente de voltaje controlada

Para la medición de H_{fe}, se requiere una fuente de voltaje controlada en un rango entre los 0V y los 4V, para ello se pueden emplear varios circuitos, algunos de los circuitos considerados fueron:

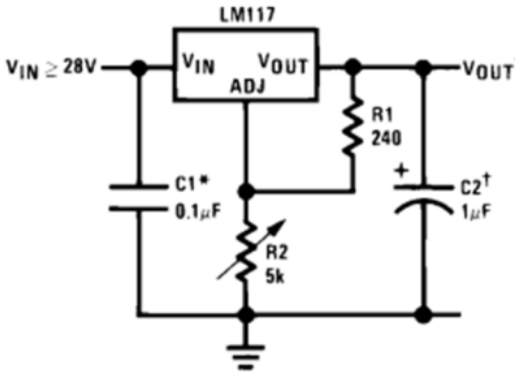


Figura 24. Esquemático de fuente de voltaje con regulador controlada por potenciómetro.

En este circuito (Figura 24) se emplea un regulador variable como el LM317, el cual puede ajustar el voltaje de salida, dependiendo del divisor que se crea entre la resistencia R1 de la Figura 19 y el potenciómetro R2.

El LM317 es un regulador de voltaje positivo que puede ajustarse dentro de un rango de aproximadamente 1.25V hasta 37V, dependiendo de la configuración de R1 y R2. La corriente que fluye a través de R1 establece un voltaje fijo entre el pin de ajuste y el terminal de salida, el cual es aproximadamente 1.25V. Al ajustar el valor de R2 (el potenciómetro), se modifica la cantidad de voltaje que cae sobre esta resistencia, lo que permite regular la salida del LM317.[15]

El voltaje de salida se puede calcular mediante la ecuación (11):

$$V_{out} = V_{ref}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{adj} * R_2 \tag{11}$$

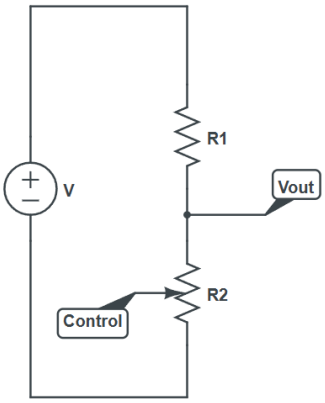


Figura 25. Esquemático de fuente de voltaje controlada usando divisor de voltaje.

El circuito de la Figura 25 hace referencia a un divisor de voltaje simple, el cual varia el voltaje al variar el potenciómetro, dicho potenciómetro podría ser uno digital, una desventaja podría ser la estabilidad del voltaje en caso de que la carga requiera una corriente relativamente alta (por encima de 100mA se podría considerar alta en este caso).[12]

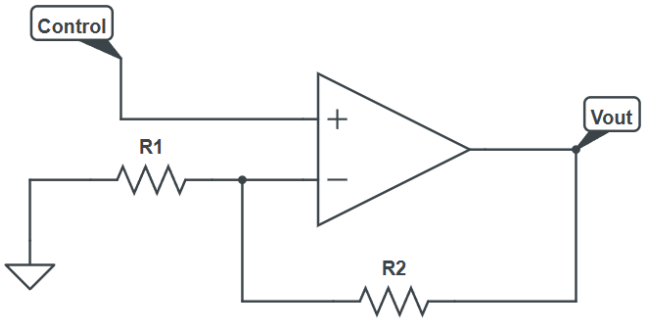


Figura 26. Amplificador no inversor como fuente de voltaje controlada.

Este circuito mostrado en la Figura 26 presenta un amplificador operacional en su configuración no inversora, donde el voltaje de salida está dado por la ecuación (12). Además de lo simple de la implementación, este circuito también nos ofrece un nivel de estabilidad independiente de la corriente.[16]

El control de este circuito puede ser implementado a través de uno de los DACs del microcontrolador, el cual tiene un rango entre 0V hasta 3.3V

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in} \tag{12}$$

Este último presenta una gran ventaja en cuanto a simplicidad y estabilidad por lo que se trabajara sobre él.

Además, hay que mencionar que para las mediciones en transistores NPN el voltaje que se requiere es positivo, pero en para los NPN es negativo, por lo que se añadir al final un amplificador inversor con ganancia unitaria que entrara en funcionamiento cuando se requiera.

- **Cálculos:**

Conocidos los rangos (0V – 4V), procedemos a calcular la ganancia necesaria del amplificador conociendo el valor máximo que tenemos desde el DAC (3.3V), donde G = Vout/Vin = 4/3.3 = 1.21.
Ahora tenemos que calcular las resistencias necesarias para que la ganancia nos de 1.21:
Asumiremos un R2 de 1kΩ y despejamos de la ecuación (12):

$$R_1 = \frac{R_2}{\frac{V_{out}}{V_{in}} - 1} \qquad donde \quad \frac{V_{out}}{V_{in}} = G = 1.21$$

Tenemos que:

$$R_1 = \frac{R_2}{G - 1} = \frac{1000\Omega}{1.21 - 1} \approx 4760\Omega$$

Obteniendo este resultado, podemos aproximar R1 a 4.7 kΩ.

- **Selección de componentes:**

Las resistencias pueden ser de ¼ de watt, y el amplificador operacional será el mismo LM324, ya que al igual que en los demás casos requiere de las mismas condiciones.
El circuito final de la fuente variable se puede ver en la Figura 27, donde se simula el voltaje variable del DAC con una fuente de 3.3V y un potenciómetro.

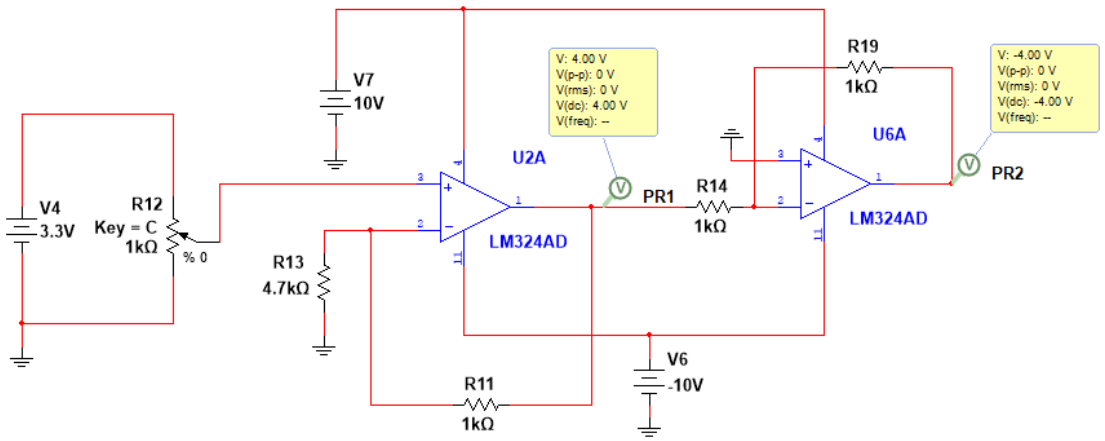


Figura 27. Circuito final para fuente de voltaje controlada.

4.3.2.5 Medidores de voltaje

Según el diseño conceptual requerimos de cuatro medidores de voltaje, para los cuales se decide hacer uso de los ADC disponibles en el microprocesador, pero estos conversores tienen un rango entre 0V hasta 3.3V, por lo que casi que ningún rango de medicion de voltaje se cubre por completo.

Para solucionar este inconveniente se realizará un escalado de las medidas utilizando amplificadores inversores y luego un buffer inversor para recuperar el nivel (esto debido a que la mayoría de rangos tienen un valor máximo superior a 3.3, por lo que las ganancias necesarias son menores a 1), ahora, cada escalado tiene una ganancia dependiendo del rango

de cada medicion, dicha ganancia se multiplicará internamente en el microcontrolador a la medida del ADC para recuperar la magnitud de la medicion.

Se propone también un circuito previo al escalado, que verifique que la medida está dentro de los rangos para evitar alguna amplificación de un valor por encima de los rangos que pueda afectar el microcontrolador, el circuito perfecto para esta tarea es un comparador de ventana mostrado en la Figura 28.

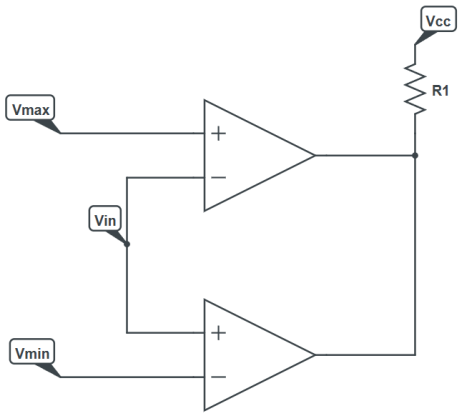


Figura 28. Esquemático de un circuito comparador de ventana.

.

Este circuito utiliza dos amplificadores, donde sus terminales de los extremos se conectan voltajes de referencia para algún rango (Vmax y Vmin), sus otras dos terminales están conectadas entre sí, y justo en este punto se conecta el voltaje de entrada (Vin), el cual se compara con los voltajes establecidos, si el voltaje de entrada tiene un nivel dentro del rango ambos comparadores se activan y el voltaje de salida es igual a Vcc o un nivel alto, pero si por el contrario esta fuera de rango al menos uno de los comparadores se desactiva haciendo que el voltaje de salida caiga a 0 V.[11]

Teniendo esto en cuenta podemos hacer uso de un solo circuito y cambiar las referencias de voltaje máximo y mínimo de la misma manera en la que se cambió la referencia del voltaje de divisor en la fuente de corrientes constantes, los rangos y los divisores necesarios para ajustar los valores de voltaje se expresan en la Tabla 13.

Tabla 13. Divisores de voltaje necesarios para rangos del comparador de ventana

Rangos (V)	Vmin		V	%error	Vmax		V	%error
	R1(Ω)	R2(Ω)			R1(Ω)	R2(Ω)		
0.2 – 12	33k	680	0.2	0.0	2.2k	2.2k	12	0.0
0.1 - 3.5	22k	220	0.1	0.0	2.2k	1.2k	3.53	0.85
-5 – 5	2.2k	2.2k	-5	0.0	6.8k	1.8k	5.02	0.39
0.1m – 1.5	Na	Na	Na	Na	6.8k	1.2k	1.5	0.0

Cabe aclarar que a la información de la Tabla 13 le falta un dato o una aclaración, y es que, para los voltajes con valores menores a 5 (incluyendo el negativo), se toma una alimentación de 10V, mientras que para los demás se toman 24V, esto con el fin de que los divisores sean más precisos, y de que los valores de resistencias para voltajes pequeños no fuesen muy elevados, caso que presenta el divisor para 0.1mV, al ser un voltaje tan pequeño se asumirá un nivel de 0 en el comparador cuando se mida $R_{DS(on)}$.

Con esto en claro el circuito para el comparador de ventana quedaría como se muestra en la Figura 29.

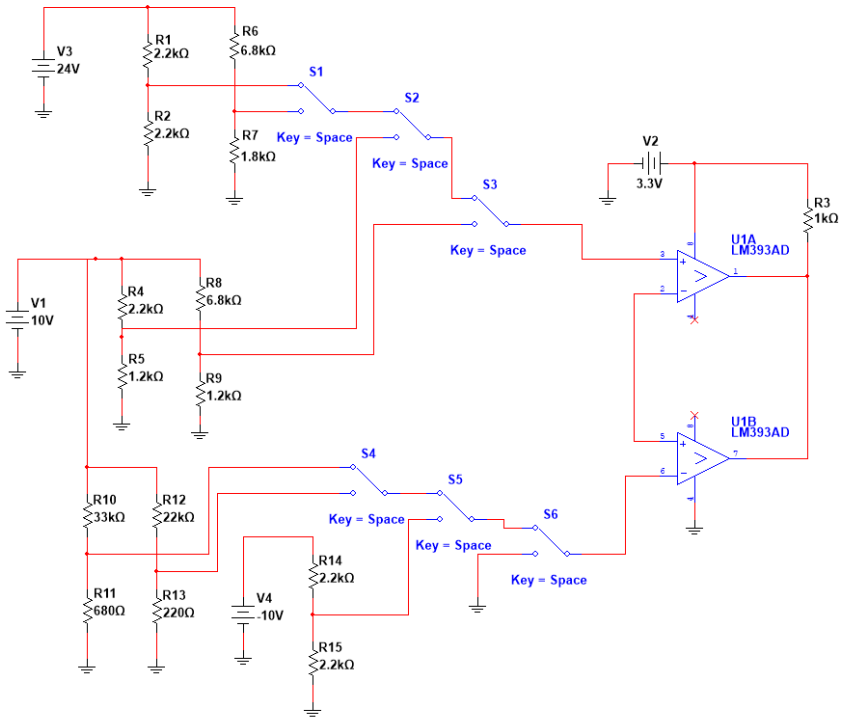


Figura 29. Circuito para el comparador de ventana.

El cambio de los voltajes de referencia se hace a modo de ejemplo activando los relés electromecánicos, esto en una construcción del sistema no tiene que ser así, hay otras opciones para la conmutación como relés de estado sólido, multiplexores entre otros. Además, se selecciona el LM393 como amplificador para este uso, ya que es un tipo de amplificador con características especiales para circuitos de este tipo.

La salida del comparador de ventana puede tener dos diferentes formas de uso dependiendo voltaje de salida, una opción puede ser alimentarlo con 10V y que la salida active directamente la fase de escalado, se tendría que hacer otro para la alimentación negativa lo que no es practico, por lo que para este caso se decide alimentar con 3.3V y que la salida del comparador se conecte a una entrada digital del microprocesador y sea este el que active o desactive la fase de escalado, bien pueda ser con un Mosfet como activador o un relé.

En cuanto al escalado en la Tabla 14 se especifican los rangos, ganancias y resistencias para el amplificador inversor necesarias en cada caso.

Tabla 14. Resultados de ganancias y resistencias necesarias para escalado.

Rango (V)	**Vmax (V)**	**G**	**R1(Ω)**	**R2(Ω)**	**%error**
0.2 - 12	12	0.275	1.2k	330	0.0
0.1 - 3.5	3.5	0.94≈0.84	3.9k	3.3k	0.0
-5 - 5	5	0.66	1.5k	1k	1.04
0.1m – 1.5	1.5	2.2	1k	2.2k	0.0

Dado a que la aproximación más cercana a la ganancia necesaria (0.94) es 1, se decide bajar a una ganancia posible con resistencias de valores comerciales, ya que si se deja en uno pasamos por encima del nivel del ADC del microcontrolador, por lo que es más sencillo y seguro modificar el valor a multiplicar internamente así no se llegue al máximo de 3.3V.

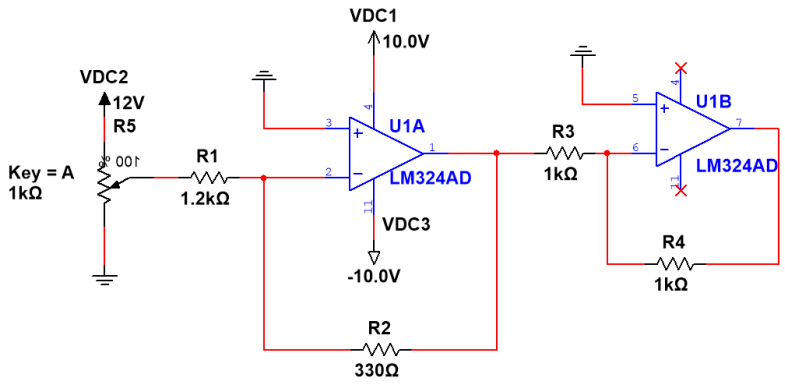


Figura 30. Circuito de escalado (Ejemplo para medicion de Vf y Vz)

En la Figura 30 se muestra el escalado para la medicion de V_f y V_z, (con un potenciómetro simulando la medida solo a modo de prueba) al igual que en el caso del comparador de ventana, se puede reutilizar el mismo circuito cambiando las resistencias para cambiar la ganancia, aunque hay que tener en cuenta que cuando se mida el $V_{GS(th)}$ de un transistor Mosfet de canal P, este circuito debe omitir el buffer ya que la medida viene con voltaje negativo, por lo que al invertirlo una sola vez ya tenemos la medida en voltaje positivo que se envía al microcontrolador, y se sabrá que es negativo por la selección del tipo de medicion.

4.3.2.6 Medidor de corriente

Así como se requieren medidores de voltaje, también se necesita de un medidor de corriente, específicamente para la medicion del voltaje colector emisor de saturación ($V_{CE(sat)}$) y de la ganancia de corriente (H_{fe}) de transistores BJT, donde se emplea una resistencia Shunt, esta resistencia se caracteriza por tener muy poco valor resistivo, 0.1Ω, por ejemplo, esto con el fin de no alterar o alterar lo menos posible la corriente que fluye en ese punto, además se conecta en serie a la carga donde se quiera medir la corriente, para dimensionar la corriente se mide el voltaje en esa resistencia y aplicando ley de ohm obtenemos el valor.

En este caso se requiere medir la corriente que pasa por el colector del transistor, la resistencia de medicion no tiene salida a tierra, por lo que para medir la caída de voltaje en la resistencia implementaremos un amplificador diferencial con una ganancia especifica.

Conociendo la corriente máxima a medir (dada por la máxima ganancia que se estableció en los requerimientos '920'), por lo que con una corriente de base fija de 50µA, la corriente máxima a medir, que serían unos 50mA, asumiendo una resistencia shunt de 0.1Ω, el voltaje máximo a medir serian 5mA, esto nos indica que la ganancia seria de 660 para llegar a 3.3V máximos que puede leer el ADC del microcontrolador, sin embargo, se reduce un poco a 560 para simplificar los cálculos y para que las resistencias a usar tengan valores comerciales.

- **Cálculos:**

Partiendo de la ecuación (13), la ganancia está dada por la razón entre las resistencias R2 y R1, recordemos que las resistencias deben tener el mismo valor para la otra entrada.

$$V_{out} = (V_{in2} - V_{in1})\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \tag{13}$$

Por lo que, si asumimos una ganancia de 560, y una resistencia R2 de 560 kΩ, se tiene que la resistencia R1 debe tener un valor de 1kΩ.

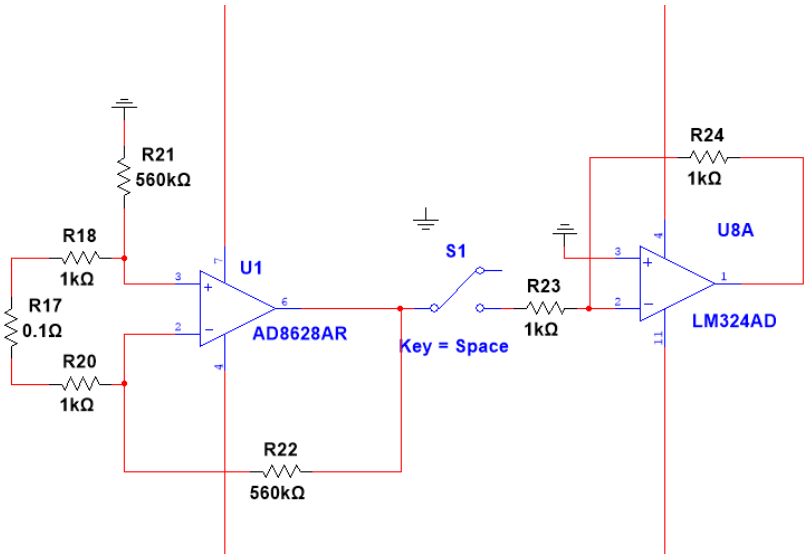


Figura 31. Circuito para el medidor de corriente.

En la Figura 31, se muestra el circuito montado en simulador para el medidor de corriente,

4.3.2.7 Procesador y sistema de despliegue

Para realizar la correcta activación de los subsistemas requeridos y también para calcular algunas medidas se requiere de un microcontrolador que cumpla con varias características como, por ejemplo, la resolución de bits, de los puertos ADC y DAC, por lo que se debe calcular dicha resolución antes de hacer una selección de posibles microcontroladores.

Cálculos de resolución de bits:

DAC

Teniendo en cuenta que los canales de los conversores de digital a análogo, se pretenden usar para el control de la fuente de voltaje controlada (0V a 4V) y para la fuente de corriente controlada (-6.5mA a 6.5mA), consideramos esta última como referencia ya que para poder llegar a estas corrientes, se necesita una variación de 13V en el voltaje de referencia de la fuente (aclarando que esos 13V, corresponde a la variación del canal del DAC entre 0V hasta 3.3V, que luego se amplifica para llegar al valor requerido).

Buscando unos pasos en la fuente de corriente de unos 50µA, para tener un control bastante amplio sobre la fuente y las mediciones, se tiene que:

Se multiplica el valor de paso de corriente por el valor de la resistencia Rx del circuito, para buscar su correspondiente variación en el voltaje de referencia:

$$50\mu A * 1k\Omega = 50mV$$

Obteniendo este valor, tenemos que la variación en el voltaje de referencia debe ser de 15mV, para lograr pasos de 15µA.

Ahora tomamos el valor máximo del voltaje y lo dividimos entre esta variación para obtener la cantidad de pasos necesarios:

$$\frac{13V}{50mV} = 260$$

Obtenemos un valor de 260 pasos, por lo que se aproxima a 256 que es el número de pasos de un canal DAC con resolución de 8 bits, perdiendo un poco de precisión y haciendo que los pasos ahora sean de 50.8µA, valor que se considera suficiente para lograr la precisión en las fuentes empleadas.

ADC

Considerando que casi todos los valores a medir por los canales ADC tienen una fase de escalado que las convierte a un valor máximo de 3.3V (exceptuando el medidor de corriente que los escala a un valor un poco menor), es importante optar por una detección bastante sensible para recuperar los datos de los escalados lo más exacto posible, por lo que se plantea que el ADC sea capaz de leer unos pasos de 1mV, por lo que calculando:

$$\frac{3.3V}{1mV} = 3300$$

Obteniendo un valor de 3300 pasos, lo que se aproxima a 4096 pasos, valor que corresponde a una resolución en el canal ADC de 12 bits, lo que garantiza detectar fluctuaciones de unos 805µV, siendo así, capaces de recuperar valores con gran precisión.

Con los cálculos realizados, ahora se puede decir que las características necesarias para la selección del microcontrolador son las siguientes:

- Resolución de puertos ADC de mínimo 12 bits, para la precisión en mediciones.
- Resolución de puertos DAC de mínimo 8 bits para controlar las señales de estímulo de manera precisa.

- Una velocidad de procesador de más de 20MHz para contar con cálculos en tiempo real y comunicación.
- Capacidad de memoria de unos 48 KB de flash y 16KB de RAM.

Algunos de los microprocesadores que podrían cumplir con las características se presentan en la Tabla 15.

Tabla 15. Microcontroladores que cumplen con las características de diseño.

Microcontrolador	**#Canales ADC**	**Resolución (bits)**	**#Canales DAC**	**Resolución (bits)**	**Velocidad CPU**	**Memoria Flash/RAM**	**Precio (COP)**
STM32F303CC	4	12	2	12	72	256/40	35.000
ESP32 (Dual Core)	18	12	2	8	240	520/SRAM	25.000
ATSAMD21G18	8	12	1	10	48	256/32	20.000
MSP432P401R	24	14	0	0	48	256/64	30.000
NXP LPC1768	8	12	1	8	100	512/64	40.000

Se elige el ESP32, dado que es el microprocesador que cumple los requisitos y tiene más bajo costo.

Para el sistema de despliegue se propone un display 16x2, con un módulo “I2C PCF8574”, para reducir la cantidad de pines utilizados en la comunicación ya que al tener comunicación por I2C, solo necesitamos de dos pines (SDA y SCL) para la comunicación. El costo de estos dos componentes esta aproximadamente por los $30.000 COP.

4.3.2.8 Alimentación del sistema

Como se vio durante el diseño de las diferentes fuentes de voltaje y corriente y circuitos necesarios, se requiere de varios voltajes de referencia (±24V y ±10V), por lo que para garantizar que las fuentes sean estables y suministren suficiente corriente para todo el sistema se decide hacer una fuente AC/DC dual de ±24V con capacidad de hasta 3A.

Esto último teniendo en cuenta que el sistema activara únicamente las fuentes necesarias para la medicion que el usuario requiera, lo que limita el consumo, y como ya se expresó en el

cálculo de potencias de resistencia para la fuente de corrientes constantes, al tener divisores con resistencias de valores altos garantizamos una consumo de corriente bajo, ahora para tener una idea más específica, se asume que claramente el procesador y la pantalla siempre estarán encendidos, por lo que recapitulando, la medicion que más subsistemas necesita es la medicion de la ganancia de corriente y el voltaje de colector emisor de saturación, donde se activa la fuente de voltaje con dos amplificadores y la fuente de corriente con cuatro, en la Tabla 16 se hace recuento de la corriente máxima que consumiría el sistema realizando esta medicion.

Tabla 16. Consumo de corriente de subsistemas más extensos

Dispositivo	**Cantidad**	**Consumo Max Unitario (mA)**	**Consumo Max Total (mA)**
ESP32	1	260	260
Display + Modulo I2C	1	30	30
Divisor de voltaje	1	7.05	7.05
LM324	4	3.5	14
AD8628	2	0.14	0.28
Total			311.33

Como se observa en la Tabla 16 el consumo máximo de estos subsistemas es de poco más que 300mA, aunque no se tiene en cuenta el consumo de corriente del propio circuito regulador y de las fuentes de voltaje de ±10V (aproximadamente 250mA cada una), por lo que teniendo en consideración esto, se toma la decisión de limitar la corriente máxima a 1.5ª por polaridad de fuente, es decir 3A en total.

Se implementa el circuito básico de reducción de voltaje con transformador, capacitores para filtrar el rizado y el regulador adecuado para cada caso (LM7824 y LM7924).
El circuito completo se presenta en la Figura 32.

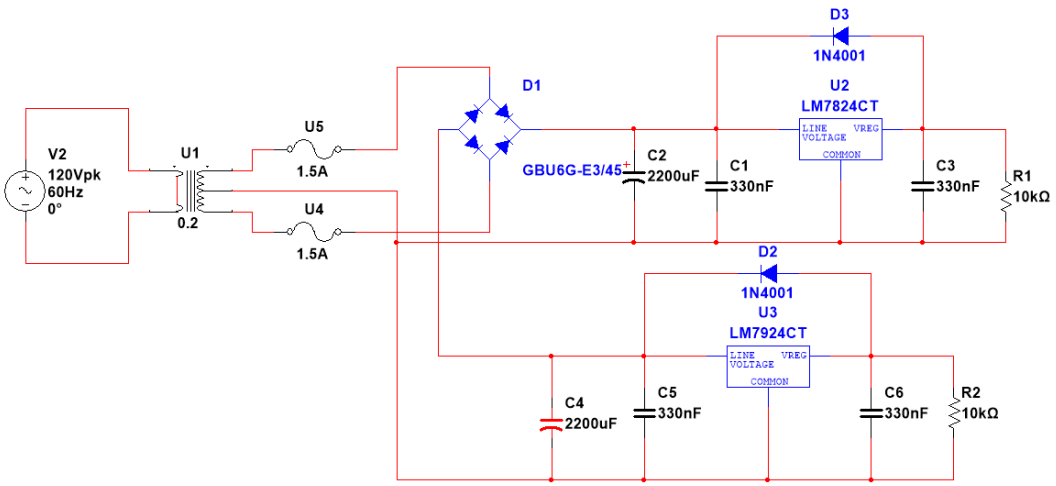


Figura 32. Fuente de voltaje dual para alimentación del sistema.

Durante el desarrollo del diseño de los subsistemas se implementa una fuente de 10V por lo que para la fuente de -10 se tomara el mismo diseño presentado en la Figura 19, con los respectivos ajustes mostrada en la Figura 33.

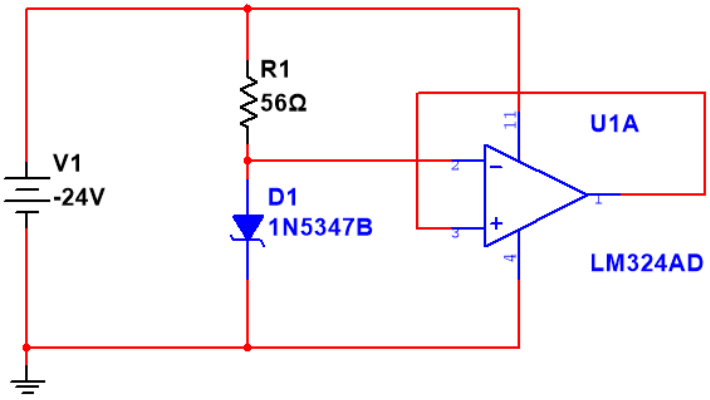


Figura 33. Circuito final para fuente de voltaje constante de -10V.

Con todos los circuitos diseñados, es momento de analizar su comportamiento en simulación, para ello se hace uso de la herramienta de NI Multisim 14.1 y los resultados se muestran en la sección 4.3.3.

- BOM (Bill of Materials) – Lista de materiales

La Tabla 17, hace recuento de los materiales que son necesarios para el sistema.

Tabla 17. Lista de materiales (BOM)

Referencia	Cantidad	Precio (COP)
LM324	6	12.000
2N3702	2	2.000
AD8628	2	30.000
1N5347B	2	2.800
LM393	1	1.200
ESP32	1	25.000
I2C PCF874	1	12.000
Display 16x2	1	18.000
1N4001	2	600
GB06G	1	10.000
Capacitores electrolíticos	2	12.000
Capacitores cerámicos	4	2.000
Fusibles 3A	2	20.000
Transformador 24-0-24	1	37.000
LM7824	1	2.200
LM7924	1	2.200
Resistencias de ¼ W	53	4.000
Resistencias de 2W	2	400
Resistencias de 5W	1	900
Resistencias de 15W	1	2.000
Precio Total		196.300

4.3.3 Simulaciones

4.3.3.1 Fuentes y medidores

- Fuente de corrientes constantes (10, 20, 250, 500 mA)

Solo para efectos de prueba de este circuito se conecta un LED del simulador como carga y se miden las corrientes:

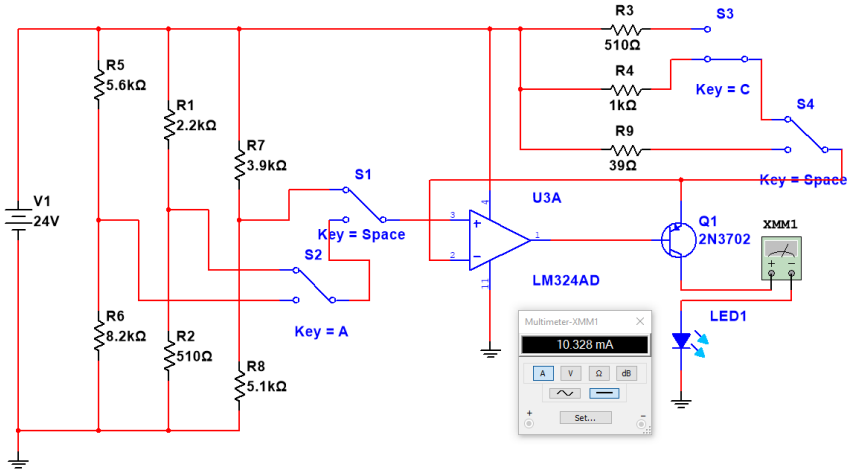


Figura 34. Simulación fuente de corriente constante (10mA).

Se obtiene un valor de 10.328 mA para un error porcentual aproximado del 3.1 % y un error absoluto de 0.3mA.

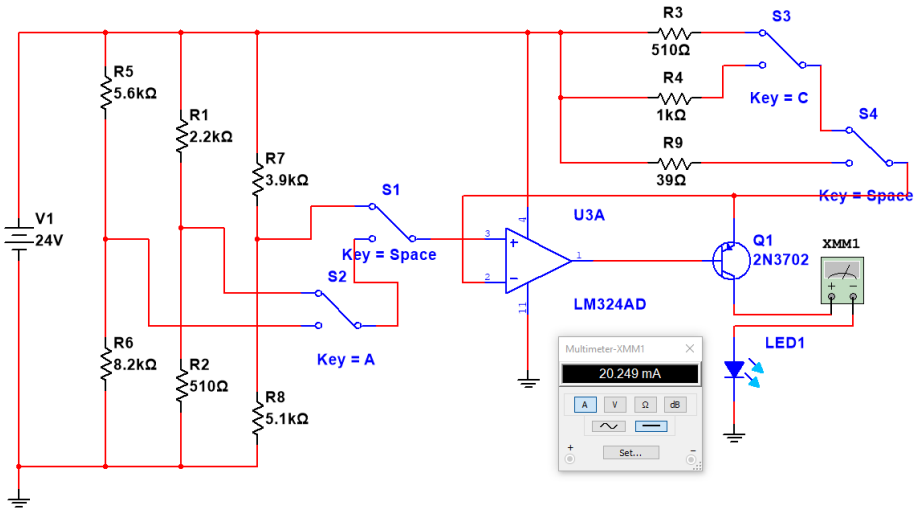


Figura 35. Simulación fuente de corriente constante (20mA)

Se obtiene una corriente de 20.248 mA para un error porcentual aproximado de 1.2% y un error absoluto de 0.2mA.

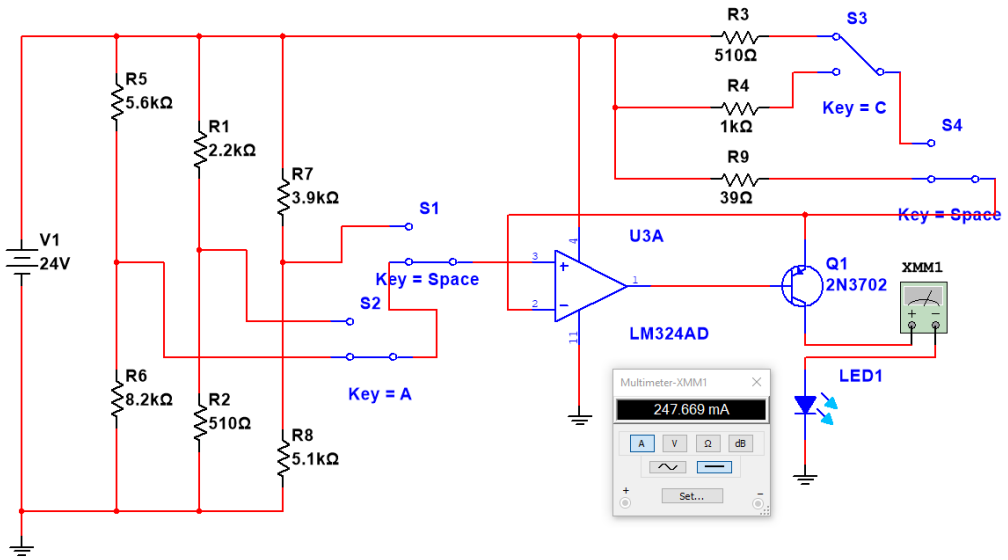
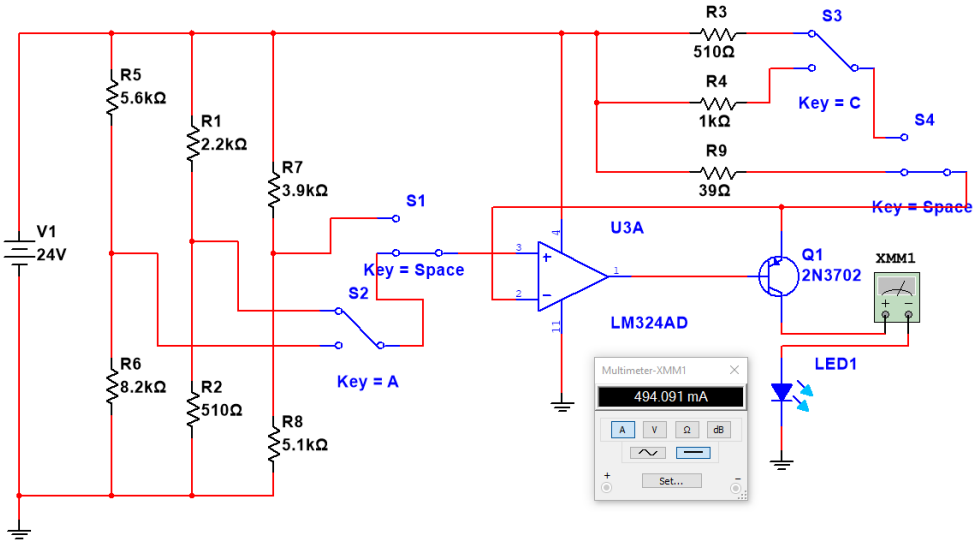


Figura 36. Simulación fuente de corriente constante (250mA).

Se obtiene un valor de 247.669 mA para un error porcentual aproximado de 0.941 % y un error absoluto de -2.3 mA.



.

Figura 37. Simulación fuente de corriente constante (500mA).

Se obtiene un valor de 494.091 mA para un error porcentual aproximado de 1.19% y un error absoluto de 3.01 mA.

- Fuente de corriente constante (-250 mA)

Al igual que las demás fuentes de corriente constante, para efectos de prueba se conecta un led del simulador como carga.

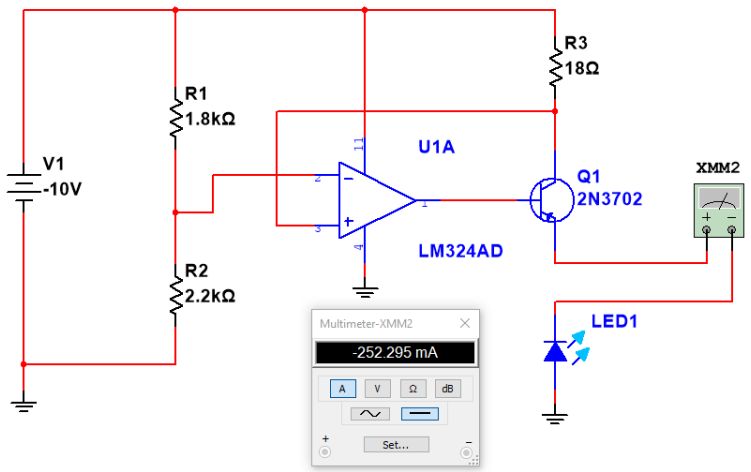


Figura 38. Simulación fuente de corriente constante (-250mA).

Se obtiene un valor de -252.295mA para un error porcentual aproximado de 0.91% y un error absoluto de 2.3 mA.

- Fuente de corriente controlada (-6.5mA – 6.5mA)

Corriente mínima:

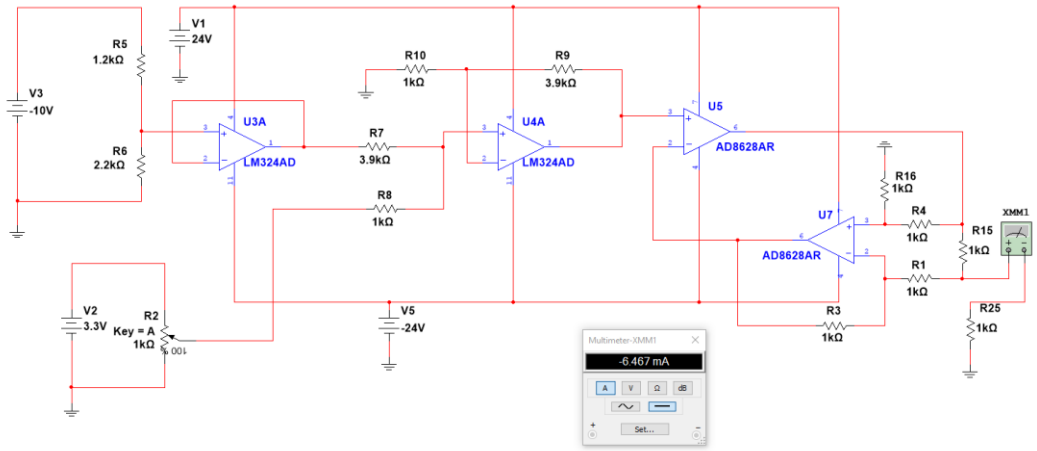


Figura 39. Simulación fuente de corriente controlada (rango por abajo -6.5mA).

Se obtuvo un valor de -6.467 mA, para un error porcentual aproximado de 0.51%.

Corriente máxima:

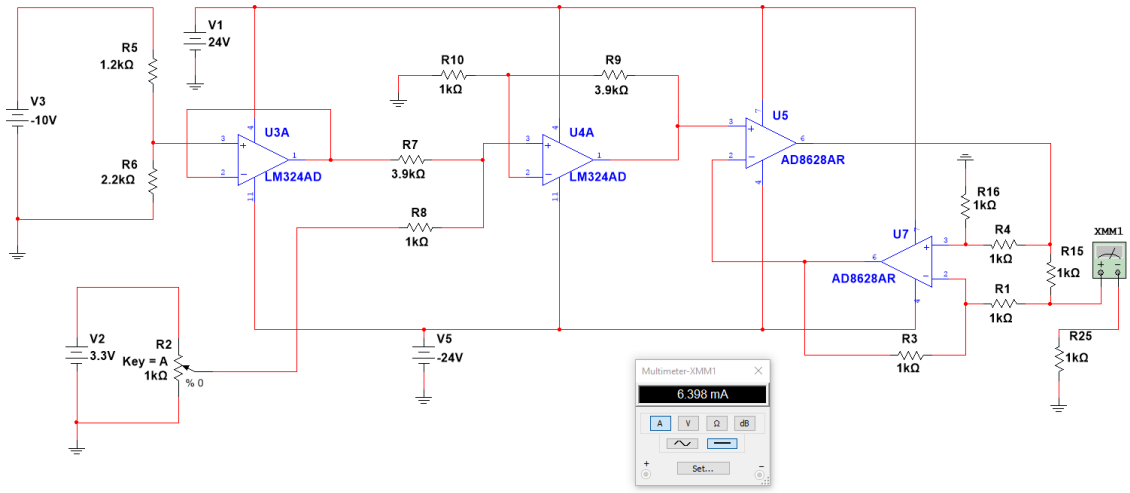


Figura 40. Simulación fuente de corriente controlada (rango por arriba 6.5mA).

Se obtuvo un valor de 6.398 mA, para un error porcentual aproximado de 1.59%.

- Fuente de voltaje controlada (0V a ±4V)

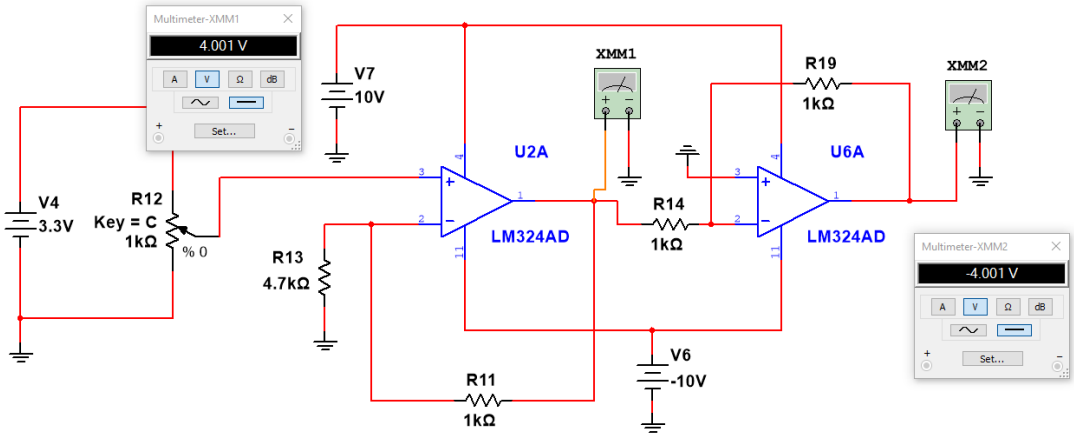


Figura 41. Simulación fuente de voltaje controlada (0V - ±4).

Se obtienen valores de ±4.001V para un error porcentual aproximado de 0.025%

- Fuentes de voltaje (±24V y ±10V)

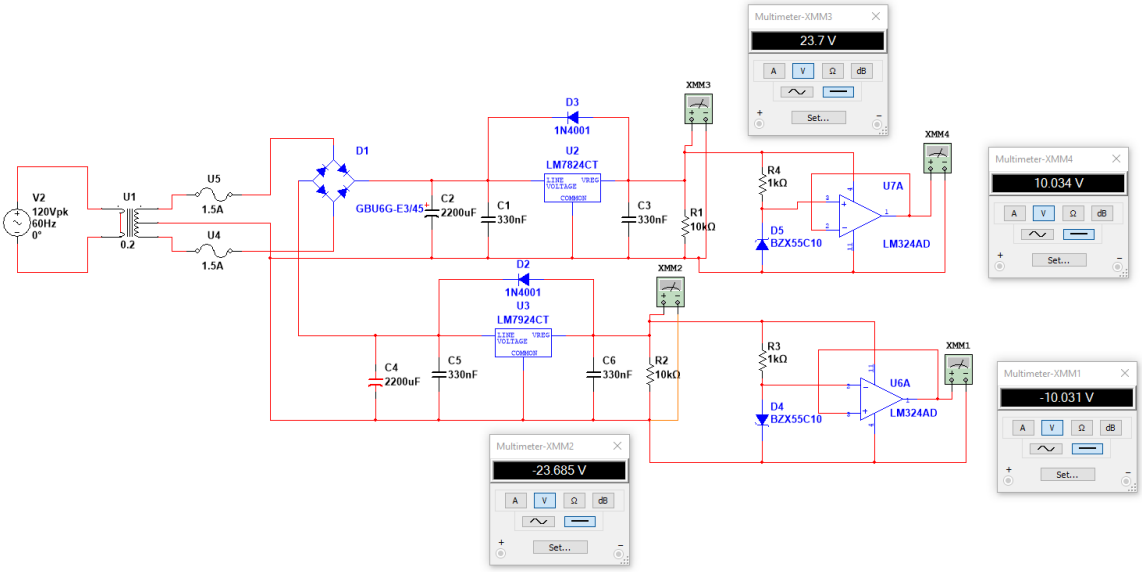


Figura 42. Simulación fuente de alimentación para el sistema.

Se obtienen unos valores de ±23.7V, para un error porcentual aproximado de 1.266% para las fuentes de ±24V mientras que para las de ±10 tenemos unos valores de ±10.03V, para un error porcentual aproximado de 0.29%.

- Medidor de voltaje

En la Figura 43 se muestra un ejemplo de uso de todo el diseño del medidor de voltaje, donde para esta prueba se conecta un diodo 1N4448 para medir su voltaje directo V_f (676 mV aprox.), esta medida se envía al comparador de ventana correspondiente, que verifica que la medida se encuentre dentro del rango especificado (en este caso 0.2V - 12V), como, efectivamente está dentro del rango en el medidor “PR4”, tenemos una salida lógica alta (3.3V), lo que por medio del control habilitaría la medida para que entre en la fase de escalado, recordemos que la ganancia de este escalado es de 0.275 en este caso, por lo que internamente el microcontrolador deberá dividir el valor que le llega al ADC (193mV) entre la ganancia para recuperar el valor, por lo que tendría que el voltaje medido es igual a 193mV/0.275 = 700.734mV, por lo que tenemos un error porcentual aproximado de 3.8% y un error absoluto de 0.026 V.

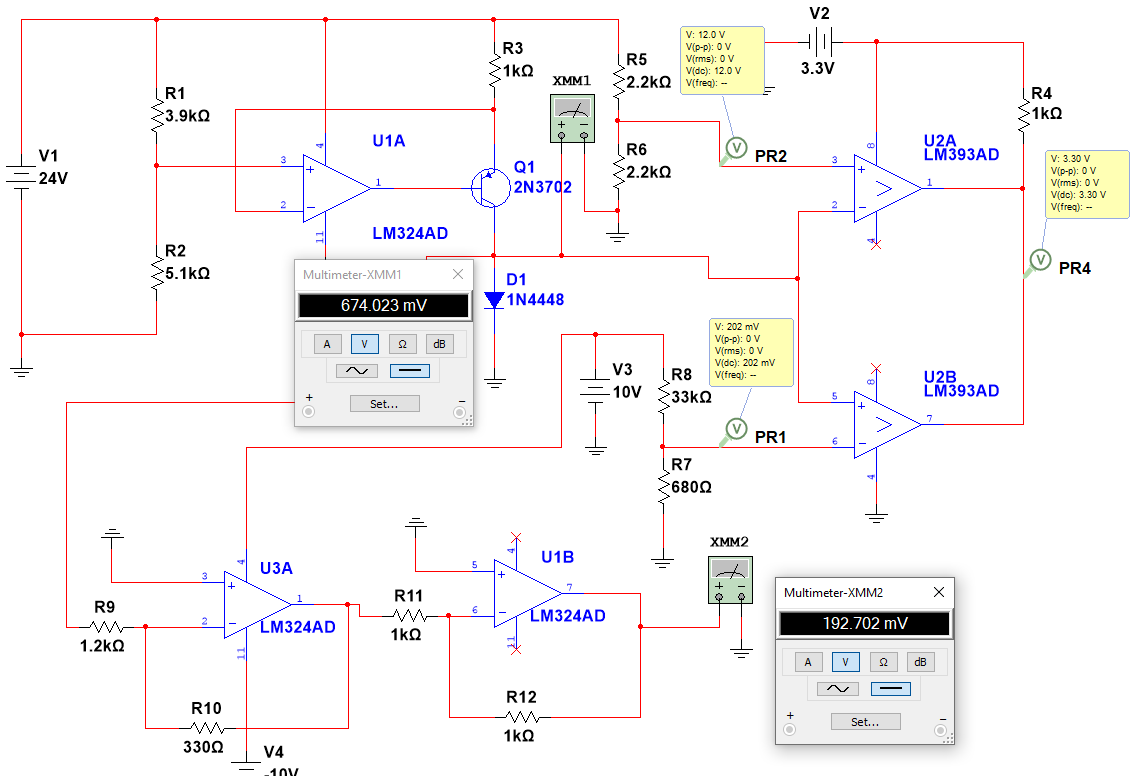


Figura 43. Simulación del medidor de voltaje probado en medicion de Vf

- Medidor de corriente

Para la simulación de la medicion de corriente nos situamos en la medicion de la ganancia de corriente H_{fe} del transistor 2N3904, en la Figura 44 se muestra la medicion de dicho parámetro cuando tiene un voltaje colector emisor de 700mV y una corriente de base de 50µA, la resistencia shunt está conectada al colector y a ambos terminales de la resistencia el amplificador diferencial, con el medidor del simulador ya sabemos que la corriente en el colector es de 8.77mA, pero el microprocesador a través del ADC va a leer el voltaje de la salida del diferencial (491.83mV), ya conocemos que la ganancia de este voltaje es de 560, por lo que dividimos esta medida entre la ganancia obteniendo el voltaje en la resistencia.

Vr = 491.83 mV / 560 = 878.27 µV, y recordando la ley de ohm este voltaje lo dividimos entre el valor de la resistencia shunt para conocer la corriente I = 878.27 µV / 0.1 Ω =8.78mA. Obteniendo un error porcentual en la recuperación de la medida de un 0.1% y la diferencia absoluta es de 0.01mA.

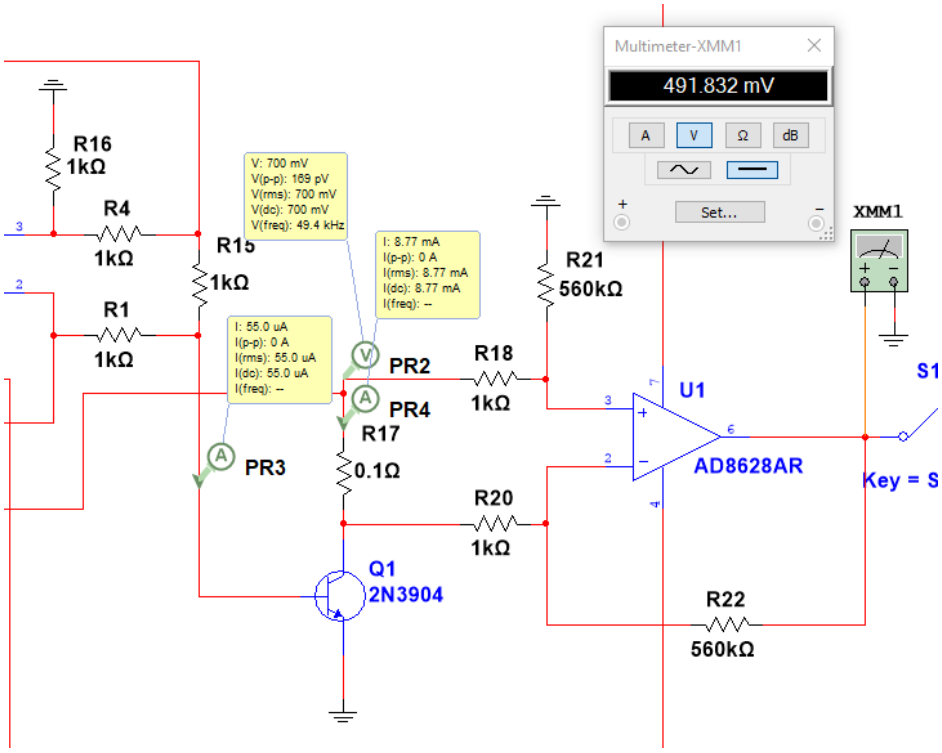


Figura 44. Simulación del medidor de corriente probado en medicion de Hfe

4.3.3.2 Medición de parámetros

Para probar la precisión y efectividad de los circuitos diseñados se realiza la simulación de la medición de parámetros de dos dispositivos diferentes en cada caso. Además, se aclara que en algunos casos no se mide con el circuito completo diseñado anteriormente sino solo las fuentes o excitaciones necesarias para cada caso específico, esto con el fin no solo de tener un poco más de claridad en cuanto al circuito sino también por el bien de la simulación ya que en varias ocasiones el simulador se detenía o se cerraba por la cantidad de componentes y en algunos casos excitaciones indebidas.

En cada prueba se adjunta una imagen de la medida del parámetro según algunos fabricantes, en las referencias del documento se encontrarán cada una de las fuentes de esta información. Dato no menor ya que contra esos datos estableceremos la precisión y la coherencia de cada una de las medidas tomadas.

- El voltaje directo (V_f) de diodos.

Se toma un diodo 1N4448, donde según datasheet el V_f tiene un valor entre 0.620V y 0.720V.[17]

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Forward voltage	I_F = 5 mA	V_F	0.620		0.720	V
	I_F = 100 mA	V_F			1	V

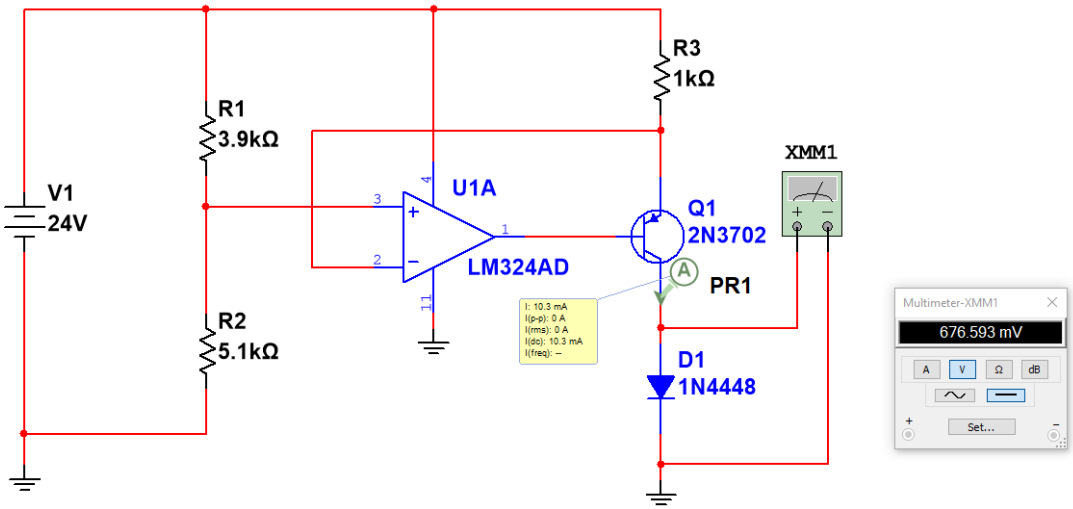


Figura 45. Medición del Vf en diodo 1N4448.

A partir de la simulación se puede comprobar:

- Como ya se había visto la fuente entrega 10.3 mA, valor ligeramente superior a los 10 mA, pero que no afecta la medicion.

- El voltaje directo V_f es de 676.5 mV, valor que cae dentro del rango del datasheet.

Se toma el diodo BAT54, donde según el datasheet el V_f tiene un valor menor a 400 mV y mayor a 320 mV.[18]

Characteristics (T_j = 25°C)			Kennwerte (T_j = 25°C)
Forward voltage Durchlass-Spannung	I_F = 0.1 mA		< 240 mV
	I_F = 1 mA		< 320 mV
	I_F = 10 mA	V_F	< 400 mV
	I_F = 30 mA		< 500 mV
	I_F = 100 mA		< 1000 mV

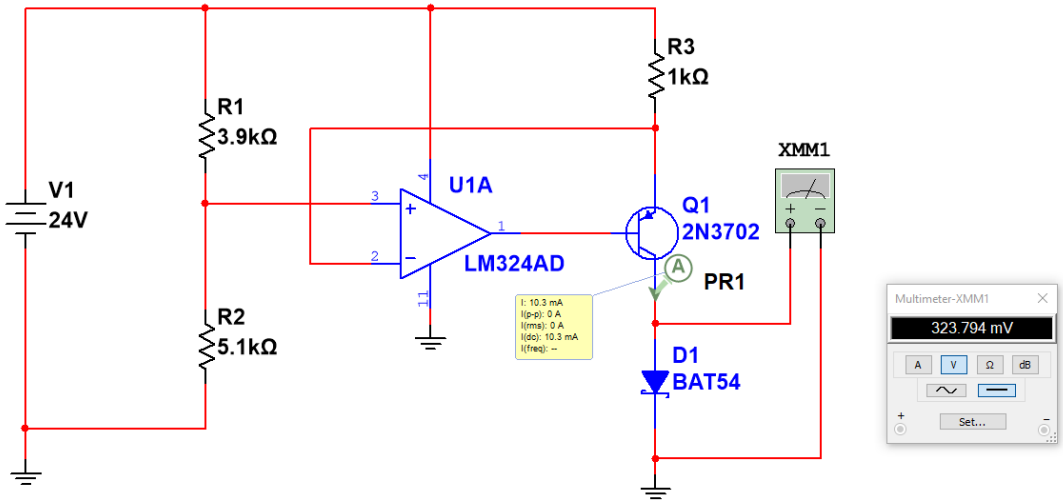


Figura 46. Medición del Vf en diodo BAT54.

A partir de la simulación se puede comprobar:

- El voltaje directo V_f tiene un valor de 323.7 mV, ligeramente superior al mínimo y menor al indicado en el datasheet (400 mV).

- La ganancia de corriente (H_{fe}) de un transistor bipolar de pequeña señal.

Se toma el transistor NPN 2N3904, donde según el datasheet, el valor de H_{fe} puede estar en un rango entre 100 y 300.[19]

ON CHARACTERISTICS (Note 3)

h_{FE}	DC Current Gain	I_C = 0.1 mA, V_{CE} = 1.0 V	40	–	–
		I_C = 1.0 mA, V_{CE} = 1.0 V	70	–	
		I_C = 10 mA, V_{CE} = 1.0 V	100	300	

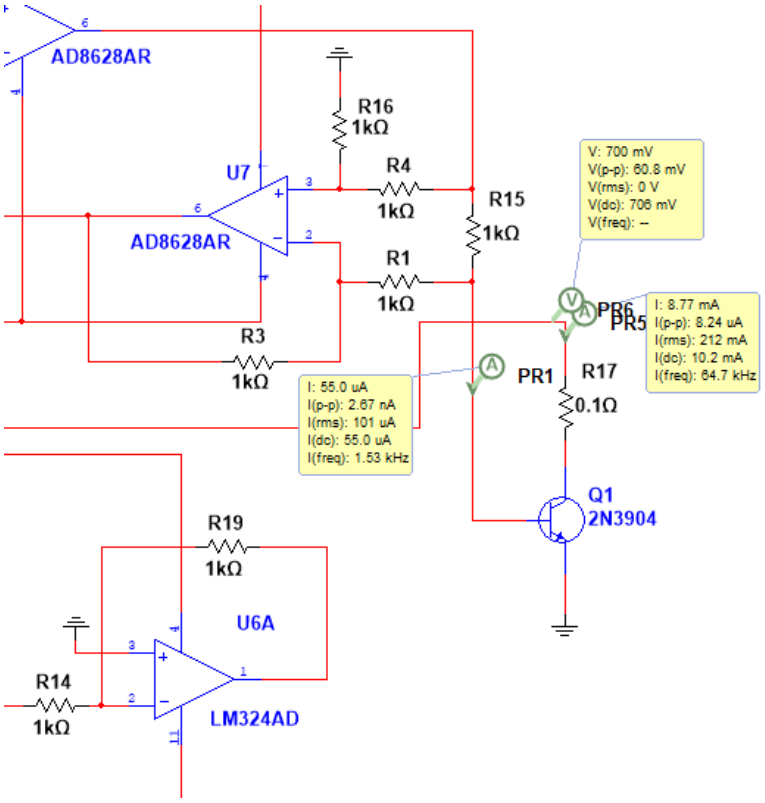


Figura 47. Medición de la Hfe del transistor NPN 2N3904.

A partir de la simulación se puede comprobar:

- La corriente en la base tiene un valor de 55µA, ligeramente superior a los 50µA teóricos, esto se debe a que tanto la corriente como el voltaje se controlan manualmente con el potenciómetro para efectos de simulación, en un montaje el DAC del microprocesador se encargaría de proporcionar la corriente correcta.

- La ganancia de corriente H_{fe} tiene un valor de 160, ganancia que entra en el rango proporcionado por el datasheet.

Se toma el transistor PNP 2N2907, donde según el datasheet, el valor de H_{fe} puede estar entre 75 a 300. [20]

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain	h_{FE}			-
(I_C = −0.1 mAdc, V_{CE} = −10 Vdc)		75	-	
(I_C = −1.0 mAdc, V_{CE} = −10 Vdc)		100	-	
(I_C = −10 mAdc, V_{CE} = −10 Vdc)		100	-	
(I_C = −150 mAdc, V_{CE} = −10 Vdc) (Note 1)		100	300	

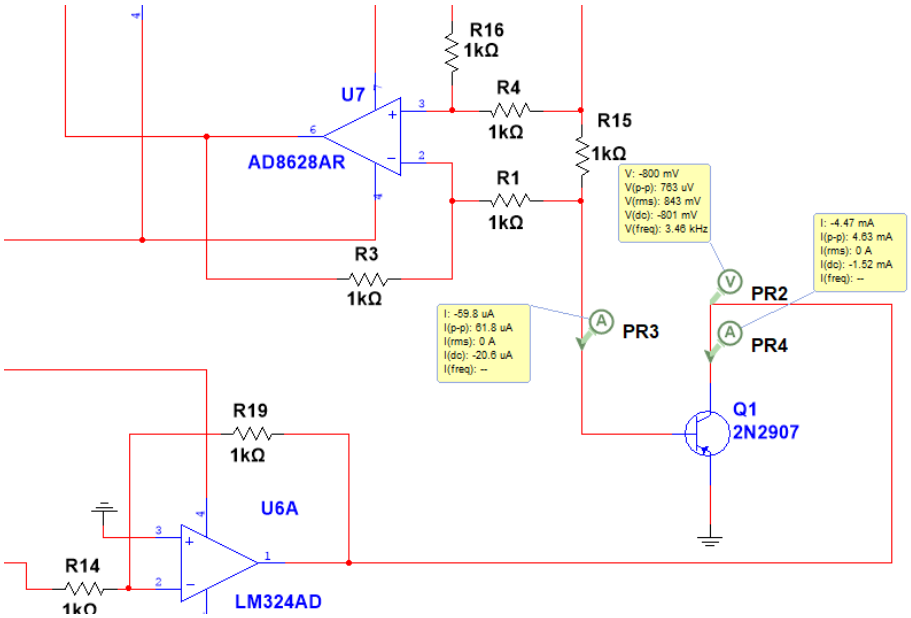


Figura 48. Medición del Hfe del transistor PNP 2N3904.

A partir de la simulación se puede comprobar:

- La corriente en la base tiene un valor de -59.8µA, ligeramente superior a los -50µA teóricos, esto se debe a que como en el caso anterior tanto la corriente como el voltaje se controlan manualmente con el potenciómetro para efectos de simulación, en un montaje el DAC del microprocesador se encargaría de proporcionar la corriente correcta.

- La ganancia de corriente H_{fe} tiene un valor de 75, lo que coincide con el valor mínimo que proporciona el datasheet.

- El voltaje de colector – emisor de saturación ($V_{CE(sat)}$) de un transistor BJT.

Se toma el transistor NPN 2N3904, donde según el datasheet, el valor de $V_{CE(sat)}$ es de 0.2V. [19]

$V_{CE(sat)}$	Collector – Emitter Saturation Voltage	I_C = 10 mA, I_B = 1.0 mA	–	0.2	V
		I_C = 50.0 mA, I_B = 5.0 mA	–	0.3	

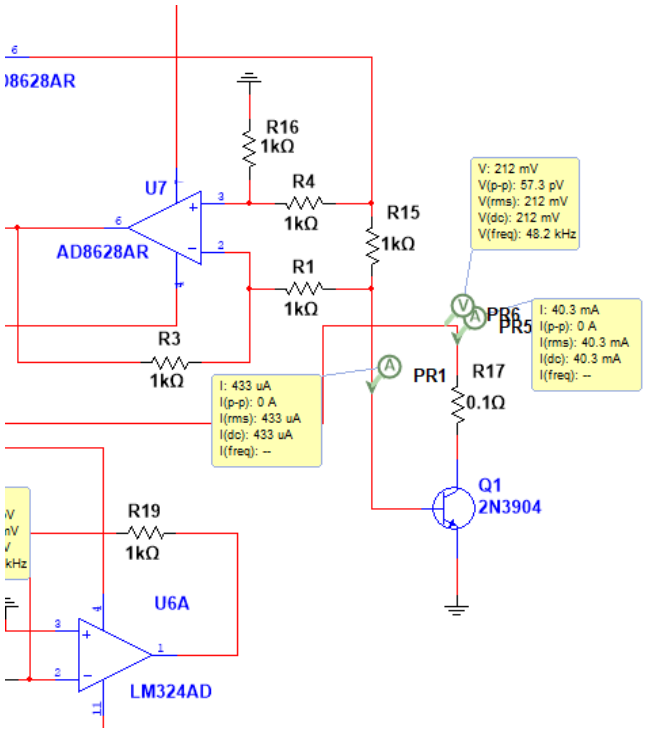


Figura 49. Medición del V(CE(sat)) del transistor NPN 2N3904.

A partir de la simulación se puede comprobar:

- Debido a que la medicion depende del cálculo de la pendiente de la corriente de colector a medida que la corriente en base aumenta, se torna un poco difícil pero no imposible hacer la medida, esta se hace cuando al cambiar la corriente en base, la corriente de colector cambia menos de 0.01mA.

- El voltaje de colector emisor de saturación $V_{CE(sat)}$ tiene un valor de 212 mV, valor ligeramente por encima de los 200 mV que registra el datasheet.

Se toma el transistor PNP 2N2907, donde según el datasheet, el valor de $V_{CE(sat)}$ es de -0.4V. [20].

Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 1) (I_C = -150 mAdc, I_B = -15 mAdc) (I_C = -500 mAdc, I_B = -50 mAdc)	$V_{CE(sat)}$	- -	-0.4 -1.6	Vdc

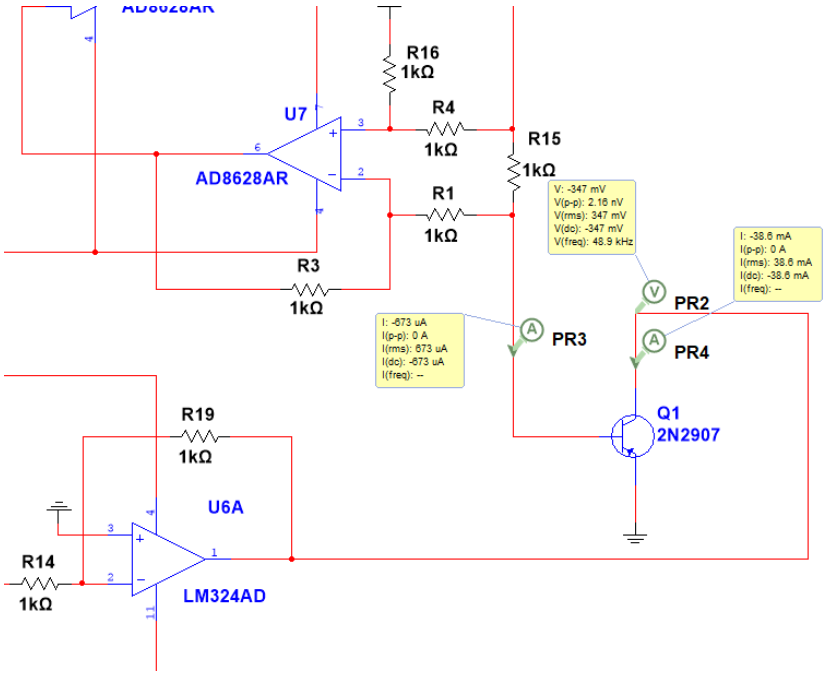


Figura 50. Medición del V(CE(sat)) del transistor PNP 2N2907.

A partir de la simulación se puede comprobar que:

- Al igual que en la medida anterior, el voltaje de saturación se toma cunado el cambio en la corriente de colector es menor a 0.01mA los que hace suponer un cambio de pendiente en su curva característica.

- El voltaje de colector emisor de saturación $V_{CE(sat)}$ tiene un valor de -347 mV, valor ligeramente mayor a los -400 mV que registra el datasheet.

- El voltaje gate – source de umbral ($V_{GS(th)}$) en transistores Mosfet.

Se toma el transistor Mosfet de canal N IRF3710, donde según el datasheet tiene un $V_{GS(th)}$ entre 2V y 4V. [21]

$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\mu A$

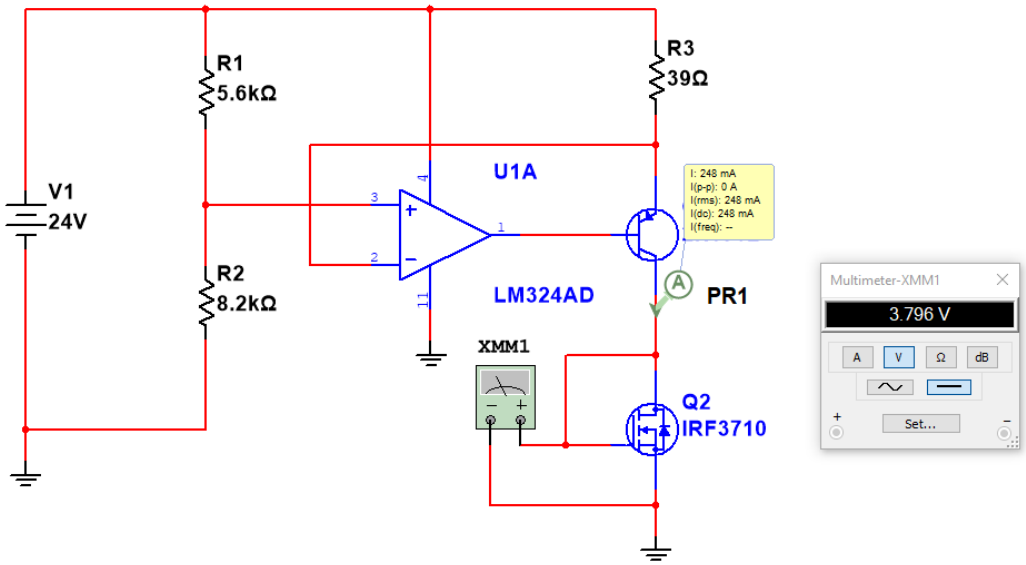


Figura 51. Medición de V(GS(th)) del transistor Mosfet de canal N IRF3710.

A partir de la simulación se puede observar:

- La corriente es de 248 mA, ligeramente menor a los 250 mA teóricos, pero se mantiene con respecto a la prueba de la fuente de corriente.

- El voltaje gate – source de umbral $V_{GS(th)}$ tiene un valor de 3.8 V, este valor entra en el rango proporcionado por el datasheet.

Se toma el transistor Mosfet de canal P IRF5305, donde según el datasheet tiene un valor de $V_{GS(th)}$ entre los -2V y -4V. [22]

$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = -250\mu A$

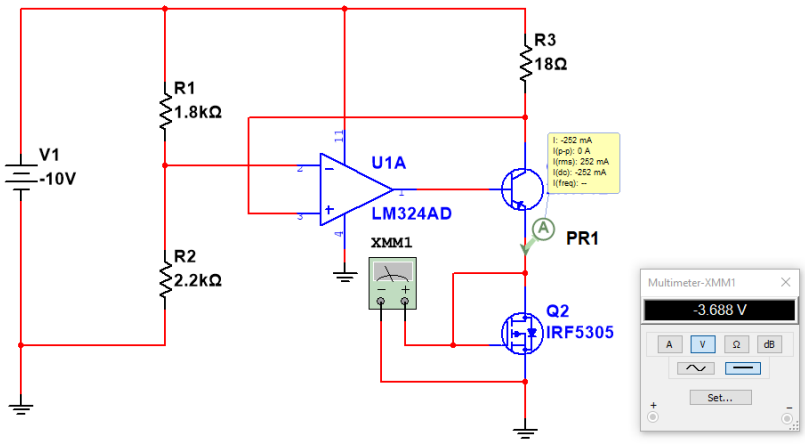


Figura 52. Medición del V(GS(th)) del transistor Mosfet de canal P IRF5305.

A partir de la simulación se puede observar que:

- La corriente tiene un valor de -252 mA, ligeramente menor a los -250 mA teóricos, pero se mantiene con respecto a la prueba de la fuente.

- El voltaje gate – source de umbral $V_{GS(th)}$ tiene un valor de -3.7, valor que entra en el rango que se presenta en el datasheet.

- La resistencia drain – source de encendido ($R_{DS(on)}$) de transistores Mosfet.

Se toma el transistor Mosfet IRLZ44N, donde según el datasheet, el valor de $R_{DS(on)}$ es de 17.5 mΩ. [23]

$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	17.5	mΩ	V_{GS} = 10V,

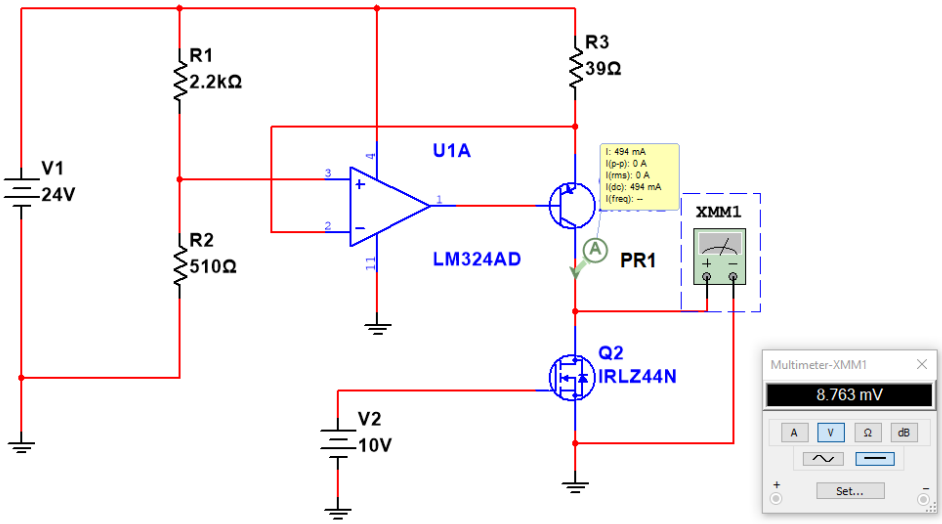


Figura 53. Medición de la R(DS(on) del transistor Mosfet IRLZ44N.

A partir de la simulación se puede observar que:

- El valor de la corriente es de 494 mA, ligeramente menor que los 500 mA teóricos, pero se mantiene con respecto a la prueba de la fuente.

- La resistencia drain source de encendido $R_{DS(on)}$ tiene un valor de 17.5mΩ (8.763mV/0.5A = 17.5mΩ), valor que coincide con el mostrado en el datasheet.

Se toma el transistor Mosfet 2N7000, donde según el datasheet, el valor de $R_{DS(on)}$ tiene un valor típico de 1.8Ω y un máximo de 5Ω. [24]

$R_{DS(on)}$	Static drain-source on resistance	V_{GS} = 10 V, I_D = 0.5 A V_{GS} = 4.5 V, I_D = 0.5 A		1.8 2	5 5.3	Ω Ω

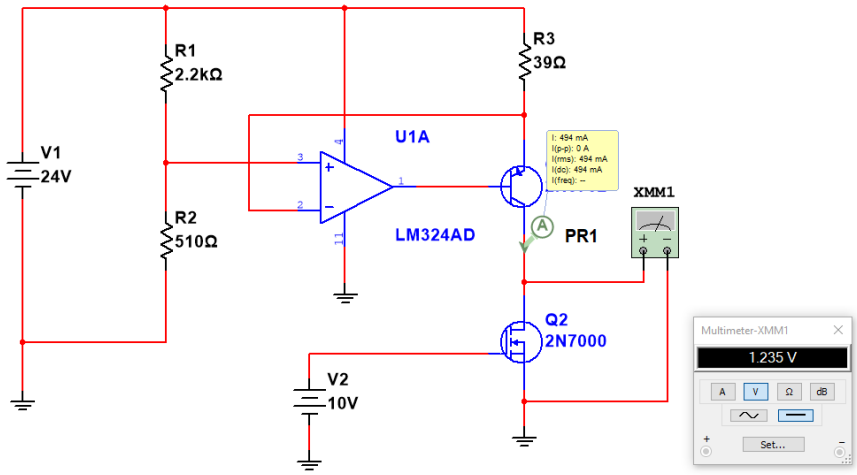


Figura 54. Medición de R(DS(on)) del transistor Mosfet 2N7000.

A partir de la simulación se puede observar que:

- La resistencia drain source de encendido $R_{DS(on)}$tiene un valor de 2.47Ω, (1.235V / 0.5A = 2.47Ω), valor que esta considerablemente por encima del valor típico, pero es menor al valor máximo, por lo que se encuentra en el rango que sugiere el datasheet.

- El voltaje de ruptura (V_z) de diodos Zener.

Se toma el diodo Zener BZX55C6V2, donde según el datasheet, el valor del V_z es de 6.2 V, con un margen de aproximadamente ± 0.2V. [25]

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)												
PART NUMBER	ZENER VOLTAGE RANGE			TEST CURRENT		REVERSE LEAKAGE CURRENT			DYNAMIC RESISTANCE		TEMPERATURE COEFFICIENT	
	V_Z at I_{ZT1}			I_{ZT1}	I_{ZT2}	I_R at V_R			Z_Z at I_{ZT1}	Z_{ZK} at I_{ZT2}	TK_{VZ}	
						T_{amb} = 25 °C	T_{amb} = 150 °C		f = 1 kHz			
	V			mA		µA		V	Ω		%/K	
	MIN.	NOM.	MAX.						MAX.	MAX.	MIN.	MAX.
BZX55B6V2	6.08	6.2	6.32	5	1	< 0.1	< 2	2	< 10	< 200	0.03	0.06

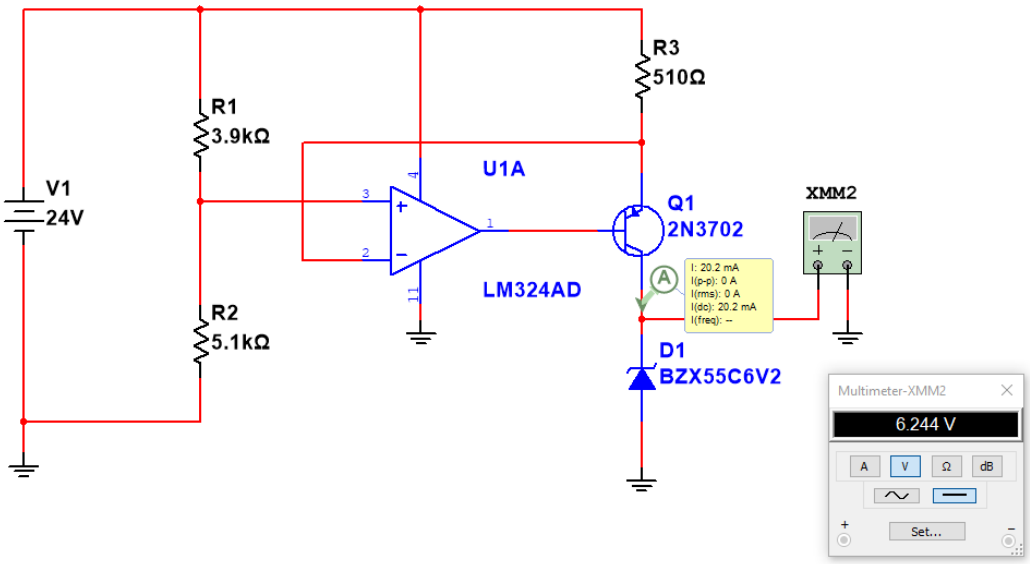


Figura 55. Medición del Vz del diodo Zener BZX55C6V2.

A partir de la simulación se puede observar que:

- El valor de la corriente es de 20.2 mA, ligeramente superior a los 20 mA teóricos, pero se mantiene con respecto a la prueba de la fuente.

- El voltaje de ruptura V_z tiene un valor de 6.24 V, valor ligeramente mayor al voltaje nominal proporcionado por el datasheet.

Se toma el diodo Zener 1N4740A, donde según el datasheet, el valor de V_z es de 10V, con un margen de ± 0.5V. [26]

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TA=25°C unless otherwise noted)										
Device (Note 1)	Zener voltage			Test current	Zener Impedance			Leakage current		Surge current
	V_Z @ I_{ZT}			I_{ZT}	Z_{ZT}@I_{ZT}	Z_{ZK}@I_{ZK}		I_R@V_R		I_R
	V			mA	Ω	Ω	mA	µA	V	mA
	Min.	Nom. (Note 2) (Note 3)	Max.					Max.		
1N4740A	9.50	10	10.50	25.0	7	700	0.25	10	7.6	454

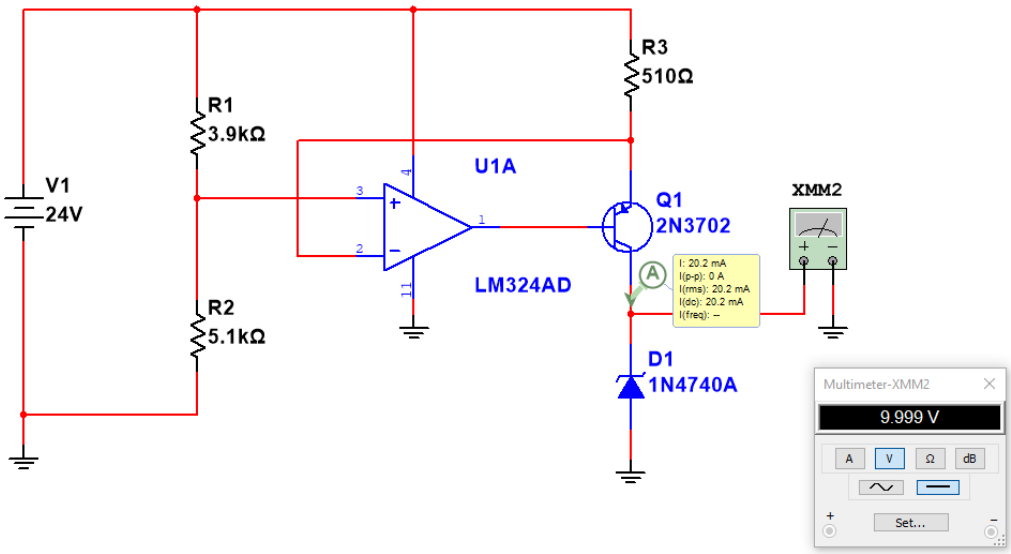


Figura 56. Medición del Vz del diodo Zener 1N4740A.

A partir de la simulación se puede observar que:

- El valor del voltaje de ruptura V_z es de 9.999V aproximadamente 10V, valor que coincide con el valor nominal presentado en el datasheet.

- **Propuesta de interfaz de usuario**

Seleccionados el microcontrolador, pantalla para despliegue, y modificados los circuitos para ejercer una conmutación sobre las fuentes y puntos de referencia necesarios para cada medida, se propone un sistema sencillo que conste de tan solo 3 botones (uno para cambiar de opción, otro para salir y uno para seleccionar), como se muestra en la Figura 57.

Figura 57. Vista general de la interfaz de usuario para el sistema.

La idea principal es que a través de la pantalla se despliegue un menú en el que se pueda seleccionar el tipo de medida antes de realizar alguna conexión, esto permite que, de acuerdo con la selección del usuario, se activen los estímulos necesarios y no se tenga todo el sistema activo, además en el caso de estímulos con voltajes o corrientes negativos, se desplegaría un submenú preguntando el tipo de transistor BJT (NPN o PNP) o, Mosfet (canal N o canal P) que se desea medir.

En otras palabras, la interfaz se compone de dos secciones:

- Pantalla LCD 16.x2: encargada de mostrar información clara y en tiempo real sobre las opciones del menú y los resultados de las mediciones.

En el menú principal, se aprovechan las dos líneas de la pantalla, mostrando en la primera línea las instrucciones generales o el título del menú, mientras que en la segunda línea se muestra la opción a seleccionar y la navegación, como se muestra en la Figura 58.

Figura 58. Ejemplo de menú principal para la interfaz de usuario, solicitando medicion a realizar

Además, hay varios tipos de submenús, con el fin de seleccionar las condiciones específicas (por ejemplo, la polaridad) para cada medición, como por ejemplo si se selecciona que se desea medir el voltaje directo se despliega el submenú preguntando por el tipo de diodo, o si se desea hacer una medida del voltaje gate-source de saturación, se despliega el submenú preguntando por el tipo de transistor, como se muestra en la Figura 59.

Figura 59. Ejemplo de submenú en la interfaz de usuario, solicitando tipo de transistor a medir.

- Botones: Como ya se explicó, la interfaz contraria con tres botones, cada uno para una opción especifica.

Siguiendo el ejemplo de la Figura 57, el funcionamiento de cada botón sería el siguiente: botón rojo (volver) regresa al menú anterior, botón verde (Selección) confirma la opción que se muestra, y el botón azul (Siguiente) avanza a la siguiente opción del menú.

Este proceso se presenta de manera más clara en el diagrama de flujo de la Figura 60.

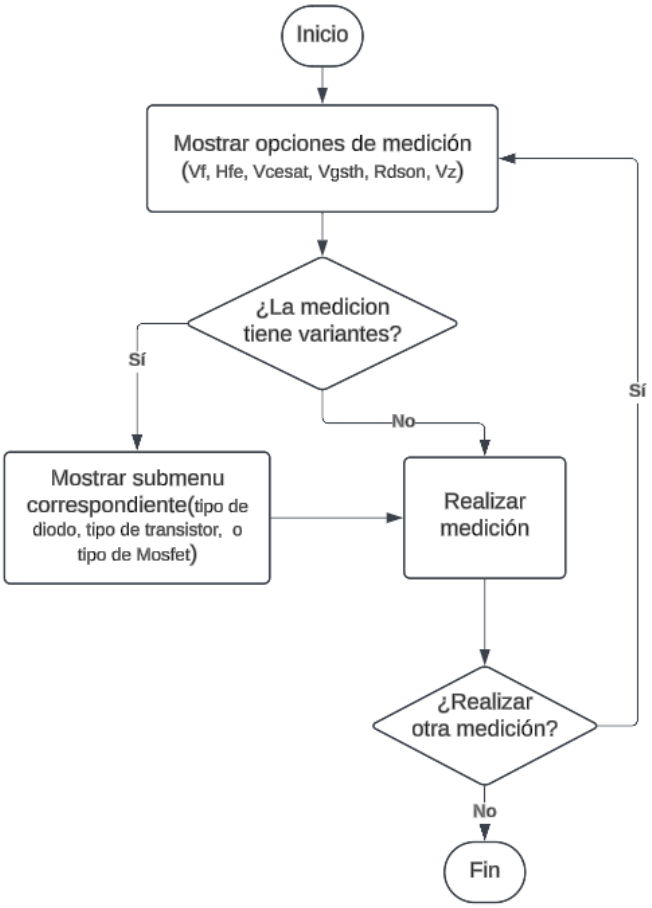


Figura 60. Diagrama de flujo del proceso de medición.

Con este diagrama de flujo se aclara el proceso de medicion del sistema y a su vez ayudaría a la programación de este.

En la Figura 61 se muestra un ejemplo de medicion de voltaje de ruptura de diodos Zener, donde primero se muestra el saludo del sistema, luego se selecciona el parámetro a medir, se muestra una pantalla de medicion (con una duración máxima de 1 segundo), y por último se

muestra el resultado de la medición, con la opción de volver para realizar otra medicion, o terminar (opción Fin en la Figura 61) si no se desea realizar otra medicion.

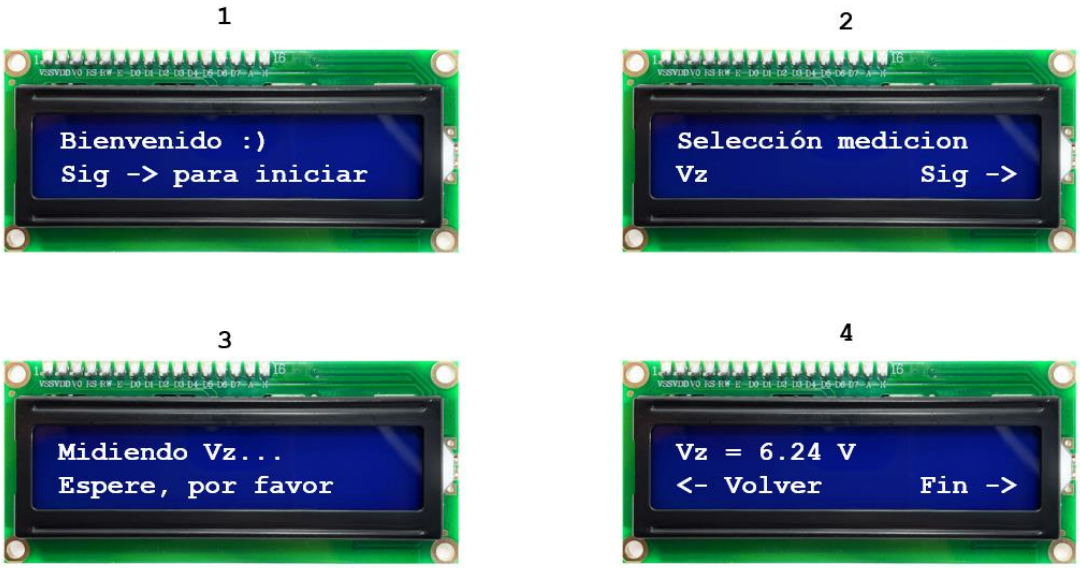


Figura 61. Pantallas de ejemplo para la interfaz, haciendo medicion de Vz.

La conexión del dispositivo a medir al sistema sigue siendo responsabilidad del usuario, por lo que es importante estar seguro de las conexiones antes de efectuar la medicion.

5. RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Las mediciones de los parámetros especificados desde la introducción nos revelan la veracidad de algunas premisas del planteamiento del problema, como por ejemplo que muchas veces los valores de estos parámetros son aproximaciones, o rangos, conclusión que se puede llegar al detallar la Tabla 17, donde se muestran los resultados de las mediciones en comparación a los valores de sus respectivos datasheets.

Tabla 18. Resultados de las medidas simuladas con valores de datasheet.

Parámetro	Dispositivo	Valor Medido	Valor datasheet			Unidad
			Min.	Nom.	Máx.	
V_f	1N4448	676.5	620	-	720	mV
V_f	BAT54	323	320	-	400	mV
H_{fe}	2N3904	160	40	-	300	-
H_{fe}	2N2907	75	75	-	300	-
$V_{CE(sat)}$	2N3904	0.212	-	-	0.2	V
$V_{CE(sat)}$	2N2907	-0.347	-	-	-0.4	V
$V_{GS(th)}$	IRF3710	3.8	2.0	-	4.0	V
$V_{GS(th)}$	IRF5305	-3.7	-2.0	-	-4.0	V
$R_{DS(on)}$	IRLZ44N	17.5	-	-	17.5	mΩ
$R_{DS(on)}$	2N7000	2.47	-	1.8	5	Ω
V_Z	BZX55C6V2	6.24	6.08	6.2	6.32	V
V_Z	1N4740A	9.99	9.5	10	10.5	V

Analizando las medidas, todas las mediciones están cerca al valor especifico (máximo error de 0.03V en la medicion de $V_{CE(sat)}$ del transistor 2N2907) o dentro del rango que proporciona el datasheet, lo que era de esperarse debido a que se trata de la simulación, donde lo que estamos haciendo es una verificación tanto de los parámetros medidos, como de los métodos empleados para realizar las mediciones.

Por parte de los medidores tanto de voltaje como de corriente, que deben cumplir con los requerimientos de calidad que expresan que los máximos errores en las medidas deberían ser

de 0.05V, y por parte de la corriente no se especifica valor, pero es muy importante que el error sea mínimo debido a que el error máximo de $R_{DS(on)}$ debe ser de 0.001Ω.

Tenemos que según las mediciones tenemos un error máximo en medicion de voltaje de 0.026V, y de corriente de 0.01mA, valores menores a los máximos establecidos, por lo que se puede decir que se cumplieron los requerimientos y objetivos del proyecto.

6. CONCLUSIONES

El sistema diseñado cumple con los objetivos propuestos ya que:

- Se diseño un sistema que permite la medicion y caracterización de los parámetros especificados.
- Se diseñaron y simularon los subsistemas necesarios para realizar las mediciones de cada uno de los parámetros que comprende el proyecto.
- A partir de la selección de microcontrolador, sistema de despliegue y ajustes a los circuitos se diseña una interfaz de usuario.
- A partir de los resultados se logra cumplir con los requerimientos de calidad, presentando un error máximo de medida de voltaje de 0.03V y un error de medida de corriente de 0.01mA.

El sistema de medición no solo permite verificar la calidad de componentes individuales, sino que también contribuye a reducir el riesgo de componentes falsificados en aplicaciones electrónicas. La precisión en la identificación de valores anómalos aporta un valor significativo para fabricantes y distribuidores que necesitan asegurar la autenticidad y calidad de los componentes electrónicos.

Uno de los puntos para tener en cuenta es que las mediciones y el sistema en general funciona bajo los rangos especificados, y condiciones ideales, hay algunos dispositivos que se prueban bajo condiciones diferentes lo que podría resultar en alguna discrepancia de gran magnitud si no se tiene esto en cuenta.

7. RECOMENDACIONES

Una vez terminado el proyecto se plantean varias ideas de mejora o puntos a tener en cuenta en caso de la implementación o reajuste en el diseño de un sistema simular:

- Se recomienda incluir un sistema de detección automática de polaridad de los componentes, lo cual permitiría reducir el margen de error por errores de conexión del usuario y simplificaría el proceso de medición.

- Se sugiere adaptar el sistema para medir parámetros en otros tipos de semiconductores, como transistores IGBT o SCR, que son comunes en aplicaciones industriales.

- También se puede sugerir reajustar algunos subsistemas aquí diseñados, como por ejemplo reducción de circuitos, mejora en las fuentes de alimentación, esto no solo con el fin de mejorar el sistema en si, sino que también se podrían ampliar los rangos de medicion.

8. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1]. “Peak Atlas DCA model DCA55 | Peak Electronic Design Limited”, Welcome to Peak Electronic Design Limited. [En línea]. Disponible: https://www.peakelec.co.uk/acatalog/dca55-atlas-dca-semiconductor-analyser.html

[2] Andrés. “Probador Multicomponentes Mega328 Tester LCR-T4 ESR + Caja Acrílico - Electronilab”, Electronilab. [En línea]. Disponible: https://electronilab.co/tienda/probador-multicomponentes-mega328-tester-lcr-t4-esr-caja-acrilico

[3] “Curve Tracers”, Test- und Messgeräte | Tektronix. [En línea]. Disponible: https://www.tek.com/en/datasheet/370b-371b-curve-tracers

[4] J. M. Martín-Sánchez and A. C. Laso, "Review on the Thermal Parameters Applications in the Reliability of Power Semiconductor Device", *2023 IEEE International Conference on Power Electronics and Energy Systems (ICPEES)*, Bengaluru, India, 2023, pp. 178-184. doi: 10.1109/ICPEES56312.2023.10583571.

[5] M. Pecht and S. Tiku, "Bogus: Electronic Manufacturing and Consumers Confront a Rising Tide of Counterfeit Electronics", *IEEE Spectrum*, vol. 43, no. 5, pp. 37-46, May 2006. doi: 10.1109/MSPEC.2006.1628508.

[6] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley-Interscience, 2006.

[7] P. Horowitz y W. Hill, *Art of electronics*, 3ª ed. New York: Cambridge Univ. Press, 2015.

[8] R. F. Pierret, *Semiconductor Device Fundamentals*, 2nd ed. Boston, MA: Pearson, 2003.

[9] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd ed. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2006.

[10] R. L. Boylestad and L. Nashelsky, *Electronic Devices and Circuit Theory*, 11th ed. Boston, MA: Pearson, 2012.

[11] R. Boylestad y L. Nashelsky, *Electronic Devices and Circuit Theory*, 11th ed., Pearson, 2013, pp. 241-245.

[12] A. Sedra y K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 7th ed., Oxford University Press, 2015, pp. 110-115.

[13] S. Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, 4th ed., McGraw-Hill Education, 2014.

[14] J. Millman y A. Grabel, *Microelectronics*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1987, pp. 150-155.

[15] D. A. Johns and K. W. Martin, *Analog Integrated Circuit Design*. New York, NY, USA: Wiley, 1997.

[16] R. Coughlin y F. Driscoll, *Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits*, 6th ed., Prentice Hall, 2001, pp. 90-95.

[17] Vishay, “Small Signal Fast Switching Diodes”, 1N4448, datasheet, Jun. 2024, [En línea], Disponible: https://www.vishay.com/docs/81858/1n4448.pdf.

[18] Diotec Semiconductor, “BAT54 Small Signal Fast Switching Diodes”, Feb 2024, [En línea], Disponible: https://diotec.com/request/datasheet/bat54.pdf

[19] Onsemi, “2N3904 NPN General - Purpose Amplifier”, 2016. [En línea], Disponible: https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/2n3903-d.pdf

[20] Topdiode, “2N2907 PNP Silicon Epitaxial Planar Transistor”, [En línea], Disponible: https://www.topdiode.com/pdf/2N2907-2N2907A.pdf.

[21] Infineon, “IRF3710PbF” , Datasheet, Jul 2010, [En línea], Disponible: https://www.infineon.com/dgdl/irf3710pbf.pdf?fileId=5546d462533600a4015355df95df1947.

[22] Infineon, “IRF5305PbF”, Datasheet, Ago 2003, [En línea], Disponible: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRF5305-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355e370101993.

[23] Infineon, “IRLZ44NPbF”, Datasheet, Nov 2003, [En línea], Disponible: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFZ44N-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153563b3a9f220d.

[24] STMicroelectronics, “N-channel 60 V, 1.8 Ω, 0.35 A, SOT23-3L, TO-92 STripFET™ Power MOSFET”, 2N7000, Rev 9, Nov 2008. [En línea], Disponible: https://www.st.com/resource/en/datasheet/cd00005134.pdf

[25] Vishay, “Small Signal Zener Diodes”, BZX55C6V2, Datasheet, Rev 1.9, Jun 2024. [En línea], Disponible: https://www.vishay.com/docs/85604/bzx55.pdf

[26] Taiwan Semiconductor, “1W, 10V - 200V Glass Passivated Junction Silicon Zener Diode”, 1N4740A, Ene 2023. [En línea], Disponible: https://services.taiwansemi.com/storage/resources/datasheet/1N4740A%20SERIES_O2104.pdf

ANEXOS

ANEXO A:

- Script empleado para calcular las resistencias de los divisores y R3 de las fuentes de corriente constantes

```
-   # Valores comerciales base y corriente deseada
-   valoresComercialesBase = [1, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 3.9,
    4.7, 5.1, 5.6, 6.8, 8.2]
-   valoresCorrientes = [0.5, 0.25, 0.02, 0.01]
-   valoresTotales = []
-
-   # Generación de valores comerciales con múltiplos
-   for j in range(1, 7):
-       valoresTotales.extend([i * (10 ** (j - 1)) for i in
    valoresComercialesBase])
-
-   # Función para encontrar el valor comercial más cercano
-   def valor_comercial_mas_cercano(valor):
-       return min(valoresTotales, key=lambda x: abs(x - valor))
-
-   # Diccionario para almacenar resultados
-   valoresPosiblesDivisor = []
-   valoresResistencias = {
-       'V_divisor': [],
-       'R1': [],
-       'R2': [],
-       'R3': [],
-       'Corriente': [],
-       'Error': []
-   }
-
-   # Filtrar combinaciones válidas de R1 y R2 para obtener divisores
    en el rango de 4 a 22V
-   Voltaje = 10
-   for R1 in valoresTotales:
-       for R2 in valoresTotales:
-           v_div = (Voltaje * R2) / (R1 + R2)
-           if 2 <= v_div < 9.2 and v_div not in
    valoresPosiblesDivisor:
-               valoresPosiblesDivisor.append(v_div)
```

```
-                valoresResistencias['R1'].append(R1)
-                valoresResistencias['R2'].append(R2)
-                valoresResistencias['V_divisor'].append(v_div)
-
-   # Calcular valores de R3 y filtrar aquellos que estén cerca de un
    valor comercial
-   margen_error = 0.005  # Margen de error del 0.1% para coincidencia
    de valores comerciales
-   resultados_filtrados = []
-
-   for i, V_div in enumerate(valoresResistencias['V_divisor']):
-       for I_out in valoresCorrientes:
-           R3 = (Voltaje - V_div) / I_out
-           R3_comercial = valor_comercial_mas_cercano(R3)
-           # Calcular el error de ajuste en porcentaje
-           error_ajuste = abs(R3 - R3_comercial) / R3_comercial * 100
-           # Verificar si R3 está dentro del margen de error del valor
    comercial más cercano
-           if abs(R3 - R3_comercial) / R3_comercial <= margen_error:
-               resultados_filtrados.append({
-                   'V_divisor': V_div,
-                   'R1': valoresResistencias['R1'][i],
-                   'R2': valoresResistencias['R2'][i],
-                   'R3': R3_comercial,
-                   'Corriente': I_out,
-                   'Error': error_ajuste
-               })
-
-   # Mostrar resultados filtrados
-   for resultado in resultados_filtrados:
-       print(f"V_div: {resultado['V_divisor']:.3f} V, "
-             f"R1: {resultado['R1']:.1f} Ω, "
-             f"R2: {resultado['R2']:.1f} Ω, "
-             f"R3: {resultado['R3']:.1f} Ω, "
-             f"I: {resultado['Corriente']} A, "
-             f"Error de ajuste: {resultado['Error']:.2f}%")
-
-   print("Total de resultados filtrados:", len(resultados_filtrados))
```

ANEXO B:

- Script empleado para calcular la mejor combinación de resistencias comerciales que funcionen como divisor de voltaje para un valor de voltaje de entrada y voltaje de salida dados:

```
import numpy as np

# Lista de resistencias comerciales estándar (serie E12)
resistencias_comerciales = [
    1.0, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 3.9, 4.7, 5.6, 6.8, 8.2, 10.0, 12.0, 15.0,
    18.0, 22.0, 27.0, 33.0, 39.0, 47.0, 56.0, 68.0, 82.0, 100.0, 120.0, 150.0,
    180.0, 220.0, 270.0, 330.0, 390.0, 470.0, 560.0, 680.0, 820.0, 1000.0, 1200.0,
    1500.0, 1800.0, 2200.0, 2700.0, 3300.0, 3900.0, 4700.0, 5600.0, 6800.0,
    8200.0, 10000.0, 12000.0, 15000.0, 18000.0, 22000.0, 27000.0, 33000.0,
    39000.0, 47000.0, 56000.0, 68000.0, 82000.0, 100000.0
]

# Función para calcular el divisor de voltaje
def calcular_divisor(voltaje_entrada, voltaje_deseado):
    mejor_aproximacion = None
    error_minimo = float('inf')

    # Iterar sobre todas las combinaciones de resistencias comerciales
    for R1 in resistencias_comerciales:
        for R2 in resistencias_comerciales:
            # Calcular el voltaje de salida usando el divisor de voltaje
            Vout_calculado = voltaje_entrada * (R2 / (R1 + R2))
            # Calcular el error relativo
            error = abs(voltaje_deseado - Vout_calculado)

            # Si el error es menor que el actual mínimo, actualizamos la mejor aproximación
            if error < error_minimo:
                error_minimo = error
                mejor_aproximacion = (R1, R2, Vout_calculado)

    # Retornar la mejor aproximación
    return mejor_aproximacion

```

```
-   for i in range(5):
-       # Solicitar datos
-       voltaje_entrada = float(input("Ingrese el voltaje de entrada (V_in):
    "))
-       voltaje_deseado = float(input("Ingrese el voltaje deseado (V_out): "))
-
-       # Calcular las resistencias ideales
-       R1, R2, Vout_aprox = calcular_divisor(voltaje_entrada, voltaje_deseado)
-
-       # Mostrar los resultados
-       print(f"\nMejor aproximación encontrada:")
-       print(f"R1 = {R1} ohm")
-       print(f"R2 = {R2} ohm")
-       print(f"Voltaje de salida aproximado: {Vout_aprox:.2f} V")
```