

1. Introducción

El presente proyecto consiste en el diseño y desarrollo de una fuente de alimentación de laboratorio microcontrolada, orientada a aplicaciones de electrónica, instrumentación y automatización.

El objetivo principal es obtener un sistema capaz de suministrar tensiones regulables, simples y simétrica (positivas y negativas), con control digital de voltaje y corriente, protecciones electrónicas integradas, monitoreo en tiempo real y visualización de sus parámetros mediante un microcontrolador y una pantalla OLED.

A diferencia de una fuente de laboratorio convencional, este diseño incorpora sensores de parámetros eléctricos, control automático de potencia, modos de corriente constante y protecciones ante sobrevoltaje, sobrecorriente y alta temperatura.

El sistema se alimenta a partir de un transformador de 24 VAC, del cual se derivan distintas dos etapas de rectificación, regulación y medición. Una de ellas corresponde a la utilización de la fuente como fuente de voltaje simple, la otra alternativa, es su uso como fuente simétrica.

Cada etapa está supervisada por un microcontrolador central, encargado de coordinar la adquisición de datos, la activación de sus distintos modos de funcionamiento, el control de tensión y corriente, y la protección de los canales de salida.

2. Especificaciones técnicas

- **Entrada:** 24V-AC – 50Hz, desde transformador de 50W
- **Tensión de salida:** 2V-25V-DC (fuente simple), $\pm 25V$ -DC (fuente simétrica)
- **Corriente máxima:** 1,5A
- **Porcentaje de rizado (a máxima corriente):** 0.1%
- **Protecciones:** OVP, OCP y temperatura. Activadas mediante software
- **Regulación de voltaje:** Convertidores Buck microcontrolados
- **Realimentación:** Medición de voltaje (divisor de tensión y amplificador operacional) y medición de corriente (resistencia shunt y amplificador diferencial)
- **Comutación de salidas:** Relé optoacoplado al microcontrolador
- **Seguridad eléctrica:** Aislamiento entre la red mediante transformador, aislamiento entre control y potencia mediante optoacopladores y drivers MOSFET.
- **Modo de operación de usuario:** mediante botonera y pantalla OLED

3. Diagrama de bloques del sistema

El sistema propuesto se estructura en bloques funcionales que trabajan de manera coordinada para convertir la señal alterna de entrada en salidas simple y simétrica de corriente continua regulables, con monitoreo y control digital. En la **Fig.1** se muestra el diagrama de bloques del sistema completo.

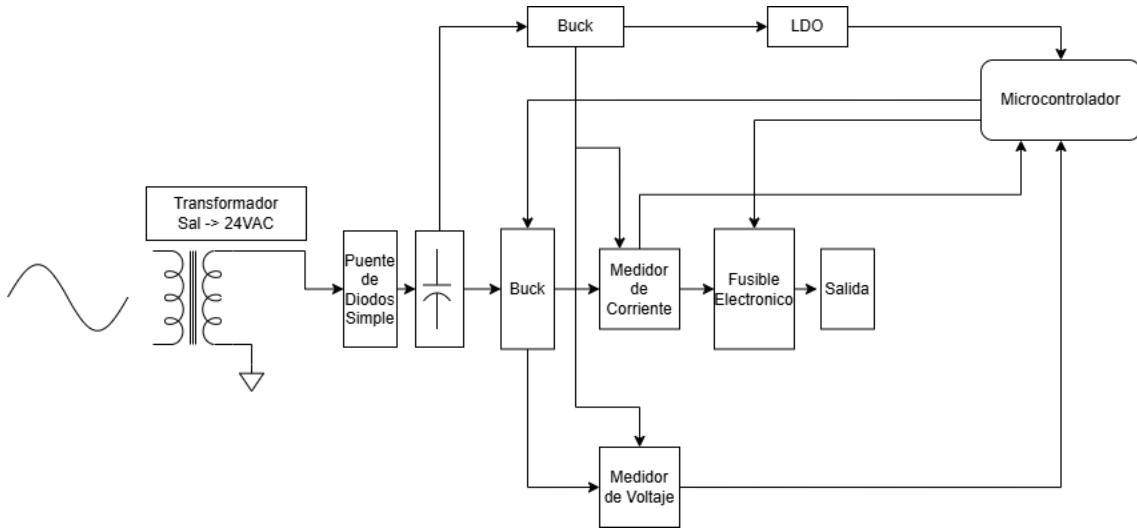


Fig.1 Diagrama de bloques del sistema completo

A continuación, se detalla el funcionamiento de cada bloque del sistema:

3.1. Transformador, rectificación y filtrado

El transformador entrega una señal de 24 VAC, la cual, luego se rectifica mediante puentes de diodos simples y se filtra con capacitores electrolíticos para obtener una tensión continua no regulada. Esta tensión alimenta la rama de potencia del sistema y también proporciona, mediante una etapa Buck y un LDO, la alimentación al microcontrolador.

3.2. Etapas de regulación para el microcontrolador (Buck y LDO)

Aunque la alta eficiencia de un regulador Buck respecto a los reguladores lineales nos permite suministrar gran parte de la potencia de la entrada a la carga mejorando el consumo y la disipación de temperatura, para la alimentación lógica, se utiliza un convertidor Buck seguido de un LDO genera una tensión estable de 5 V para el microcontrolador y la electrónica de control. Esto se hace debido a que un regulador lineal genera menos ruido e interferencias que pueden alterar el funcionamiento de los circuitos digitales.

3.3. Microcontrolador central

Es el núcleo del sistema. Recibe los datos ingresados por el usuario, mide las variables eléctricas, controla los convertidores Buck, gestiona las protecciones y comunica los datos hacia la interfaz de visualización.

3.4. Medición de parámetros eléctricos

Se incluyen módulos de medición de corriente y voltaje en el canal de salida. Estos datos son enviados al microcontrolador para permitir la supervisión en tiempo real, la visualización de datos mediante una pantalla y la implementación de protecciones (OCP, OVP).

3.5. Protección primaria

Un fusible electrónico protege la etapa de potencia ante sobrecorrientes o cortocircuitos, se activa mediante una señal enviada por el microcontrolador, desconectando la carga en caso de falla.

3.6. Interfaz de usuario

La interfaz cuenta con una botonera, con la cual el usuario selecciona los distintos modos de operación y sus parámetros de configuración de forma digital. En la pantalla se muestran los parámetros eléctricos en tiempo real e informa al usuario si alguna de las protecciones se activa.

4. Diseño de cada bloque

Comenzamos el diseño con el puente de diodos principal, utilizado para ofrecer la tensión de salida simple y alimentar al microcontrolador.

4.1. Puente de diodos principal

La tensión alterna que proporciona el transformador es:

$$V_{RMS} = 24V$$

Su valor pico se calcula como:

$$V_P = V_{RMS} \cdot \sqrt{2} = 24V \cdot 1,41 = 33,84V$$

Al rectificarse, la señal debe pasar a través de dos diodos en cada ciclo, por lo tanto, se resta la respectiva caída de voltaje de cada diodo para obtener el voltaje pico de salida de esta etapa, los diodos de potencia en su mayoría tienen una caída de voltaje de 1V:

$$V_s = V_p - 2V_D = 33,84V - (2)(1V) = 31,84V$$

Cada diodo debe soportar la corriente máxima de operación de 2A y un voltaje inverso igual al voltaje pico alcanzado por el transformador. Estos requisitos nos llevan a elegir el siguiente dispositivo para obtener un margen de seguridad en los parámetros:

Dispositivo	KBP200 (puente de diodos)
Voltaje pico repetitivo en inversa	50V
Voltaje RMS en inversa	35Vrms
Corriente promedio máxima	2A
Caída de voltaje en directa	1V
Rango de temperatura de operación	-55°C a +125°C

4.2. Capacitor de filtrado principal

El valor de rizado en esta etapa no es critico para el funcionamiento del sistema, ya que el capacitor de filtrado de la etapa Buck es el que determina el rizado final de la fuente de alimentación. Aun así, se debe tener una estabilidad aceptable de la señal en este punto para no dificultar la regulación de tensión que alimenta al microcontrolador y a las etapas Buck posteriores. Se considera un buen valor de rizado para este punto el de 10%.

Si queremos obtener un porcentaje de rizado de 10%, se calcula primero el voltaje de rizado para este porcentaje de tensión a su entrada:

$$V_{ripple} = (V_s) \cdot (\%Ripple) = (31,84V) \cdot (0,1) = 3,18V$$

Ahora debemos considerar el peor caso, dónde la corriente es máxima y obtener el valor mínimo de capacitancia:

$$C_1 = \frac{I_L}{\Delta V \cdot f} = \frac{2A}{(3,18V)(100Hz)} = 6,814 mF = 6814 uF$$

El valor comercial más cercano es de 6800uF y es el que se utilizará. El capacitor debe soportar la tensión pico entregada después del puente de diodos de 31,84V, por lo tanto, basta con que el capacitor tenga una tensión de ruptura superior a 35V.

$$C_1 = 6800uF / 35V$$

4.3. Convertidor Buck Principal

4.4. Driver MOSFET

Primero debemos seleccionar el transistor **Q1** que será utilizado como conmutador.

Los requisitos son:

$$V_{DSmax} > 30V$$

$$I_{Dmax} > 2A$$

$$R_{DS(on)} < 1\Omega$$

Estos requisitos son los mínimos indispensables para asegurar el correcto funcionamiento del sistema y mantener la eficiencia de la fuente.

Entre los modelos que cumplen estos requisitos y están disponibles fácilmente se encuentran las siguientes alternativas:

- IRF520N ($R_{ds} = 200m\Omega$)
- IRF540N ($R_{ds} = 40m\Omega$)
- IRFB7440 ($R_{ds} = 2,5m\Omega$)
- STF40NF20 ($R_{ds} = 45m\Omega$)
- IRFZ44N ($R_{ds} = 22m\Omega$)

Por cuestiones de disponibilidad y precio, se opta por el modelo **IRF520N**. Sus características máximas son:

$$V_{DSmax} = 100V$$

$$V_{GSmax} = 20V$$

$$I_{Dmax} = 9,7A @ V_{GS} = 10V$$

$$P_{max} = 48W @ T_C = 25^\circ C$$

$$T_J = -55^\circ C \text{ a } 175^\circ C$$

Sus características nominales:

$$V_{GS(th)} = 4V$$

$$R_{DS(on)} = 200m\Omega$$

$$Q_g = 25nC$$

$$t_r = 23ns$$

$$C_{iss} = 330pF$$

Las características del transistor de conmutación Q1 nos limitan la frecuencia de trabajo. Pero antes es necesario hacer un análisis sobre su tensión de activación $V_{gs(th)}$. El microcontrolador entrega una señal de 3,3V, la cual no es suficiente para polarizar el transistor Q1. Por esto se utiliza el driver mostrado en la **Fig.x**. donde se puede observar la implementación de un circuito Bootstrap (formado por R8,

C2, D4 y D3) como driver para activar a Q1. De forma adicional, es necesario proporcionar a Q2 la tensión necesaria para que la saturación sea efectiva, no basta con proporcionar los 3,3V en la base de Q2, ya que el consumo de corriente al activar el transistor Q1 posee picos de corriente relativamente altos, por lo cual Q2 debe ser capaz de proporcionar esta corriente. Para esto se utiliza la red formada por Q3, R4, R5, R6 y D2. Su funcionamiento es el siguiente:

- El diodo D2 establece de forma estable 10V en su cátodo.
- Durante el ciclo negativo de la señal PWM, el transistor Q3 se abre dejando la base del transistor Q2 conectada 10V a través de las resistencias R4, R5 y R6.
- Durante el ciclo positivo de la señal PWM, Q3 envía a masa la base de Q2. Esto permite que la corriente en Q2 sea suficiente para cargar rápidamente la capacitancia parasita de entrada del transistor Q1

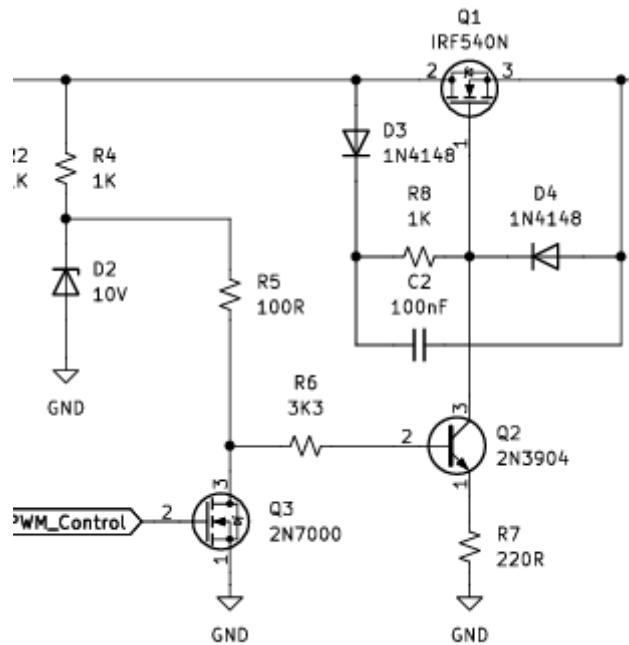


Fig.x.

Comenzamos por diseñar la red Bootstrap formada por D3, D4, R8 y C2. Para esto utilizamos las siguientes ecuaciones:

$$C_8 = (10) \frac{Q_g}{V_{Q1g}} = (10) \frac{Q_g}{(V_{DD} - V_{FD3})} = (10) \left(\frac{25nC}{31,84V - 1V} \right) = 8,1nF$$

Un valor comercial cercano es 8,2nF

$$C_8 = 8,2nF$$

Ahora debemos obtener la frecuencia máxima operativa del transistor, para eso calculamos el tiempo mínimo de encendido teniendo como criterio que este sea 100 veces mayor al tiempo de conmutación del transistor:

$$t_{onmin} = (100)(t_{rQ1}) = (100)(23ns) = 2,3\mu s$$

Esta etapa toma como voltaje de entrada, la tensión Vs de 31,84V. El rango de tensión de salida va desde 2V hasta 25V. Calculamos el ciclo de trabajo para estos valores:

$$D_{min} = \frac{V_{omin}}{V_s} = \frac{2V}{31,84V} = 0,063$$

$$D_{max} = \frac{V_{omax}}{V_s} = \frac{25V}{31,84V} = 0,785$$

Con estos valores calculamos la frecuencia máxima de trabajo:

$$f < \frac{D_{min}}{t_{onmin}} = \frac{0,063}{2,3\mu s} \approx 27kHz$$

Para tener un margen aceptable, tomamos un valor de 25kHz.

$$f = 25kHz$$

esto nos permite calcular el rango de tiempo de encendido:

$$t_{onmin} = \frac{0,063}{25kHz} = 2,52\mu s$$

$$t_{onmax} = \frac{0,785}{25kHz} = 31,4\mu s$$

Ahora calculamos la resistencia del Bootstrap a partir del mínimo tiempo de encendido:

$$\tau = R_8 \cdot C_2$$

$$t_{onmin} = R_8 \cdot C_2$$

$$R_8 = \frac{t_{onmin}}{C_2} = \frac{2,52\mu s}{8,2nF} = 280\Omega$$

Un valor comercial cercano es de 270Ω:

$$R_8 = 270\Omega$$

Ahora debemos conocer la corriente que circula por la compuerta de Q1 durante el ciclo positivo de la señal PWM. Esto se calcula como:

$$I_{CQ2} = \frac{V_{DD} - V_{D3}}{R_8} = \frac{31,84V - 1V}{270\Omega} = 114mA$$

Para este valor de corriente de colector, el transistor Q2 posee una ganancia de corriente de 40. Por lo tanto:

$$I_{BQ2} = \frac{I_{CQ2}}{h_{fe}} = \frac{114mA}{40} = 2,85mA$$

Con esta corriente calculamos R6:

$$R_8 = \frac{V_{ZD2} - V_{BEQ2}}{I_{BQ2}} = \frac{10V - 0,7V}{2,85mA} = 3263\Omega$$

Un valor comercial cercano es:

$$R_8 = \frac{V_{ZD2} - V_{BEQ2}}{I_{BQ2}} = \frac{10V - 0,7V}{2,85mA} = 3,3k\Omega$$

Por último, calculamos la resistencia R4, limitadora de corriente del diodo Zener D2. Según la hoja de datos del 1N4740, la máxima corriente que soporta el diodo Zener es de 25mA, para mantener un margen aceptable tomamos el 50% de la corriente máxima:

$$I_Z = 12,5mA$$

Entonces R4 es igual a:

$$R_4 = \frac{V_{R4}}{I_Z} = \frac{V_s - V_Z}{I_Z} = \frac{31,84V - 10V}{12,5mA} = 1747\Omega$$

Un valor comercial cercano es de:

$$R_4 = 1,8k\Omega$$

Para obtener la inductancia mínima necesaria para trabajar en régimen de corriente continua permanente, se toma un ciclo de trabajo de 0,5:

$$L = \frac{(V_s - V_{omax})(0,5)}{f \cdot \Delta i_L} = \frac{(31,84V - 25V)(0,5)}{(500kHz) \cdot (2mA)} = 3,42mHy$$

El porcentaje de rizado debe ser de 0,1% según las especificaciones de diseño. El valor del capacitor de filtro C2 se calcula con la siguiente formula:

$$C = \frac{\Delta i_L \cdot D}{8 \cdot f \cdot \Delta V_C} = \frac{(2mA)(0,5)}{8 \cdot (25kHz)(30mV)} = 166nF$$

4.5. Fusible Electrónico (Ver notación)

Para diseñar la etapa de fusible electrónico, primero debemos considerar los requisitos que debe satisfacer el MOSFET que se utilizará como Switch Low-Side.

Como el voltaje de activación mínimo es de 4V y el microcontrolador puede brindar como máximo 3,3V debemos incluir un driver entre la salida digital y el MOSFET.

En la **Fig. 2** observamos el esquema de conexión de este bloque del sistema.

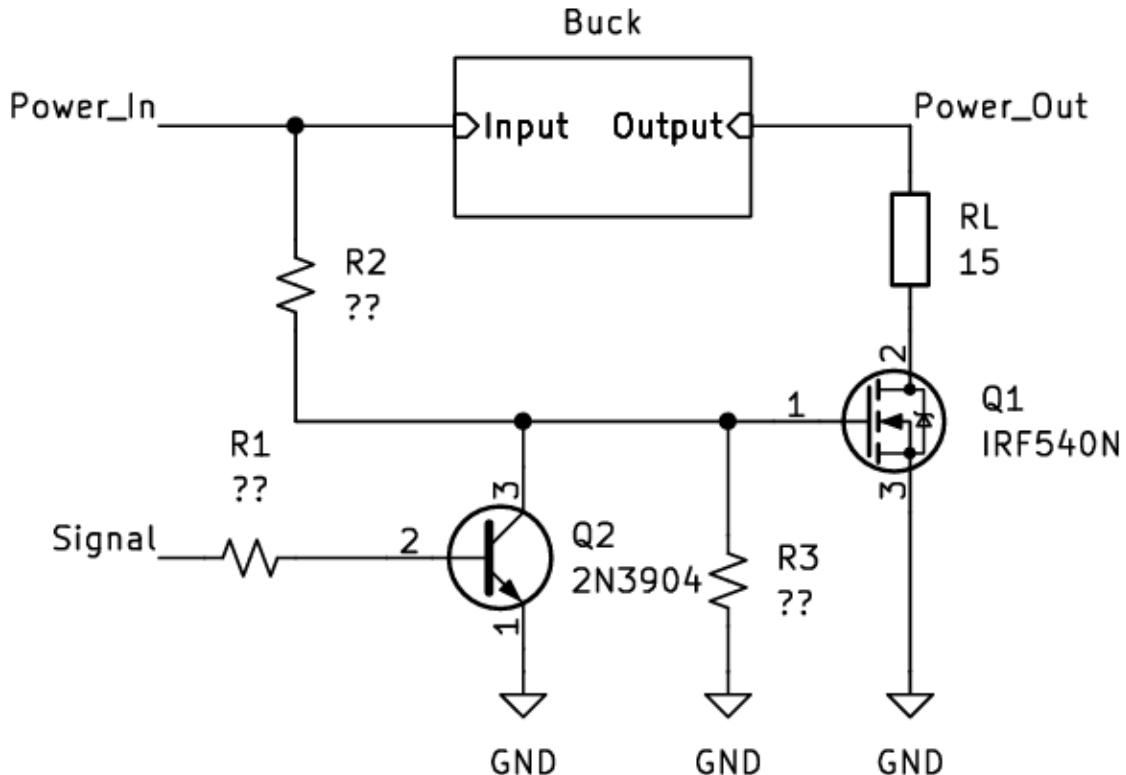


Fig.2 Esquema de conexión de la etapa de fusible electrónico (sin parametrizar valores de resistencia)

Lo primero que debemos decidir es el voltaje de activación del MOSFET. Como mínimo, debe ser mayor a 4V para funcionar correctamente. Por otra parte, todo MOSFET posee una capacitancia parasita que ralentiza su conmutación debido a su comportamiento transitorio. Para mitigar estos efectos se puede aumentar aún más el voltaje de activación y asegurar que los valores de tiempo de conmutación, resistencia R_{ds} , y la disipación térmica del dispositivo disminuyan. Esto impacta en un mejor funcionamiento de la etapa, aunque debemos evitar alcanzar el valor máximo de voltaje de activación que puede soportar el componente, que es de 20V. Como criterio de diseño se elige el 75% del voltaje máximo para tener un rango seguro de operación:

$$V_{GS(on)} = 15V$$

Para obtener estos 15V utilizamos un divisor de tensión conectado a la tensión Vs obtenida a la salida del filtro capacitivo principal C1. El valor de Vs es de 31,84V.

Este análisis nos permite obtener la relación entre R2 y R3 que forman el divisor de tensión que polariza al MOSFET.

$$V_{GSQ1} = V_{GQ1} = V_s \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

$$\frac{V_{GSQ1}}{V_s} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{15V}{31,84V} \cong 0,47$$

$$R_3 = 0,47 (R_2 + R_3) = (0,47)R_2 + (0,47)R_3$$

$$R_3(1 - 0,47) = (0,47)R_2$$

$$R_3 = \frac{(0,47)R_2}{(1 - 0,47)}$$

$$R_3 = (0,887)R_2$$

La resistencia R2 también cumple la función de limitar la corriente que carga la capacitancia interna del MOSFET, con lo cual, elegir un valor demasiado alto provocará que el tiempo de conmutación sea demasiado alto y el fusible tenga una latencia alta. Por otra parte, elegir un valor de R2 demasiado bajo aumenta el consumo de la fuente, disminuyendo su eficiencia.

Calculamos la constante de tiempo se calcula como:

$$\tau = R_3 \cdot C_{issQ1}$$

Para obtener una constante de tiempo menor a 330ns, lo cual me asegura un tiempo de conmutación menor a 1us, calculo R2:

$$R_2 = \frac{\tau}{C_{issQ1}} = \frac{330ns}{330pF} = 1k\Omega$$

Ahora calculamos R3 con la relación antes calculada:

$$R_3 = (0,887)R_2 = (0,887)(1k\Omega) \cong 887\Omega$$

El valor comercial más cercano es de:

$$R_3 = 820 \Omega$$

Ahora, calculamos el valor de R1 para limitar la corriente de base que polariza a Q2. La corriente de colector de polarización del transistor Q2 se diseña para tener un margen aceptable que permita absorber los picos de corriente que se generan en la conmutación debido a la capacitancia interna del MOSFET.

Entre obtener una alta ganancia de corriente, para no cargar tanto el microcontrolador y tener un margen aceptable para soportar los picos de

corriente, se seleccionó el punto de polarización con una corriente de colector de 40mA.

Para este valor de corriente de colector, la ganancia de corriente es de 150.

Calculamos la corriente de base:

$$I_{BQ2} = \frac{I_{CQ2}}{h_{fe}} = \frac{40mA}{100} = 400\mu A$$

La tensión proporcionada por el microcontrolador es de 3,3V. Para establecer una corriente de 26uA en la base, se calcula R1:

$$R_1 = \frac{V_H - V_{BEQ2}}{I_{BQ2}} = \frac{3,3V - 0,7V}{400\mu A} = 6500\Omega$$

El valor comercial más cercano es de 6800Ω.

$$R_1 = 6,8k\Omega$$

El esquema final parametrizado es el de la Fig.3.

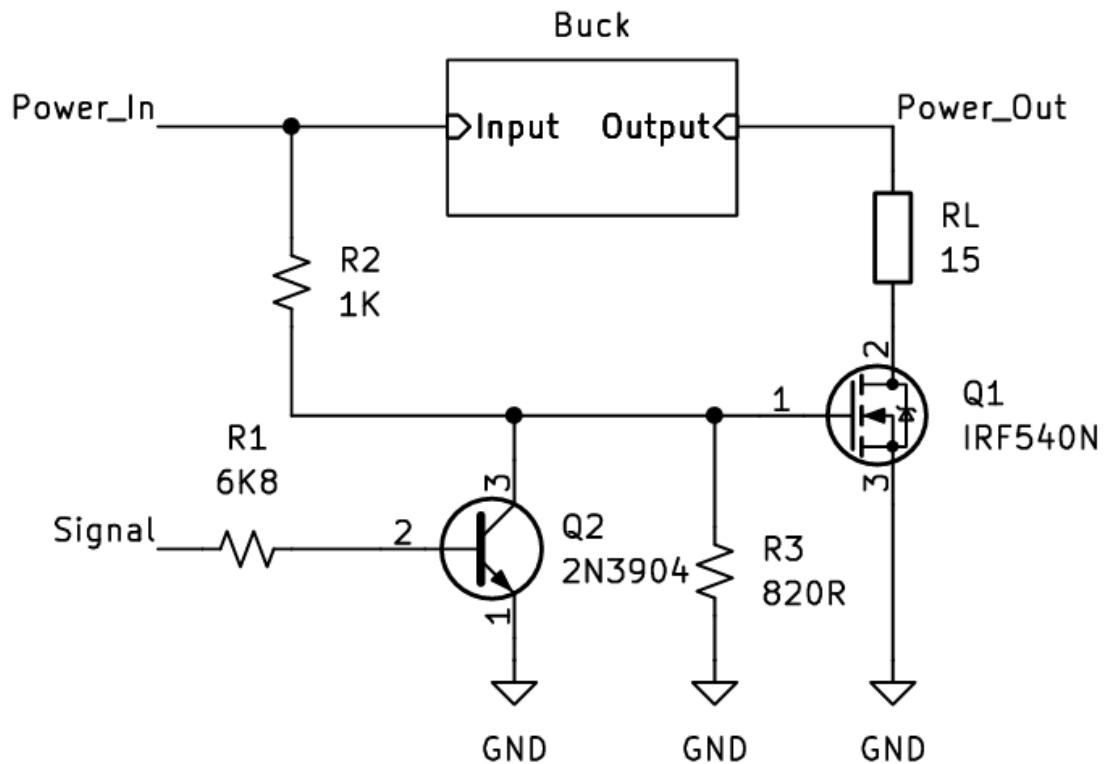


Fig.3. Esquema final parametrizado del bloque de fusible electrónico