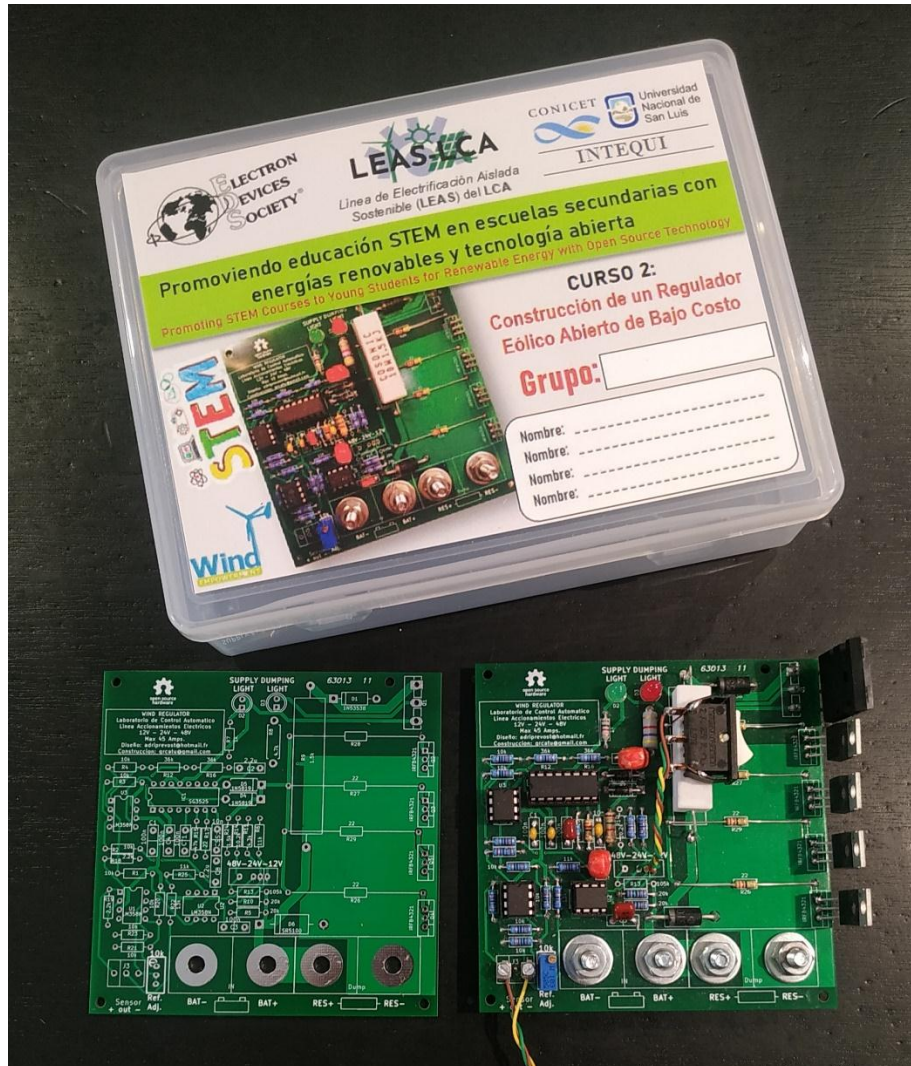


Controlador de Carga de Baterías Analógico de código abierto



Realizado por: Facundo M. Patti

Revisado por: Guillermo Catuogno

Diseño HW por: Adrien Prevost

Resumen.

Las turbinas eólicas de pequeñas dimensiones se presentan como un medio para producir energía eléctrica localmente, útil para aquellos que no tienen acceso a la red eléctrica o no quieren hacer uso de ella. Con el objetivo de lograr un perfeccionamiento en la técnica que envuelve a este tipo de máquinas, ha nacido una comunidad mundial de pequeños fabricantes de aerogeneradores, inspirados en el generador Piggott, una publicación de tipo código abierto. Bajo el mismo enfoque se está desarrollando la electrónica necesaria aguas abajo, con el fin de proporcionar una cadena de energía completa, asequible y confiable.

En este documento se explica el funcionamiento de un regulador de carga de batería analógico, de código abierto, basado en el concepto de desviación de energía.

Contenido

Resumen.....	2
1. Introducción teórica	1
1.1 Cadena de energía en sistemas eólicos.....	1
1.2 Control por desvío de energía	1
2. Características principales del controlador de carga	4
3. Bloques internos	4
4. Diseño Electrónico.....	5
4.1 Fuente de alimentación.....	5
4.2 Medición del voltaje.....	6
4.3 Generación de Setpoint.....	7
4.3.1 Requerimientos	7
4.3.2 Características del sensor	8
4.4 Interface de generación de setpoint	8
4.4.1 Ajuste de voltaje de offset	9
4.4.2 Alimentación de tensión del sensor	10
4.4.3 Ganancia y cambio de signo	10
4.5 Control PI implementado	10
4.6 Bloque Conmutador	13
4.6.1 Proceso de conmutación	13
4.6.2 Estrategias para una conmutación segura	14
4.6.3 Pérdidas por conducción	15

5. Aspectos Térmicos	16
5.1 Calculo del disipador	16
5.2 Dimensionamiento de pistas.....	17
6 Resultados	18
7 Testeo y Calibración de Setpoint.....	18
7.1 Elementos necesarios.....	18
7.2 Fuente de alimentación.....	18
7.3 Medición del voltaje.....	20
7.4 Generación del Setpoint.....	21
7.4.1 Comprobación de V_{ref}	21
7.4.2 Comprobación de la etapa buffer	22
7.4.3 Comprobación de la tensión $V_{DDsensor}$	22
7.4.4 Comprobación de la tensión $V_{SSsensor}$	23
7.4.5 Calibración Rápida.....	24
7.4.6 Comprobación de la tensión V_{cons}	24
7.5 Controlador proporcional integrador (PI)	25
7.5.1 Comprobación del sumador	25
7.5.2 Comprobación del controlador PI	26
7.6 Bloque Conmutador	26
7.6.1 Comprobación de la señal PWM	26
7.6.2 Calibración Fina	29
7.6.3 Comprobación del PI	29
8. Palabras finales.....	29

1. Introducción teórica

En los siguientes ítems se verán los elementos que componen un sistema de generación eólica y se expondrá la teoría, que explica el funcionamiento de los controladores de carga por desvío de energía.

1.1 Cadena de energía en sistemas eólicos

El control del voltaje en el bus CC se realiza por medio del conexionado en paralelo del regulador de carga por desviación, mediante este dispositivo se limita y controla el voltaje aplicado a la batería cuando este supera cierto umbral. En la Fig. 1 [1] se muestra la cadena energética completa desde el aerogenerador, hasta la carga.

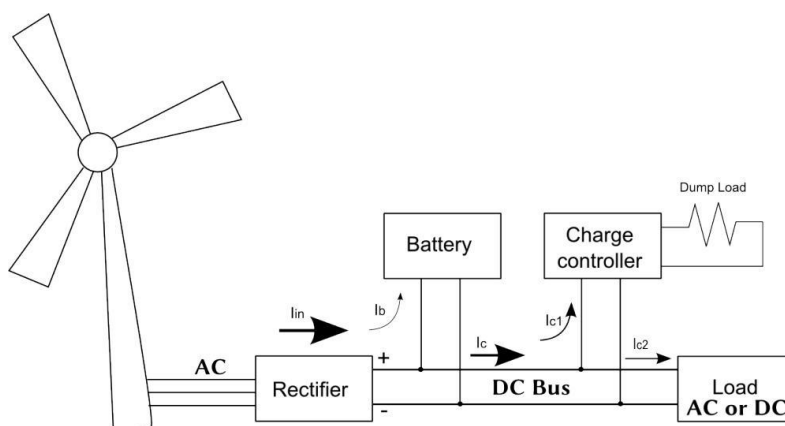


Fig.1. – Cadena de energía de sistema eólico aislado de la red.

El umbral de voltaje máximo a limitar queda definido por el fabricante, suele especificarse como voltaje de carga cíclica.

1.2 Control por desvío de energía

Antes comenzar a explicar cómo funciona el controlador es conveniente revisar más en profundidad las razones por las cuales se debe de conducir cualquier exceso de energía que se produzca hacia una carga de desviación.

Cuando un sistema eólico, el sistema de baterías se encuentra completamente cargado y la corriente que consume la carga es casi nula, la corriente que circula desde el generador hacia los elementos mencionados es muy baja, desde el punto de vista del generador es como si estuviera desconectado de los consumos, esto lo deja en total libertad de girar por la acción del viento, aquí se puede entrever el problema, si bajo esta situación existieran ráfagas de viento de moderadas a fuertes, el aerogenerador se aceleraría sin control y el voltaje en sus bornes se elevaría, dado que existe una proporcionalidad directa entre la velocidad de rotación y el voltaje que entrega el sistema. Esto puede ser muy dañino para las baterías y el posible convertidor DC/AC conectados al bus CC. El hecho de que el generador se acelere descontroladamente también puede causar desgaste en los

rodamientos, en el mejor de los casos o la destrucción total de los alabes por desprendimiento en el peor.

El diagrama causal Fig.2 muestra el efecto que causa conectar una carga de desviación al bus CC.

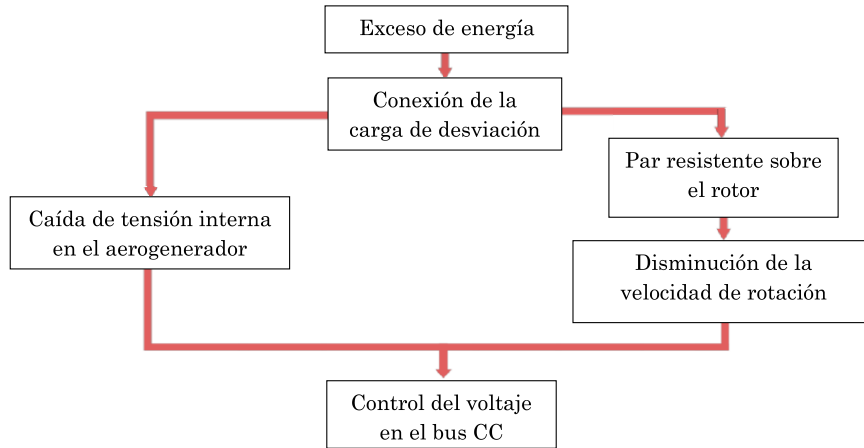


Fig. 2. – Diagrama causal del sistema de control

Al comienzo del diagrama se tiene el evento que desencadena la conexión de la carga, al completarse la acción que le sigue al primer cuadro se producen dos eventos, por una lado se genera una caída de tensión sobre la resistencia interna del generador ver Fig. 3 y por el otro produce un par resistente sobre el rotor, con lo que disminuye la velocidad y por ende del voltaje generado.

En la Fig. 3 se muestra un modelo eléctrico del sistema.

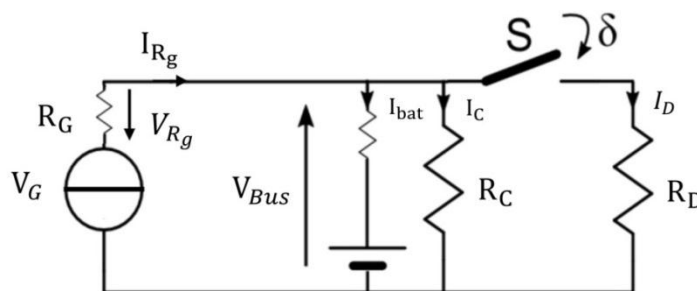


Fig. 3. – Modelo eléctrico del sistema

Referencias:

- V_G : Fuente de tensión CC, representa al generador.
- R_G : Resistencia interna del generador.
- V_{Rg} : Caída de tensión sobre la resistencia interna del generador.
- V_{Bus} : Potencial sobre el bus de continua, variable a controlar.
- R_C : Resistor de carga.
- R_D : Resistor de desviación
- S: Interruptor gobernado por el controlador

- δ : Ciclo de trabajo, relación entre tiempos de apertura y cierre.

El generador y el puente rectificador se modelan como una fuente de tensión continua en serie con un resistor, el cual modela la resistencia propia de los cables, contactos y bobinas del generador. El convertidor junto a sus cargas en modelado como una resistencia, la batería como una pila en serie con un resistor, y el controlador de carga como un interruptor y un resistor.

Mediante este modelo resulta más fácil entender como actúa este sistema, supongamos que la batería es ideal y que está cargada, supondremos también que el consumo por parte del convertidor DC-AC y las cargas conectadas es nulo, bajo esta situación tanto I_{bat} e I_C son iguales a cero, de esta manera el sistema queda como el de la Fig.4.

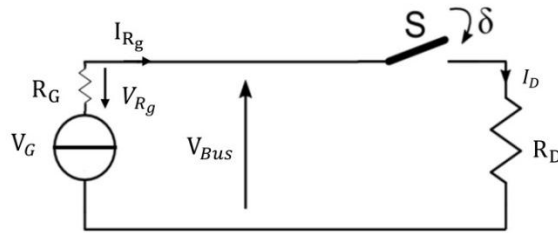


Fig. 4. – Sistema sin cargas

Ahora supongamos que el interruptor está abierto, bajo esta situación la tensión V_G es igual a la tensión V_{Bus} , dado que la corriente I_{Rg} es cero y estamos “midiendo” con un voltímetro ideal. Si ocurriera que V_{Bus} es mayor a un límite impuesto por nosotros, se podría cerrar el interruptor y ajustar el valor del resistor de desviación R_D , de tal manera que la caída de tensión producida en R_G por la corriente I_{Rg} , sea lo suficientemente grande como para que restada a la tensión V_G nos quede el potencial V_{Bus} buscado, dado que es poco práctico utilizar un resistor variable de gran potencia, se opta por abrir y cerrar el interruptor rápidamente y repetidas veces de tal manera que la corriente I_{Rg} no sea continua si no un tren de pulsos a lo largo del tiempo, si suponemos que nuestro voltímetro tiene “cierta inercia” es decir no mide los picos de voltaje si no que realiza un promedio a lo largo del tiempo, se podrían ajustar los tiempos de apertura y cierre del interruptor S de tal manera que se ajuste la tensión de V_{Bus} al valor requerido.

A la estrategia de abrir y cerrar el interruptor durante un tiempo y a una frecuencia determinada se la llama PWM (por sus siglas en inglés, *pulse wave modulation*), A la relación que existen entre los tiempos en que la llave permanece abierta o cerrada se lo llama ciclo de trabajo, este se representa mediante la letra griega delta (δ), queda definido mediante siguiente expresión.

$$\delta = \frac{T_{on}}{T_{off}} \quad \text{Ec.1}$$

Donde, T_{on} es el tiempo en el que el interruptor esta encendido y T_{off} el que permanece apagado.

Resumiendo brevemente lo que se ha expuesto:

Las tareas que debe desarrollar el controlador son, medir constantemente la tensión del bus CC, si existiera una desviación por arriba de cierto umbral este debe de corregirlo, para esto genera una señal de ciclo de trabajo adecuado que aplicada a la llave S conecta la carga de desviación R_D de tal manera que se produzca una caída de voltaje en la resistencia interna del generador R_G y un par resistente que hace que disminuya su velocidad, ambos fenómenos contribuyendo a que baje el voltaje del bus CC.

Algunos detalles que valen comentar son que por un lado el interruptor S es de tipo “solido” es decir no es un contacto mecánico, si no que es un transistor de tipo MOSFET, otro concepto del cual no se habló mucho es de ese “umbral de voltaje máximo” este depende exclusivamente de las características de la batería y de la temperatura a la que se encuentre esta, es por ello que el controlador para definirlo se apoya en un sensor de temperatura, que constantemente mide la temperatura de las mismas.

Concepto: El controlador protege a las baterías de un excesivo voltaje de carga, e impide que la turbina eólica funcione en vacío.

2. Características principales del controlador de carga

- *Regulación PWM:* Permite la carga completa de la batería, no es posible de lograr esto con un sistema on/off.
- *Compensación de Temperatura:* Ajuste de voltaje máximo por $-24\text{mV}/^\circ\text{C}$. Previene que las baterías se sobrecarguen en ambientes con temperaturas altas, y no se carguen completamente en ambientes con baja temperatura.
- *Compatibilidad del sistema:* 12V-24V-48V.
- *Carga de desvío:* Disipación de potencia a través de una carga resistiva.
- *Máxima potencia disipable:* Potencia: 2kW / Corriente: 45.
- *Electrónica Analógica:* Fiabilidad, fácil reparación y repuestos económicos.

3. Bloques internos

El controlador de carga está compuesto por distintos bloques, cada uno encargado de una función específica, en la Fig. 5 se muestra un diagrama simplificado.

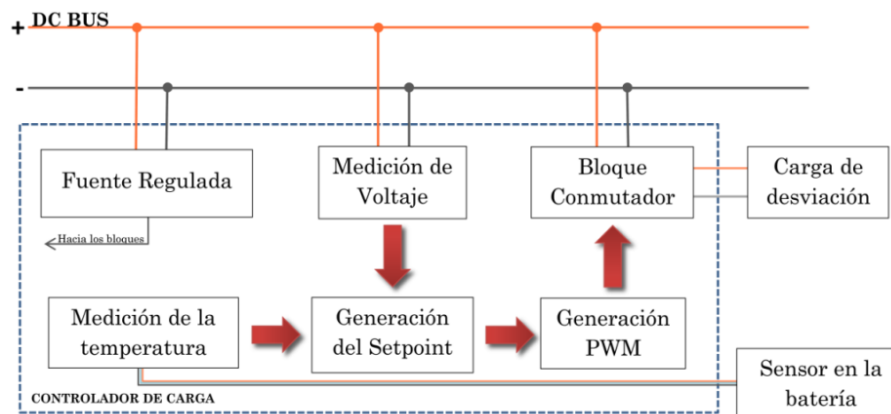


Fig. 5. – Bloques que constituyen el controlador de carga

4. Diseño Electrónico

En esta sección se abordará cada uno de los circuitos que componen los bloques expuestos en la sección 3.

4.1 Fuente de alimentación

La fuente de alimentación provee un nivel de tensión constante y adecuado, en función de los componentes utilizados. Los elementos activos del sistema son los dos operacionales, LM358N que demandan un suministro único de tensión entre 3 y 32V, el controlador PWM SG3525 que precisa de un suministro único entre 8 y 35V, y el bloque conmutador compuesto por MOSFET. Como se desean buenas condiciones de suministro de voltaje de compuerta para la activación del mismo, se optó por una tensión de 15V. Bajo esta configuración la corriente consumida es de aproximadamente 50mA.

Por razones de simplicidad y la necesidad de poseer un amplio rango de voltajes de bus CC, se prefirió un regulador lineal realizado con componentes discretos (Fig.6), a un regulador integrado CC/CC convencional, bastante limitado en cuanto a voltajes de entrada.

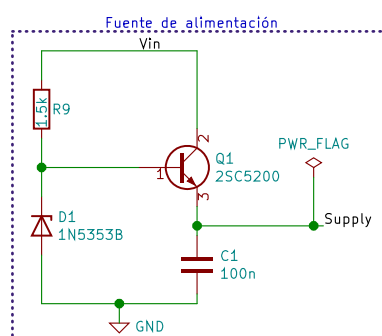


Fig. 6. – Fuente de alimentación

Voltaje de regulación: El diodo Zener D1 actúa como regulador de voltaje, mediante el resistor R9 se polariza y limita la corriente que circula por este y por la base del transistor. En sistemas de baterías de 48V la tensión nunca excede los 60V, con lo

que la potencia máxima disipada en R9 por V2 entre sus bornes es 1.35W. En caso de que la turbina quede en rueda libre es decir sin carga a su salida (normalmente esto no debería suceder) el voltaje podría subir hasta 100V dando una potencia sobre el resistor R9 de 4.8W. Para una mayor robustez del sistema se eligió este resistor de 10W.

Suministro de energía: El transistor NPN Q1 proporciona energía a través del emisor, la tensión de salida se puede calcular mediante la Ec.2.

$$V_{Supply} = V_Z - V_{BE} \approx 15.5V \quad \text{Ec.2}$$

La potencia disipada en el transistor se puede determinar mediante la Ec.3.

$$P_{Transistor} = V_{CE} * I_{Supply} \quad \text{Ec.3}$$

Si se supone el peor de los casos, que la turbina quede en rueda libre:

$$P_{Transistor} = 85 * 0.1 = 8.5 \quad \text{Ec.4}$$

Bajo condiciones normales, para un sistema de baterías de 48V completamente cargado, la potencia disipada sería de 3.3W, suficientemente baja como para que el transistor realice un buen trabajo, considerando que va a estar sujeto al disipador de calor.

4.2 Medición del voltaje

El objetivo de este bloque (Fig. 7) es medir la tensión del bus CC y adaptar dicha medida a ciertos niveles, dado que pueden existir cargas que introduzcan perturbaciones en la tensión del bus CC, también aplica un filtrado a la medición que realiza.

Dado que el controlador de carga debe ser compatible con sistemas de 12V, 24V y 48V, se implementó un sistema de medición seleccionable mediante un conmutador, de esta manera tanto los sistemas de 24V como los de 48V se tratan de igual forma que los de 12V en términos de carga.

El voltaje máximo de carga de una batería de plomo-acido varía en función de su tipo (VLRA “Selladas sin mantenimiento”, GEL, AGM, etc) y su fabricante. Un valor común de voltaje de absorción para baterías de 12V, a una temperatura media θ_m de 20°C, suele ser 14.4V. En todo caso el bloque Setpoint (4.3) permite un ajuste fino de esta tensión.

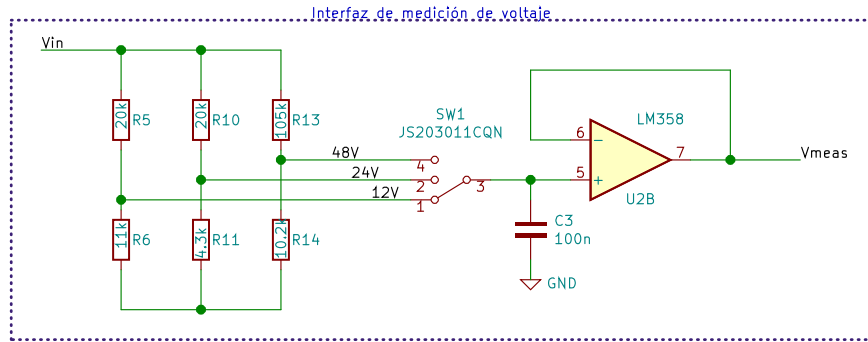


Fig. 7. – Interfaz de medición de voltaje

Los divisores resistivos seleccionables compuestos por los pares R5-56, R10-R11, R13-R14 se calcularon de tal manera que cuando V_{in} sea igual a la tensión a la que se quiere regular (tensión de absorción) entre el punto medio y masa la tensión sea 5.1V, por ejemplo si suponemos que el switch está seleccionado el divisor que se corresponde para sistema de 24V y V_{in} es igual a 28.8V, sobre el capacitor mediríamos 5.1V, la etapa que le sigue al capacitor simplemente “copia” la tensión que tiene en su entrada, actúa como un seguidor de voltaje o buffer.

Dentro de las operaciones matemáticas que se realizan dentro del controlador hay un nivel de referencia ($V_{ref} = 5.1V + 1\%$) que presta mucha utilidad, este es proporcionado por el controlador PWM SG3525, resulta conveniente hacer que V_{meas} sea igual a V_{ref} cuando V_{in} es igual al voltaje de absorción.

Matemáticamente se puede entender a cada divisor como un sistema que multiplica por una ganancia G_V menor que uno a la tensión V_{in} , esta ganancia se puede determinar mediante la Ec.5.

$$G_V = \frac{V_{REF}}{V_{Absorción}} \quad \text{Ec.5}$$

Para el caso de sistemas de 12V con $V_{Absorción} = 14.4V$ la ganancia G_V es igual a 0.3541, para sistemas de 24V con $V_{Absorción} = 28.8V$, $G_V = 0.1770$ y para sistemas de 48V, $V_{Absorción} = 57.6V$, G_V es igual a 0.0885.

Nota: Los valores tensión de absorción presentados son típicos, es posible realizar un ajuste de ellos en función de las características precisas del banco de baterías. (consulte 4.4.1 y el apartado de ensayo)

4.3 Generación de Setpoint

Este bloque se encarga de generar el umbral de voltaje máximo dependiente de la temperatura, al cual el sistema comenzara a regular la tensión del bus CC.

4.3.1 Requerimientos

Para obtener una mayor durabilidad del sistema de baterías, se debe disminuir el voltaje de absorción de cada celda en 4mV, por cada grado centígrado.

Como las baterías de 12V tienen 6 celdas la sensibilidad S debería ser de -24mV/°C, dado que todos los sistemas se procesan como si fueran uno de 12V, la

sensibilidad S [mV/°C] permanecerá constante en todos los casos. El voltaje de la señal de punto de ajuste V_{cons} quedara definido por la siguiente ecuación.

$$V_{cons} = G_V * S * (\theta_{BAT} - \theta_m) + V_{REF} \quad \text{Ec.6}$$

Dónde:

- $G_V = 5.1/14.4 = 0.3541$
- $S = -24\text{mV/°C}$
- $\theta_m = 20^\circ\text{C}$
- $V_{REF} = 5.1$

De la Ec.6 se obtiene la siguiente curva teórica (Fig. 8 [1]), notar que para $\theta_{BAT} = \theta_m$ se obtiene $V_{cons} = V_{REF}$.

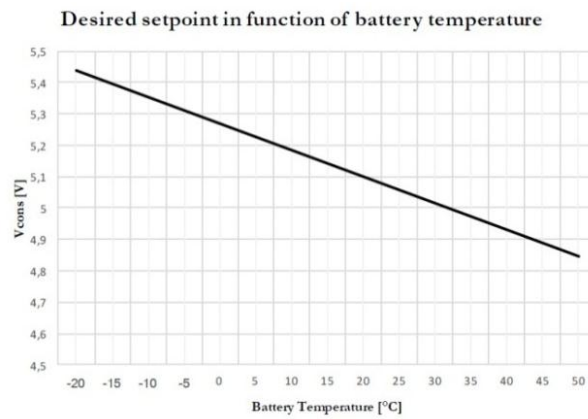


Fig. 8. – Setpoint en función de la temperatura de la batería

4.3.2 Características del sensor

El sensor de temperatura utilizado es el termistor activo MCP9700, este presenta varias ventajas frente a sensores resistivos o termistores pasivos, vale mencionar: su bajo costo y consumo energético, alta tolerancia de cargas parasitas y el no requerimiento de un circuito acondicionador de señal.

Características:

- Precisión típica: $\pm 1^\circ\text{C}$ entre -25°C y 125°C .
- Máximo voltaje de alimentación: 5.5V.
- Sensibilidad: $S_s = 10\text{mV/°C}$.
- Voltaje de salida: 0.5V a 0°C .

Nota: Dado que el sensor va a estar conectado al regulador por medio de cables, cuyo largo dependerá de la distancia que exista entre el tablero que contendrá la electrónica y el banco de baterías, se hace necesario tener en cuenta las cargas capacitivas generadas por la cercanía de los conductores entre sí.

4.4 Interface de generación de setpoint

Esta etapa debe describir el comportamiento de la curva que se muestra en la Fig.8, mediante circuitos se debe lograr que V_{cons} sea de 5.1V a una temperatura 20°C y se

“mueva” por la curva con una dependencia de la temperatura de $-8.5\text{mV}/^\circ\text{C}$, a este valor lo llamaremos sensibilidad S_o , se puede obtener mediante la Ec.7.

$$S_o = G_V * S = -8.5\text{mV}/^\circ\text{C} \quad \text{Ec.6}$$

Los pasos a seguir para obtener los objetivos planteados son:

1. Ajuste del voltaje de offset.
2. Cambiar el signo de la curva de sensibilidad
3. Modificar la ganancia de la curva de sensibilidad

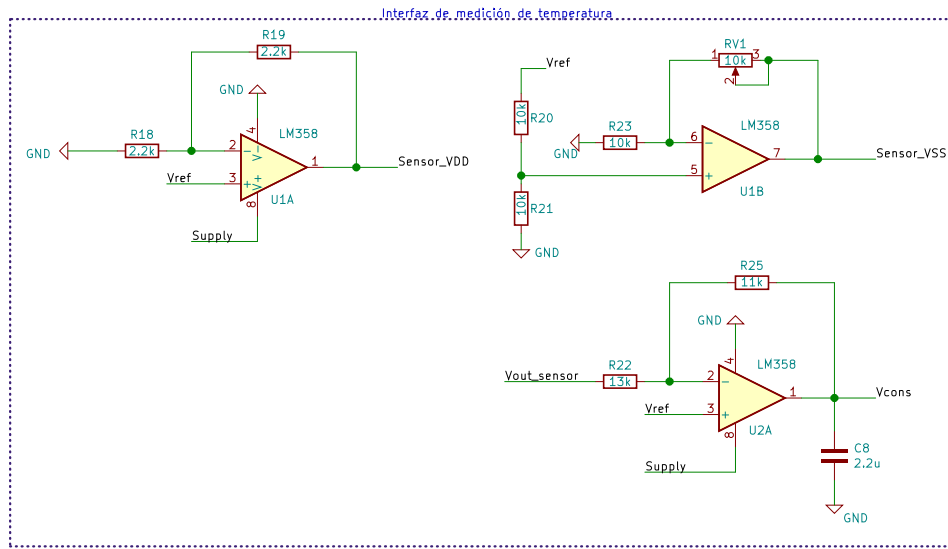


Fig. 9. – Interface de generación de setpoint.

4.4.1 Ajuste de voltaje de offset

Dado que a la salida del sensor obtengo 0.7V a 20°C se debe de sumar un offset para llegar a los 5.1V . Este potencial de offset se llama $Sensor_VSS$ y es generado por el op-amp U1B, permite un ajuste mediante RV1 Fig.9.

$$V_{SS_{sensor}} = \frac{V_{ref}}{2} \left(1 + \frac{R_{V1}}{R_{23}} \right) \quad \text{Ec.7}$$

$$V_{out_sensor} = V_{SS_{sensor}} + 0.5 + S_S \cdot \theta_{BAT} \quad \text{Ec.8}$$

Reemplazando la Ec.7 en Ec.8, y despejando la ganancia $G_1 = \frac{R_{V1}}{R_{23}}$ para $\theta_m = 20^\circ\text{C}$ y $V_{out_sensor} = 5.1\text{V}$.

$$G_1 = \frac{R_{V1}}{R_{23}} = 1 - \frac{2(0.5 + S_S \cdot \theta_m)}{V_{ref}} = 0.72 \quad \text{Ec.9}$$

De este último resultado se obtiene la relación que debe de existir entre los resistores RV1 y R23 para que el sistema quede ajustado. Si se despeja el valor

RV1 y se reemplaza R23 por su valor, se obtiene que el preset se debe de ajustarse a 7200Ω , reemplazando este último en la Ec.2 se llega $V_{SS_{sensor}} = 4,399V$.

4.4.2 Alimentación de tensión del sensor

El potencial $V_{DD_{sensor}}$ es generado por U1A, este es aproximadamente 5V más alto que la tensión $V_{SS_{sensor}}$.

4.4.3 Ganancia y cambio de signo

Esta etapa se encarga de cambiar la ganancia del sensor de $10mV/^{\circ}C$ a $-8.5mV/^{\circ}C$, esto lo hace multiplicando a $V_{out_{sensor}}$ por una ganancia $-G_2$, el op-amp encargado de esta tarea es U2A, la Ec.10 describe al sistema:

$$V_{cons} = -V_{out_{sensor}} \frac{R_{25}}{R_{22}} + \left(1 + \frac{R_{25}}{R_{22}}\right) V_{ref} \quad \text{Ec.10}$$

$$\theta_m = 20^{\circ}C \Rightarrow V_{out_{sensor}} = V_{ref} \Rightarrow V_{cons} = V_{ref}$$

Para lograr este cambio en las ganancias, G_2 debe ser igual a 0.85, Ec.11.

$$G_2 = \frac{R_{25}}{R_{22}} = 0.85 \Rightarrow G_2 * S_S = S_o \quad \text{Ec.11}$$

Dado que la señal $V_{out_{sensor}}$ ingresa al operacional por la entrada inversora, G_2 es negativa. El mejor ajuste con resistencias E24 se ha encontrado con $R_{25} = 11k$ y $R_{22} = 13k$ con un error de 0.45%.

4.5 Control PI implementado

Dentro del controlador existen dos señales importantes, la señal que representa el voltaje sobre el bus CC, el nivel V_{meas} y la señal que representa la tensión de absorción el nivel V_{cons} , recordar que este último nivel no es contante si no que depende de la temperatura del sistema de baterías.

La misión del controlador es intervenir en el bus CC de tal manera que V_{meas} “lo que tengo” sea lo más parecido posible a V_{cons} “lo que necesito”, en un caso ideal iguales.

Para saber cuan diferentes son ambas variables entre si se hace uso de la operación resta, el resultado de la misma se conoce como error y se representa con la letra griega épsilon ϵ .

$$\epsilon = V_{cons} - V_{meas} \quad \text{Ec.12}$$

La misión del controlador es trata de hacer que el error sea lo más cercano a cero.

En la Fig.10 se muestra el diagrama de control de todo el sistema, este está compuesto por variables, flechas y bloques funcionales, estos últimos contienen en su interior funciones matemáticas que representan al sistema físico. Las flechas indican la dirección de la señal o variable que alimenta o da como resultado el bloque.

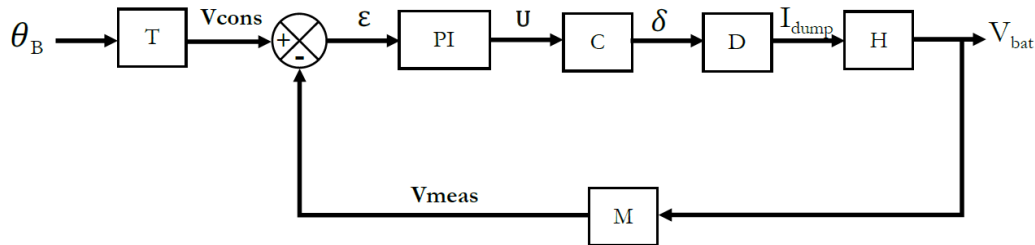


Fig. 10. – Diagrama de bloques del sistema de control

Referencias:

- Bloques de la función de transferencia:
 - T: Interfaz de temperatura.
 - PI: Controlador Proporcional Integrador.
 - C: Controlador PWM.
 - D: Proceso de conmutación de la carga de desviación.
 - H: Sistema equivalente de un aerogenerador conectado a baterías mediante un rectificador.
 - M: Interfaz de medida.
- Señales:
 - θ_m : Temperatura media de la batería.
 - V_{cons} : Nivel de Setpoint.
 - ε : Error.
 - U: Control.
 - δ : Ciclo de trabajo (0% a 100%).
 - I_{dump} : Corriente a través de la carga de desviación.
 - V_{bat} : Tensión sobre la batería o el bus CC.
 - V_{meas} : Señal de medición

La explicación a continuación no tiene ánimos de ser rigurosa, más si fácil de entender para alguien poco familiarizado con los sistemas de control.

Se puede entender el diagrama de la siguiente manera: La temperatura de la batería θ_B ingresa al bloque T el cual la transforma en la señal V_{cons} , esta ingresa a un operador que le resta la señal V_{meas} proveniente del bloque M, cuya señal de entra es el nivel de tensión del bus CC. A la salida del bloque operador se obtiene la señal de error ε , esta ingresa a al bloque PI (Proporcional Integrador) el cual en palabras sencillas, le aplica un filtro que suaviza cualquier variación rápida anómala que pueda sufrir la señal de error ε , a su salida, la señal U la cual controla el ciclo de trabajo δ , señal de salida del bloque C. El bloque D representa el proceso de conmutación, convierte el clico de trabajo en la corriente que circula por la carga de desviación, esta actúa sobre el sistema equivalente H, aerogenerador y baterías,

a la salida de todo el sistema, la variable que se desea controlar, la tensión en el bus CC, la cual por la bifurcación hacia el bloque M se realimenta.

Fin de la exposición.

Una solución para simplificar el modelo es considerar que el bloque de función H, Ec.13 se comporta como un sistema de primer orden con una constante de tiempo de aproximadamente 100 ms.

$$H = \frac{B}{1 + As} \quad \text{Ec.13}$$

El comportamiento a laso cerrado es:

$$H = \frac{B}{1 + \tau s} \quad \text{Ec.14}$$

La expresión matemática Ec.15 permite definir al controlador proporcional integrador:

$$PI = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_p \left(\frac{1 + T_i s}{T_i s} \right) \quad \text{Ec.15}$$

Se encuentra una adecuada acción de control, con $K_p = \frac{A}{B\tau}$ y $T_i = \tau$, quedando así un sistema de primer orden.

*Se ha encontrado un resultado satisfactorio experimental con $K_p = 1$ y $T_i = R_{16} * C_2 = 80 \times 10^{-3}$.*

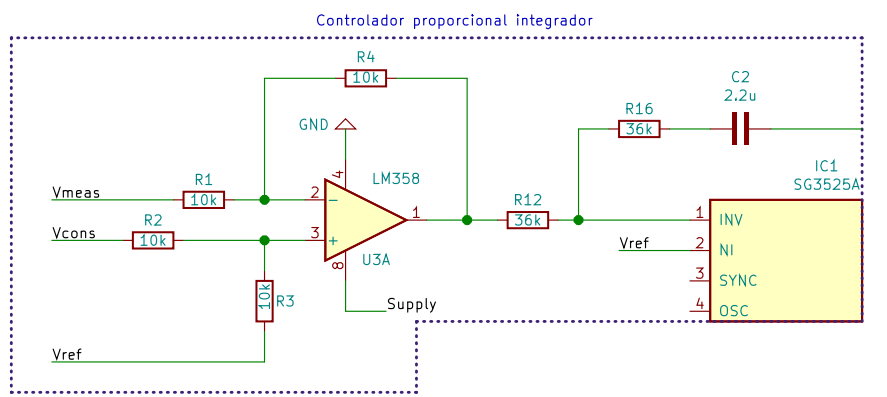


Fig. 11. – Bloque operador restador y controlador PI

A la salida del op-amp U3A (Fig.11) se encuentra la señal de error ε , esta queda definida por la expresión Ec.16.

$$\varepsilon = -V_{meas} \frac{R_4}{R_1} + \left(\frac{V_{ref} R_2 + V_{cons} R_3}{R_2 + R_3} \right) \left(1 + \frac{R_4}{R_1} \right) = V_{cons} - V_{meas} + V_{ref} \quad \text{Ec.16}$$

Dado que un sistema alimentado por batería no permite el suministro de energía bipolar, todas las señales deben ser tratadas teniendo en cuenta la tierra virtual, es decir el potencial V_{ref} .

El controlador proporcional integrador queda conformado por un amplificador op-amp contenido en el SG3525, los resistores R_{12} , R_{16} y capacitor C_2 , en la Fig.12 se muestra el circuito.

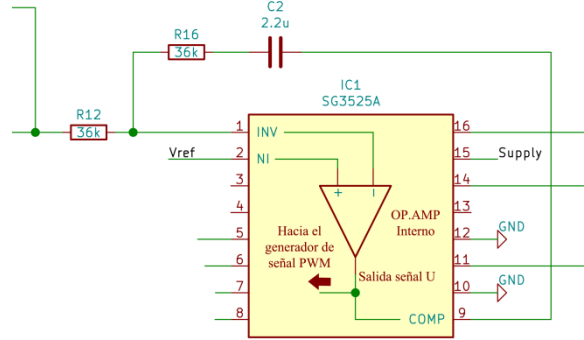


Fig. 12. – Detalle del controlador PI

En la salida de este sistema se encuentra la señal U , la siguiente expresión define el comportamiento del sistema Ec.17.

$$\begin{aligned}
 U &= -\frac{R_{16}}{R_{12}} \cdot \frac{R_{16}C_2s + 1}{R_{16}C_2s} \cdot \varepsilon + V_{ref} \left(\frac{R_{16}}{R_{12}} \cdot \frac{R_{16}C_2s + 1}{R_{16}C_2s} + 1 \right) \\
 &= V_{ref} - \frac{R_{16}}{R_{12}} \cdot \frac{R_{16}C_2s + 1}{R_{16}C_2s} (V_{cons} - V_{meas})
 \end{aligned}
 \tag{Ec.17}$$

Los valores de las constantes antes presentadas se pueden calcular utilizando la Ec18 y la Ec18:

$$K_p = \frac{R_{16}}{R_{12}} \tag{Ec.18}$$

$$T_i = R_{16} * C_2 \tag{Ec.19}$$

Nota: Existe una pequeña diferencia entre un control PI clásico y el implementado, si se compara la ec15 y la ec17, se puede notar en esta última, que el término semejante a ambas posee signo negativo, debido a este signo es que la señal U aumenta cuando la señal de medición se vuelve mayor que la señal de punto de ajuste (V_{cons}).

4.6 Bloque Conmutador

Compuesto por el controlador SG3525 encargado de generar la señal modulada por ancho de pulso (PWM), y los MOSFET que actúan como llave electrónica.

4.6.1 Proceso de conmutación

Debido a que el SG3525 posee solo dos salidas PWM, A y B complementarias con un ciclo de trabajo que varía entre 0 y 50%, se las conecto en paralelo mediante

D4 y D5, para conseguir que el ciclo de trabajo pueda variar ente 0 y 100%, en la Fig.13 se muestra el sistema.

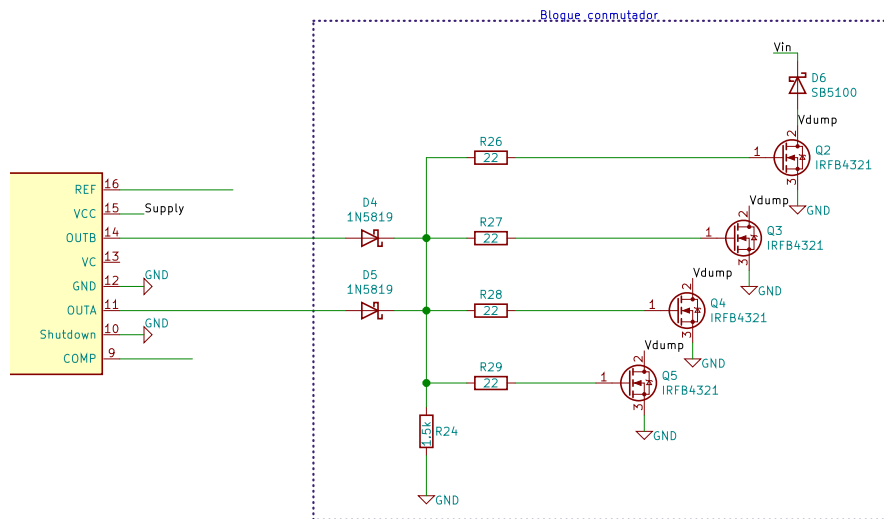


Fig. 13. – Bloque Conmutador

Dado que la carga de desviación se conecta y desconecta a razón del ciclo de trabajo de la señal PWM, la corriente promedio que circula por ella, es decir la que se extrae del bus CC viene dada por la siguiente expresión Ec.20:

$$I_{dump} = \delta \frac{V_{bat}}{R_{dump}} \quad \text{Ec.20}$$

Nota: La carga de desviación se conecta entre V_{in} y V_{dump} , este último es igual al potencial de tierra cuando se energizan las puertas de los MOSFET, bajo esta situación la carga de desviación R_{dump} queda conectada en paralelo con el busCC.

4.6.2 Estrategias para una conmutación segura

Debido a que la carga posee cierta inductancia parasita, dada por la forma en la que está construida la cual asemeja una bobina, al detener bruscamente el flujo de corriente que circula por ella se produce un transitorio de tensión entre sus bornes, este se puede entender como un “pico de voltaje”, el cual puede poner en serio riesgo la integridad de todo el bloque. Para evitar este problema se colocó el diodo rápido D6, el cual ofrece un camino de circulación para la energía almacenada en el inductor parasito propio de la carga y el formado por los cables que conducen a ella. También se redujo la velocidad de apertura de los transistores con el fin de producir una interrupción menos violenta de la corriente, esto se realizó mediante el resistor R24 el cual permite una descarga suave del capacitor formado entre *Gate* y *Drain*.

A pesar de que ambas prácticas se llevan a cabo con el fin de proteger el sistema, acarrearán un aumento en las pérdidas por conmutación, lo cual se traduce en calor que deberá disipar el diodo D6 y los MOSFETs.

4.6.3 Pérdidas por conducción

El peor de los casos, en términos de flujo de corriente, se da para un sistema de baterías de 48V, siendo 1.5Ω la resistencia de desviación y 60V la tensión máxima del bus CC cuando el sistema está completamente cargado. La corriente máxima bajo esta situación queda definida por la expresión Ec.21:

$$I_{dump_max} = \frac{60}{1.5} = 40A \quad \text{Ec.21}$$

Debido a que dicha corriente se reparte de forma más o menos uniforme entre los cuatro semiconductores se podría modelizar todo el conjunto como unos solo, de este modo se puede calcular una potencia disipada P_C mediante la Ec.22 y el valor de la resistencia entre drenador y surtidor.

Datos:

- $R_{DS_{on}}@150^\circ C = 40.5m\Omega$
- $I_{dump_max_{mos}} = 10A$

$$P_C = 4 \times R_{DS_{on}} \times I_{dump_max_{mos}}^2 = 16.1 W \quad \text{Ec.22}$$

Por consideraciones de robustez, el controlador ha sido diseñado para soportar 45A con los que $P_{C_{max}} = 20.5W$.

Generalmente las pérdidas a 300Hz no suelen ser importantes si las llaves conmutan rápidamente, para este caso vale su cálculo, dado que se está tratando con un sistema que debe de dar servicio continuo. Mediante los resultados de simulación que se muestran en la Fig.14 y la Ec.23 se puede estimar un valor.

Condiciones de simulación:

- $L_{parasitic} = 150\mu H$
- $V_{DS} = 60V$
- $V_{GS} = 15V$
- $R_{dump} = 1.5\Omega$
- 4 MOSFET en paralelo, IRFB4321, $Q_g = 80nC$, $R_{DS_{on}} = 40m\Omega$.

Resultados de simulación:

En la Fig.14 [1] se muestra un periodo de apertura de uno de los transistores, la curva en azul Id(M1) representa la corriente que circula entre drenador y surtidor, la curva en verde V(vds) representa la tensión entre drenador y surtidor, y la curva roja Id(M1)* V(vds) la energía que interviene en el proceso.

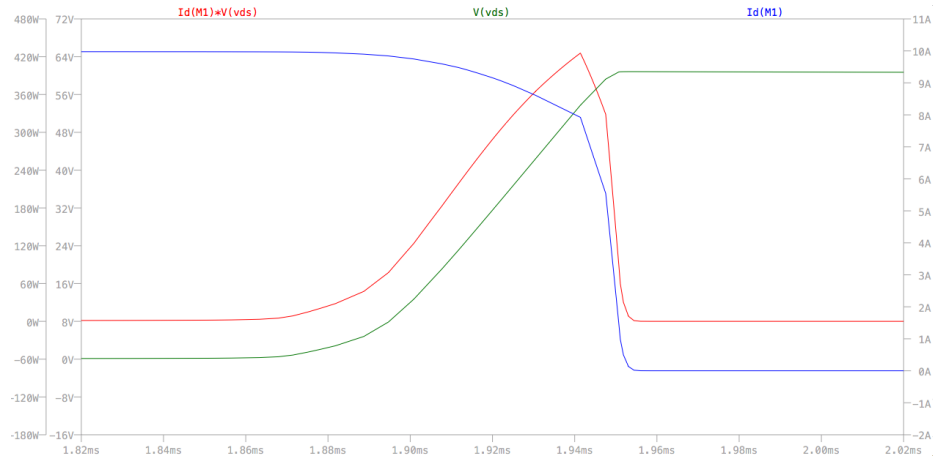


Fig. 14. – Proceso de apertura de un transistor

De la integración de la curva roja durante un periodo de apertura (Ec.23), se obtiene la energía disipada sobre el semiconductor. Como dicho ciclo se repite 300 veces por segundo y se tienen cuatro transistores, se debe de multiplicar ese resultado por cuatro y por la frecuencia de conmutación para obtener la energía total Ec.23.

$$P_{sw} = 4 \times f \times \int_{T_{-open}}^{T_{+open}} I_D V_{DS} dt = 17.5W \quad \text{Ec.23}$$

5. Aspectos Térmicos

A continuación se detalla el dimensionamiento del disipador y las pistas teniendo en cuenta las exigencias térmicas de los componentes y las condiciones ambientales de los lugares donde podría estar instalado este sistema.

5.1 Calculo del disipador

De los cálculos anteriores se puede intuir que será necesario disipar la energía que despiden los elementos activos, entre ellos el transistor NPN y los MOSFETs, a continuación se presenta el cálculo de un disipador térmico único para ambas partes.

En la Fig.15 se muestra el equivalente eléctrico del sistema térmico, se pueden entender a las temperaturas como potenciales eléctricos y las resistencias térmicas como resistores, de esta manera se puede proceder como si se estuviera resolviendo un circuito eléctrico, siendo la temperatura (°C) análoga al voltaje (V) y la resistencia térmica (°K/W o °C/W) análoga a la resistencia óhmica (Ω).

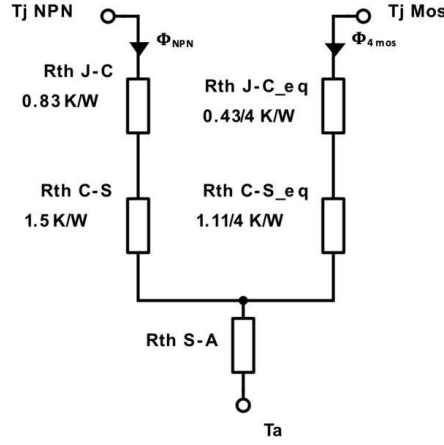


Fig. 15. – Esquema eléctrico equivalente.

Nota: La rama derecha es el equivalente de los 4 MOSFET en paralelo.

$$Rth_{S-A} \leq \frac{\Delta\theta}{\sum_i \phi_i} - Rth_{tot} \quad \text{Ec.24}$$

$$\frac{1}{Rth_{tot}} = \frac{1}{Rth_{J-CNPN} + Rth_{C-SNPN}} + \frac{1}{Rth_{J-C_{eq}} + Rth_{C-S_{eq}}} \quad \text{Ec.25}$$

Datos:

- $Rth_{J-CNPN} = 0.83 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
- $Rth_{C-SNPN} = 0.90 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
- $Rth_{C-CMOS} = 0.43 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
- $Rth_{C-SMOS} = 1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
- $Tj_{max} = 150^\circ\text{C}$, Temperatura máxima de unión, 20° de margen de seguridad
- $T_a = 40^\circ\text{C}$ Temperatura máxima del ambiente.

De donde se obtiene que $Rth_{tot} = 0.26 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, entonces:

$$Rth_{S-A} \leq \frac{150 - 40}{17.5 + 20.5 + 4.55} - 0.29 = 2.29 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad \text{Ec.26}$$

5.2 Dimensionamiento de pistas

Dimensionar una pista de un PCB por donde circularan 45A, requiere de ciertos cuidados. Las ecuaciones (Ec.27) revisadas de IPC2152 [2] dan la elevación de temperatura de una traza de PCB en función de la temperatura del aire ambiente y las dimensiones de la traza.

$$\Delta T = 215,3 \text{ } C^2 \text{ } W^{-1.15} \text{ } Th^{-1.0} \quad \text{Ec.27}$$

Datos:

- $C = 45 \text{ A}$
- $W = 1181.102 \text{ mils}$
- $Th = 2.756 \text{ mils}$

Mediante la Ec.26 y los datos se obtiene una sobre elevación de temperatura de aproximadamente 46 °C.

6 Resultados

Los resultados presentados se han obtenido de varios ensayos realizados en el laboratorio de Ti'éole [1]. En la Fig.16 se muestra la relación que existe entre la temperatura de la batería y la tensión a la que el sistema está regulando, en este caso el sistema de baterías es de 24 V.

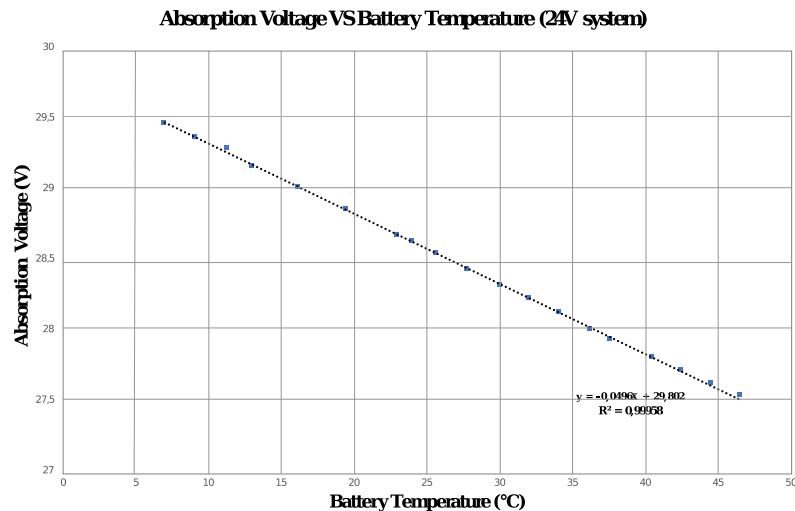


Fig. 16. –Regulación de voltaje para un sistema de baterías de 24 V.

-Sensibilidad medida: -49,6mV/°C

-Sensibilidad esperada: -48mV/°C

7 Testeo y Calibración de Setpoint

En la siguiente sección se presenta una metodología de prueba, que permite determinar si cada uno de los bloques está funcionando adecuadamente. Antes de comenzar con todas las pruebas, se recomienda revisar si cada uno de los componentes está en el lugar correcto, en el anexo A encontrara una fotografía de la placa sin componentes, con ella consular las referencias impresas que puedan quedar debajo de algún componente, mientras realiza esta tarea marque sobre dicha imagen el componente verificado.

7.1 Elementos necesarios

- Multímetro Digital
- Fuente de alimentación regulada, con voltímetro y amperímetro (0-40V, 2A)
- Cables terminados en cocodrilos
- Resistores de ensayo (2 unidades 10W – 100Ω, 1 unidad 10W – 10Ω)

7.2 Fuente de alimentación

Para determinar si la fuente regulada funciona correctamente se debe de medir la tensión que proporciona, y si esta permanece constante, cuando la tensión de alimentación varía por arriba de cierto umbral, el límite inferior estará aproximadamente en 16V, y el superior en 60V, la máxima tensión que soporta el sistema.

Inicio de ensayo:

Extraer, si estuvieran, todos los integrados de su zócalo. Quitar también el sensor de temperatura. Coloque a mínimo voltaje (menos de 3V) y limite la corriente a no más de 500mA.

Conecte mediante cocodrilos la fuente de alimentación previamente configurada a los bornes BAT-, BAT+ respetando la polaridad. La lectura de corriente consumida debería ser menor a 10mA.

Problema 1: La corriente consumida es mayor a 10mA

Si la prueba anterior fue exitosa, aumente el voltaje de alimentación suavemente hasta 15V, verifique que la corriente consumida nunca supere los 200mA, notara que el diodo LED D2 se enciende lentamente mientras usted aumenta el voltaje.

Problema 2: El diodo D2 no se enciende.

Con la fuente en 15V y el diodo LED D2 encendido, aumente el voltaje suavemente hasta 20V, observar como luego de aproximadamente 16V, el brillo del diodo D2 permanece constante, esto indica que la fuente está regulando.

Mida la tensión en el emisor del transistor de potencia, esta debería ser de **15.5V \pm 5%**.

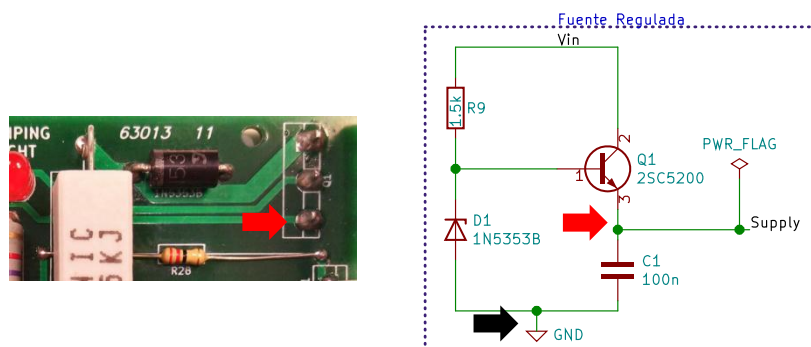


Fig. 17. – Fuente regulada, referencia toma de medida.

Problema 3: La fuente no regula a la tensión correcta.

Nota: La flecha negra que apunta hacia la referencia GND indica que se deberá de colocar la punta negra del multímetro en el borne BAT-, desde aquí en adelante cuando se diga que se tomara una medida con respecto a tierra la punta negra deberá colocarse en este lugar a menos

En la siguiente prueba se verificara que todos los integrados estén energizados correctamente, colóquelos en su lugar exceptuando el sensor de temperatura. Mida en los puntos marcados, la tensión debería ser igual a la media en el ensayo anterior.



Fig. 18. – Cocodrilos hacia la fuente, referencias toma de medida.

Problema 4: La medida sobre alguno de los integrados es cero o muy baja.

Problema 4': Integrado al revés

7.3 Medición del voltaje

Para determinar si la etapa de medición de voltaje funciona correctamente, se tiene que cumplir que la tensión sobre el punto medio del divisor resistivo, sea igual a la de la salida del operacional.

Inicio de ensayo:

Quitar todos los integrados excepto el Op-Amp U2, **La placa no debe de estar energizada.**

Energizar la placa de igual forma que en el ensayo anterior, esta vez el voltaje de alimentación se seleccionara en función de la tensión del banco de baterías, consulta la siguiente tabla.

Sistema de baterías	Tensión de alimentación
12V	14.4V
24V	28.8V
48V	57.6V

Nota: Las tensiones de alimentación son las de Setpoint para cada uno de los sistemas.

Importante: Cada vez que se extrae o se coloca un integrado se debe de hacer con el sistema

Es importante que la tensión de la fuente se ajuste con el multímetro midiendo en los bornes de la placa, no se recomienda utilizar la propia referencia de la fuente, dado que no suele ser muy precisa.

Se deberá medir tensión entre la pata 5 del integrado y GND, esta debe de ser igual a $5.1V \pm 2\%$.

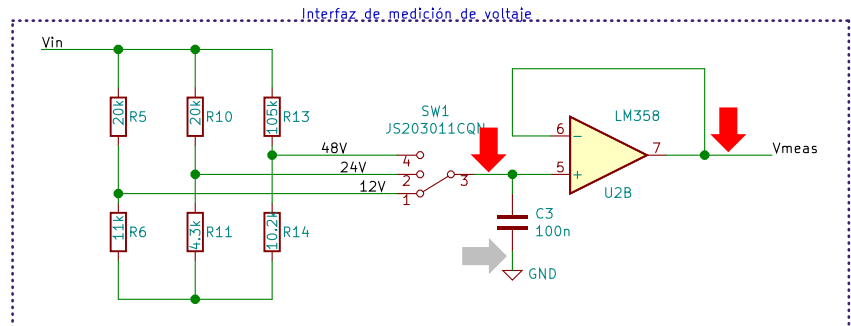
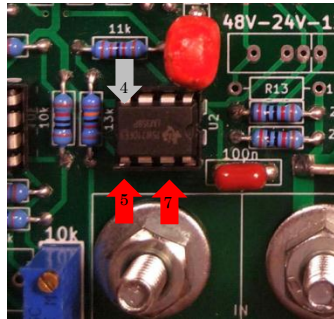


Fig. 19. – Interfaz de medición de voltaje, detalle de medidas.

Problema 5: La tensión en la pata 5 es distinta a 5.1V.

Luego debe de medir entre la pata 7 y GND, aquí la tensión deberá de ser igual a la tensión en la pata 5, de esta manera queda verificado el sistema.

7.4 Generación del Setpoint

La generación del Setpoint engloba los tres circuitos que se muestran en la Fig.9, notar que en todos ingresa el potencial V_{ref} , este nivel que sirve de referencia, es generado por el integrado encargado del PWM y reforzado por el op-amp U3B. De aquí que la primera comprobación que realicemos sea esta.

7.4.1 Comprobación de V_{ref}

Inicio de ensayo:

Se comenzara colocando el generador de PWM SG3525 en su correspondiente zócalo. (Recordar: Sistema sin energía)

Con la fuente de alimentación en 18V y alimentando la placa, comprobar si el integrado recibe la tensión necesaria para funcionar, esto se hace midiendo entre la pata 12 y 15, ídem al ensayo de la fuente.

Para verificar el potencial V_{ref} se deberá medir entre la pata 12 y 16, la medida debería ser de $5.1V \pm 1\%$, si esto se cumple queda verificado el sistema.

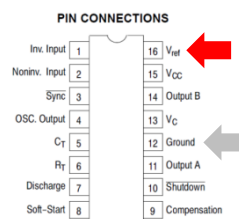
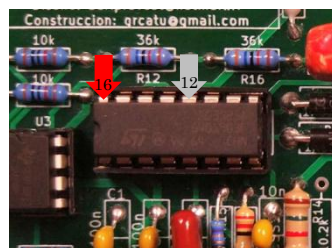


Fig. 20. – Integrado generador de la señal PWM, detalle de medidas.

Problema 6: La tensión V_{ref} es distinta de $5.1V \pm 1\%$.

7.4.2 Comprobación de la etapa buffer

Como se mencionó anteriormente el nivel de tensión de referencia provisto por el SG3525 es reforzado por el Op-Amp U3B, es decir a la salida de la etapa buffer tendremos la misma tensión que en la entrada, pero con una capacidad de corriente mayor.

Inicio de ensayo:

Colocar el op-amp U3 en su zócalo siguiendo el procedimiento usual y alimentar con 18V.

Medir el potencial en la entrada del buffer, entre pata 5 y pata 4, este debería ser igual al medido sobre el integrado generador de PWM, dado que posee conexión directa.

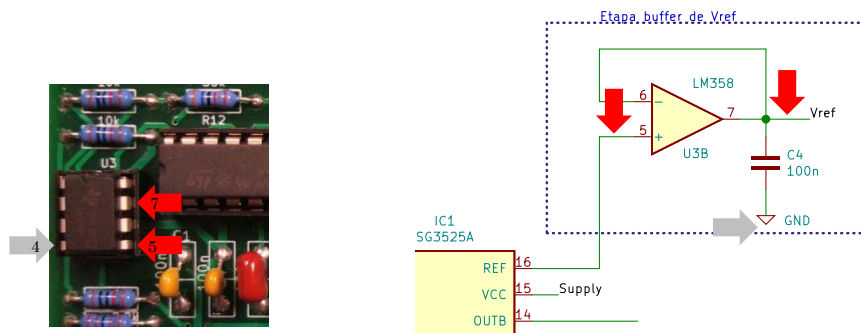


Fig. 21. – Etapa buffer, detalle de medidas.

Problema 6: El potencial entre la pata 5 y 4 es cero.

Medir el potencial de salida entre pata 7 y 4, si este es igual al de la entrada o difiere en no más de $+50\text{mV}$ queda verificado el sistema.

Problema 7: El potencial ente la pata 7 y 4 es cero.

7.4.3 Comprobación de la tensión $V_{DD_{\text{sensor}}}$

La tensión $V_{DD_{sensor}}$ es impuesta por el U1A, esta debería ser el doble de V_{ref} .

Inicio de ensayo:

Colocar el integrado U1 y alimentar el sistema con 20V. Medir la tensión entre la pata 3 y 4, debería ser igual a la tensión V_{ref} .

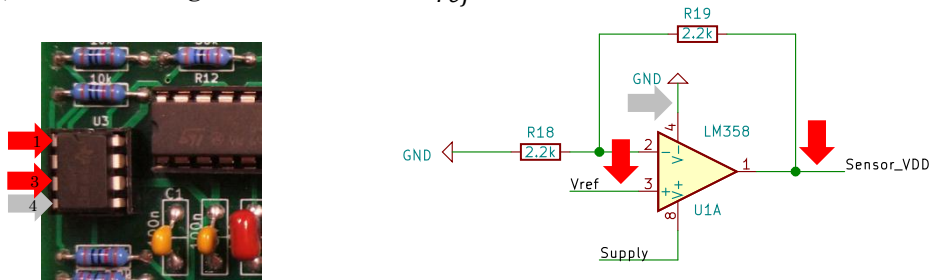


Fig. 22. – Etapa generadora de $V_{DD_{sensor}}$, detalle de medidas.

Problema 8: El potencial entre la pata 3 y 4 es distinto de V_{ref} .

Luego mida el potencial entre pata 1 y 4, si este es el doble que el de entrada, o difiere en no más de $\pm 50\text{mV}$ de $2V_{ref}$ el sistema queda verificado.

7.4.4 Comprobación de la tensión $V_{SS_{sensor}}$

La tensión $V_{SS_{sensor}}$ es impuesta por el Op-Amp U1B, esta debería ser aproximadamente un 72% de V_{ref} cuando el sistema esta calibrado.

Inicio de ensayo:

Antes de comenzar es conveniente hacer un pre ajuste del preset, se debe dejar a tope, es decir en 10k Ω . Esto se realiza girando el mando en sentido horario hasta que se escuche un suave “clic”, luego de este paso alimentar el sistema con 20V.

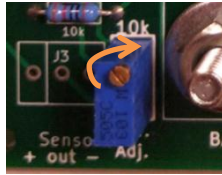


Fig. 23. – Detalle del preset de ajuste.

Medir la tensión entre la pata 5 y 4, este debería ser igual a la tensión $\frac{V_{ref}}{2}$.

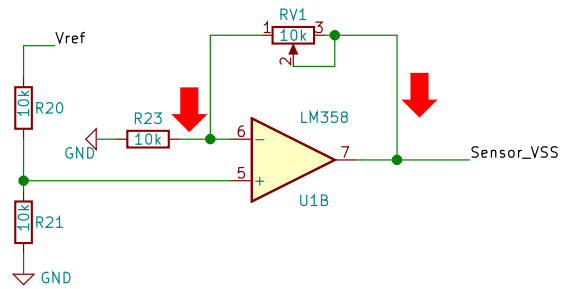
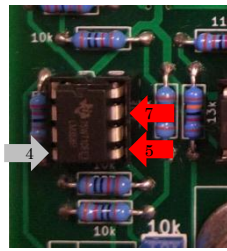


Fig. 23. – Etapa generadora de $V_{SS_{sensor}}$, detalle de medidas.

Problema 9: El potencial ente la pata 5 y 4 es distinto de $\frac{V_{ref}}{2}$.

Luego mida el nivel de salida $V_{SS_{sensor}}$ entre la pata 7 y 4, este debería ser cercano a V_{ref} .

Aparatado teórico: El potenciómetro RV1 permite el ajuste del nivel $V_{SS_{sensor}}$, este potencial varía la referencia a masa (GND) del sensor MCP9700, desde el punto de vista del sensor solo varia la tensión de alimentación, pero desde el punto de vista de la placa, es decir con referencia en GND, varia $V_{out-sensor}$. La siguiente expresión muestra la relación que existe entre dichos niveles, el subíndice indica el potencial de referencia.

$$V_{out-sensor_{GND}} = V_{out-sensor_{VSS}} + V_{SS_{sensor}} \quad \text{Ec.28}$$

De este modo es que el preset RV1, permite sumarle un pequeño potencial de ajuste a la señal que nos provee el sensor de temperatura. Recordar que esta señal definirá luego de algunas operaciones matemáticas, el máximo voltaje (dependiente de la temperatura) al que se quiere regular el sistema.

Nota: El hecho de que cambie la tensión de alimentación del sensor no hace que cambie la señal a su salida, $V_{out-sensorV_{SS}}$. Este provee un mismo nivel de señal a una temperatura determinada, sin importar la tensión de alimentación, siempre y cuando esta se mantenga dentro de ciertos límites

7.4.5 Calibración Rápida

Permite ajustar el sistema de manera aproximada, se puede utilizar como método de preajuste o como método de ajuste final si no importa que el voltaje de absorción difiera en $\pm 0.6V$ aproximadamente.

Inicio de ensayo:

Trate de realizar la prueba en un ambiente cálido ($20^{\circ}C$, $24^{\circ}C$), sin corrientes de aires, ni energías radiactivas que incidan sobre el área de trabajo. Conecte el sensor de temperatura MCP9700, verifique que la polaridad sea la correcta, alimente el sistema con 20V.

Mida el potencial $V_{out-sensorV_{SS}}$ referenciado a $V_{SS_{sensor}}$, si la temperatura ambiente ronda los $24^{\circ}C$, este debería ser $0.75V \pm 4\%$.

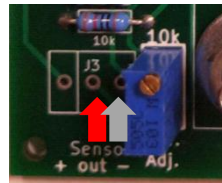


Fig. 24. – Lugar donde estaría la bornera, detalle de medidas.

Problema 10: El potencial $V_{out-sensorV_{SS}}$ es distinto o es cero.

Mida el potencial $V_{SS_{sensor}}$ como lo realizo anteriormente, pata 7 y 4, y gire el eje de RV1 en sentido anti horario hasta que $V_{SS_{sensor}}$ sea igual a $4.399V \pm 0.01\%$.

7.4.6 Comprobación de la tensión V_{cons}

La tensión V_{cons} es impuesta por el op-amp U1A, queda definida por la Ec.29:

$$V_{cons} = -V_{out_{sensor_{masa}}} \frac{R_{25}}{R_{22}} + \left(1 + \frac{R_{25}}{R_{22}}\right) V_{ref} \quad \text{Ec.29}$$

Inicio de ensayo:

Alimente el sistema con 20V. Tenga los mismos cuidados que en el ensayo anterior, trate de no tocar el sensor de temperatura. Mida el potencial V_{ref} entre pata 3 y 4, el potencial $V_{out-sensor}$ referenciado entre pata 2 y 4, y V_{cons} entre pata 1 y 4, anote todos los resultados.

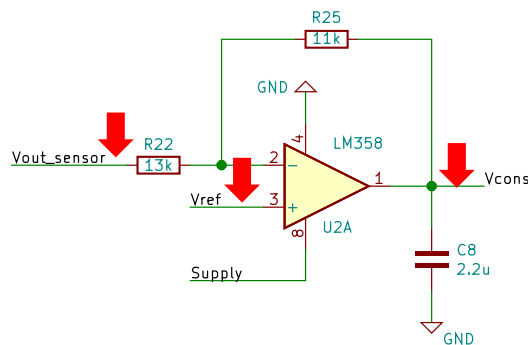
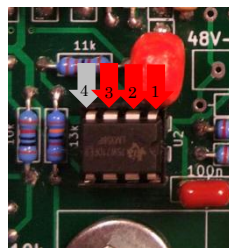


Fig. 25. – Etapa generadora de V_{cons} , detalle de medidas.

Si se reemplazan los valores medidos en la ecuación antes mostrada el valor V_{cons} calculado ($\approx 5.1V$) debería ser igual al medido o similar en no más de $\pm 10mV$.

Problema 11: El potencial V_{cons} medido no es igual al teórico.

7.5 Controlador proporcional integrador (PI)

Está compuesto por dos partes, por un lado el op-amp U3A junto a los resistores de R1,..., R4 conforman un sumador, de cuya salida se obtiene la señal de error, por otro los resistores de R12, R16 y el capacitor C2 conforman junto a un amplificador operacional interno del SG3525, el controlador proporcional integrador.

7.5.1 Comprobación del sumador

De manera similar que en el caso anterior, en este ensayo se comprobará si se cumple que el resultado teórico (Ec.30), es similar o igual al práctico.

$$\varepsilon = V_{cons} - V_{meas} + V_{ref} \quad \text{Ec.30}$$

Inicio de ensayo:

Con todos los integrados en su lugar, alimentar la placa con $28.8V \pm 0.1\%$. Medir los potenciales V_{meas} , V_{cons} y V_{ref} entre los resistores R1, R2, R3 y masa, tomar nota de cada uno.

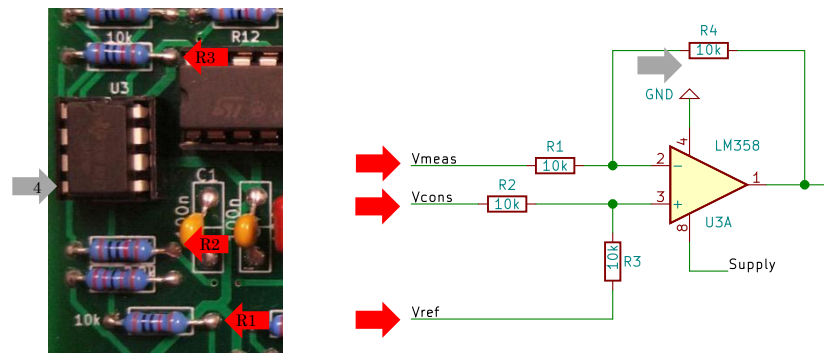


Fig. 26. – Etapa generadora de la señal de error ε , detalle de medidas.

Medir el potencial de error ε , a la salida de U3A, entre pata 1 y 4, tome nota. Este debería ser de $5.1V \pm 5\%$ aproximadamente si se ajustó correctamente el Setpoint.

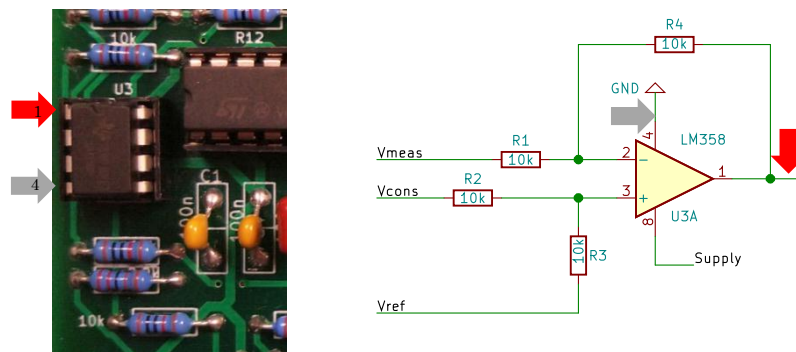


Fig. 27. – Detalle de toma medida sobre la salida del sistema.

Reemplace los valores medidos en la ecuación, el resultado debería ser igual al valor medido o diferir en no más de $\pm 10\text{mV}$, de esta manera se verifica que esta etapa está funcionando correctamente.

Problema 12: El potencial de error ϵ medido no es igual al teórico.

7.5.2 Comprobación del controlador PI

Este bloque no permite una comprobación sencilla, sería posible inyectar una señal tipo cuadrada en la salida de la etapa anterior, con la idea de observar el cambio que sufre dicha señal al paso por el sistema integrador, este procedimiento es válido, aunque resulta un poco complicado para entusiastas que no cuenten con dichas herramientas, es por ello que más adelante se propone un ensayo que permite dar una idea de que el controlador PI está funcionando adecuadamente.

7.6 Bloque Conmutador

Para probar este bloque se necesitaran de dos resistores que simularan la carga de desviación y la resistencia interna del generador, esta prueba además servir para comprobar el buen funcionamiento de las llaves, permite verificar si el sistema está regulando, y si lo hace a la tensión correcta.

Preparación de los resistores:

1. Corte cuatro tramos de cable unipolar de 18cm, pele sus extremos dejando 10mm de cobre desnudo.
2. Coloque en paralelo los resistores de 100Ω trenzando sus terminales.
3. Suelde un par de cables al conjunto de resistores de 100Ω y al resistor de 10Ω .
4. Puede soldador terminales ojales a los extremos de los cables o simplemente estañarlos.

7.6.1 Comprobación de la señal PWM

Para realizar este ensayo se recomienda contar con osciloscopio

Inicio de ensayo:

Siga las recomendaciones antes dadas sobre condiciones ambientales. Coloque el resistor de 10Ω en serie con la alimentación, en la rama positiva, conecte el resistor de 50Ω en el lugar de la carga de desviación. Conecte el multímetro en la escala de voltios a los bornes BAT+, BAT-, realice una conexión fija mediante cocodrilos, en la Fig.28 se muestra como le debería quedar el sistema.

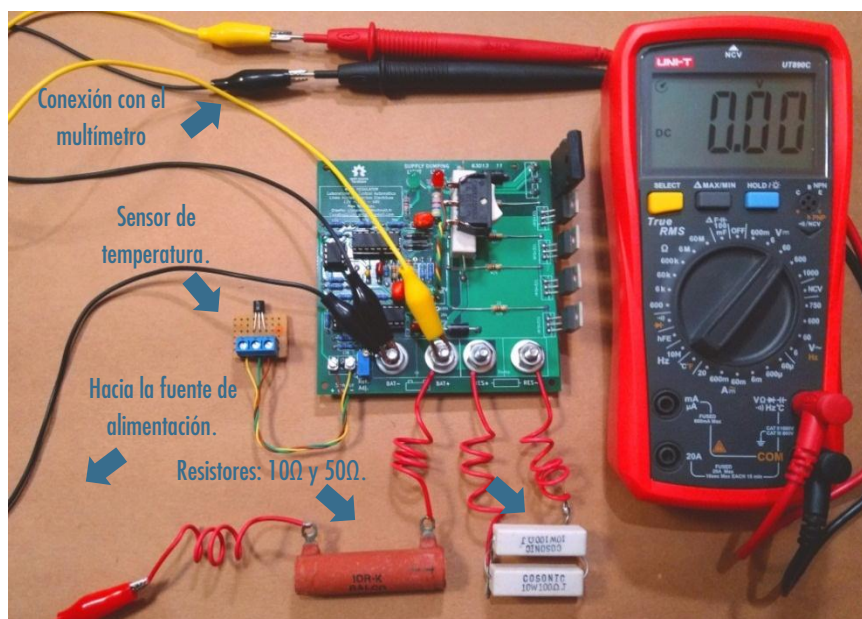


Fig. 27. - Método de ensayo y calibración.

Coloque la sonda del osciloscopio entre el punto D y masa, ajuste los parámetros del osciloscopio en línea continua, acoplo DC, 5V/div y 20ms/div.

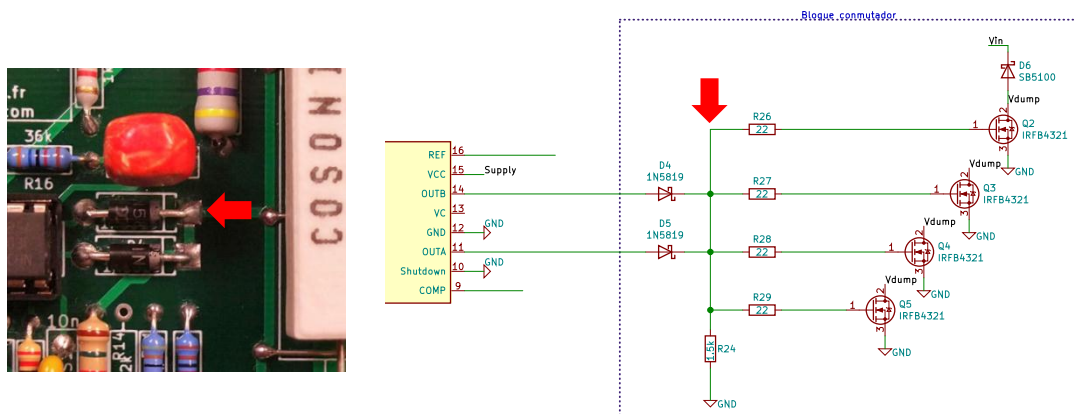


Fig. 28. - Detalle toma de medidas.

Alimente inicialmente el sistema con una tensión de 24V.

Problema 13: El diodo D3 permanece constantemente encendido.

Aumente suavemente la tensión de alimentación, al llegar a un voltaje de aproximadamente 29V+5% el sistema debería comenzar a regular. El diodo D3 debería encenderse levemente, y en el osciloscopio se debería observar una señal similar a la de la Fig. 29.

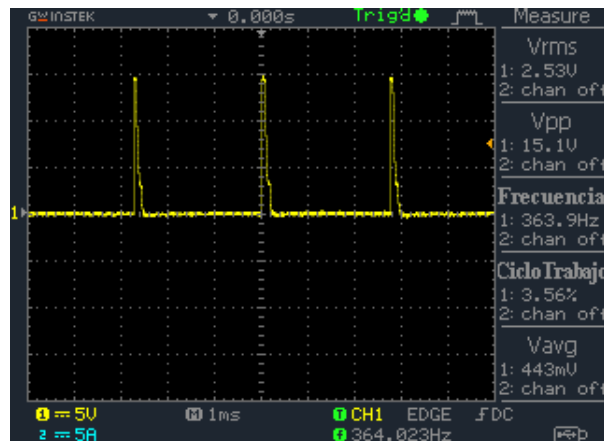


Fig. 29. - Tensión sobre las puerta de los MOSFET, $\delta \approx 3.6\%$.

Aumente el voltaje de alimentación hasta 32V, la tensión en el multímetro debería permanecer más o menos constante en torno a los 29V, el ciclo de trabajo de la señal en la puerta de los MOSFET debería ser de aproximadamente un 50% (Fig. 30), el diodo D3 debería brillar casi a su máximo régimen.

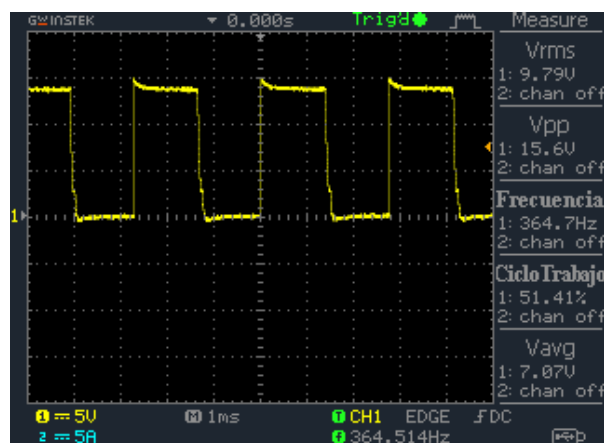


Fig. 30. - Tensión sobre las puerta de los MOSFET, $\delta \approx 51.4\%$.

Puede aumentar la tensión de alimentación hasta 35V, en este punto encontrara el límite de regulación, el diodo D3 brillara a pleno, y el ciclo de trabajo será igual al 100%. En la Fig.31 se muestra una captura del sistema alimentado a 34.05V.

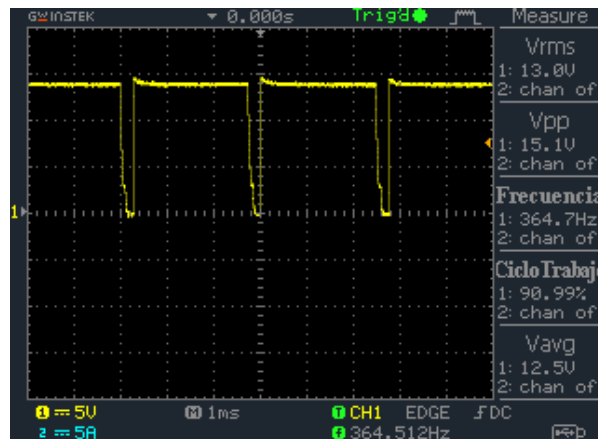


Fig. 31. - Tensión sobre las puerta de los MOSFET, $\delta \approx 91\%$.

7.6.2 Calibración Fina

Debido a las pequeñas tolerancias que pueden existir en los componentes utilizados, es posible que la tensión de regulación a la cual el sistema fue ajustado en el apartado de 7.4.4 Calibración rápida, no sea exactamente 28.8V, es por ello que se recomienda realizar una calibración fina.

Inicio de ensayo:

Alimente el sistema con 32V y observe la tensión en el multímetro. Si la tensión a la que regula el sistema es mayor a 28.8V gire suavemente ($\frac{1}{4}$ de vuelta por cada 4 segundos) el eje de RV1 en sentido anti horario, cuando crea que ha ajustado el sistema a la tensión correcta, baje la tensión de alimentación a 30V espere hasta que se estabilice la medida del multímetro (10 segundos) y observe si la tensión se mantiene constante. Puede aumentar la tensión hasta 34V y realizar la misma observación, la tensión de ajuste no debería variar en $\pm 30\text{mV}$. Si la tensión a la que regula el sistema es menor a 28.8V, gire el eje en sentido horario, mismo procedimiento que el punto anterior.

7.6.3 Comprobación del PI

Mientras realizaba los ensayos anteriores habrá notado que existe cierta “inercia” en el ciclo de trabajo cuando varia la tensión rápidamente, puede probar pasar de una tensión de alimentación de 29V a 35V en menos de dos segundos, en la pantalla del osciloscopio podrá observar como el sistema aumenta el ciclo de trabajo y el diodo LED D3 aumenta su brillo de manera más suave y en un tiempo mayor al del cambio realizado, de esta manera puede hacerse a la idea de que el controlador PI está funcionando adecuadamente.

8. Palabras finales

Si ha llegado a completar todos los pasos con éxito, lo felicito, posee usted un regulador muy confiable y robusto, este le proporcionara años de servicio sin problemas, a continuación, dejo algunas fotografías de algunas instalaciones y proyectos en los cuales he participado y sustentan lo expuesto. Hasta el día de hoy 21/06/21 han estado funcionando sin problemas.

Etapa de pruebas y calibración (Proyecto escuela rural “Maestra Florentina Carreño” ubicada en el Paraje Puertas del Sol, 2019).



Fig. 32. – Ensayo y calibración del controlador instalado en la escuela Maestra Florentina Carreño.



Fig. 32. – Escuela Maestra Florentina Carreño.

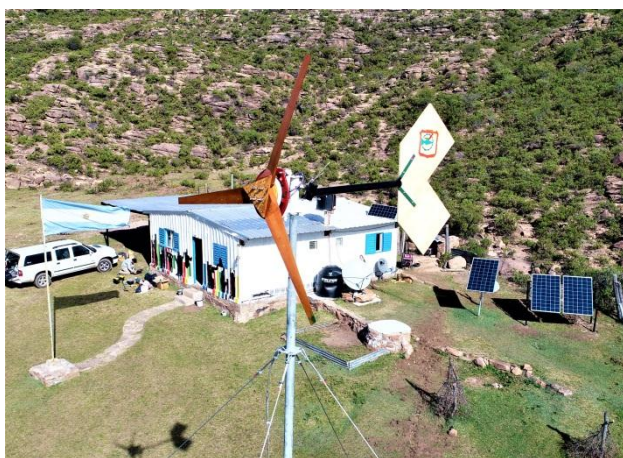


Fig. 33. – Aerogenerador instalado.



Fig. 34. – Tablero del sistema.

Etapas de pruebas y calibración (proyecto Guanaco del Morro, 2021).

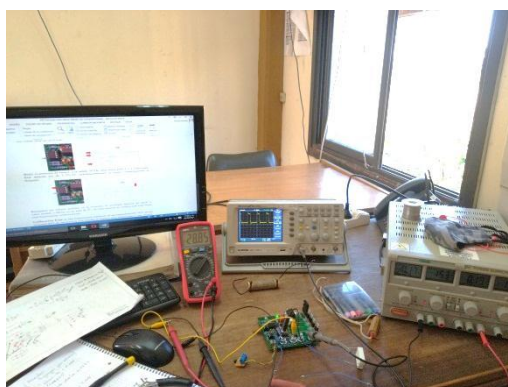


Fig. 35. – Ensayo y calibración del controlador instalado en Guanaco del Morro.

Instalación en sala de primeros auxilios, Guanaco del Morro.



Fig. 36. – Lugar del emplazamiento, Guanaco del Morro.



Fig. 37. – Generador eólico junto a la sala médica.



Fig. 38. – Generador eólico.



Fig. 39. – Sistema de almacenamiento y conversión de energía.

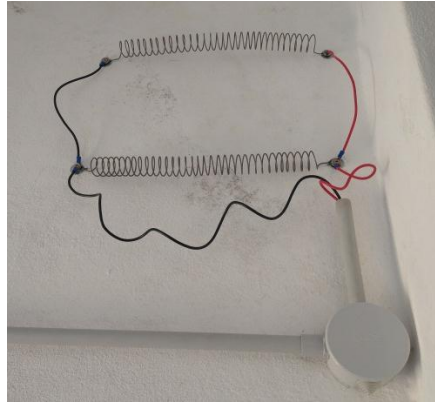


Fig. 40. – Carga de desviación.

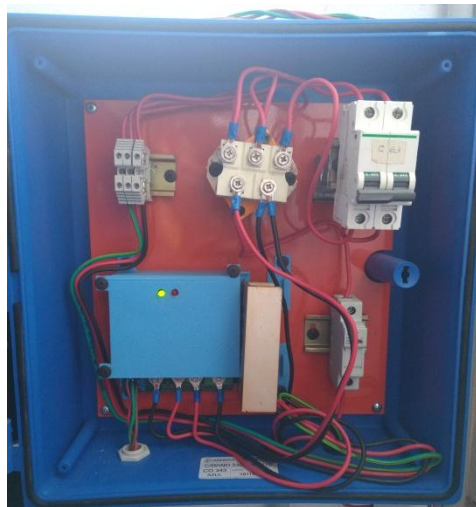


Fig. 41. – Tablero del sistema.

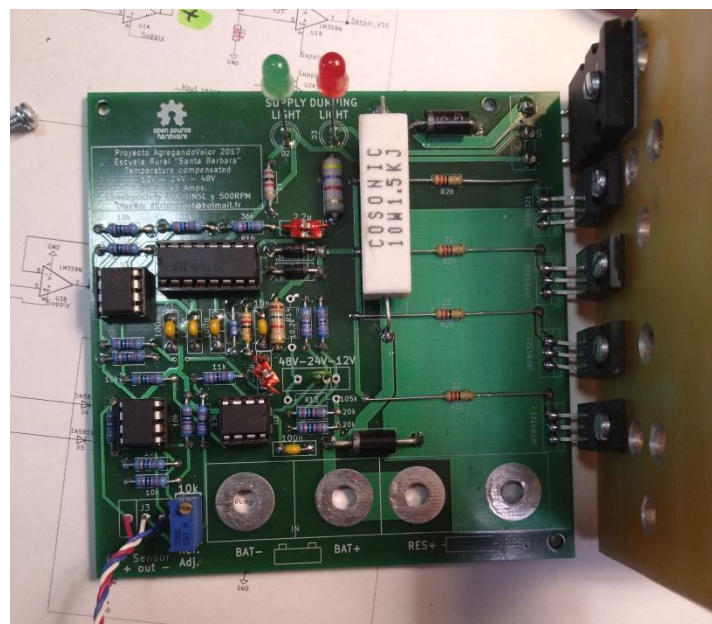


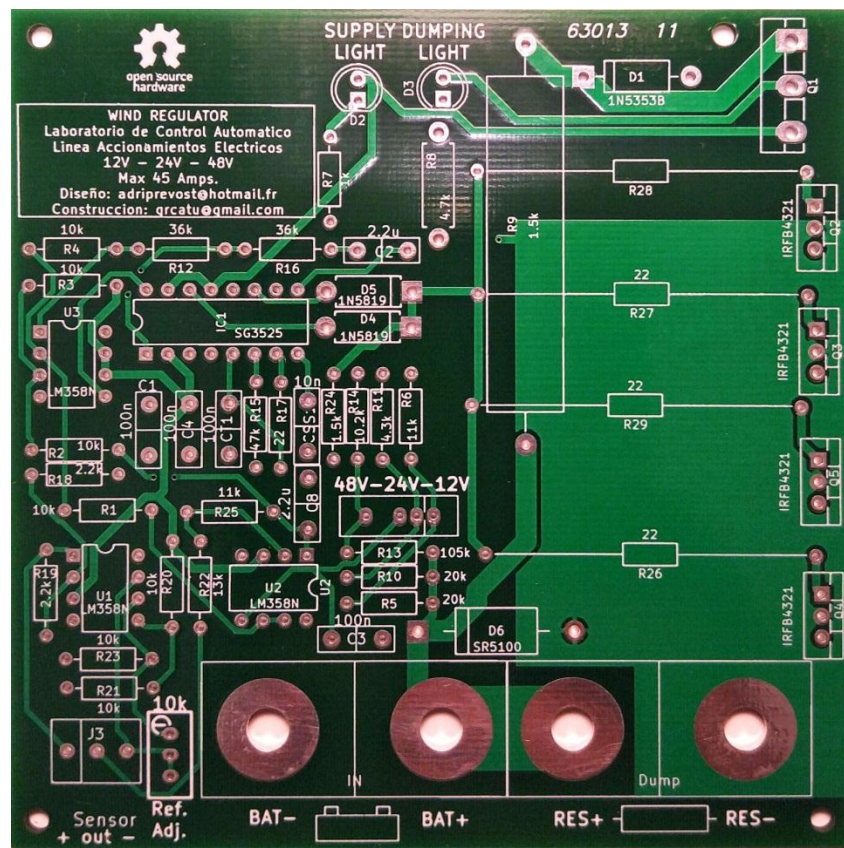
Fig. 42. – Controlador de carga instalado.

Referencias:

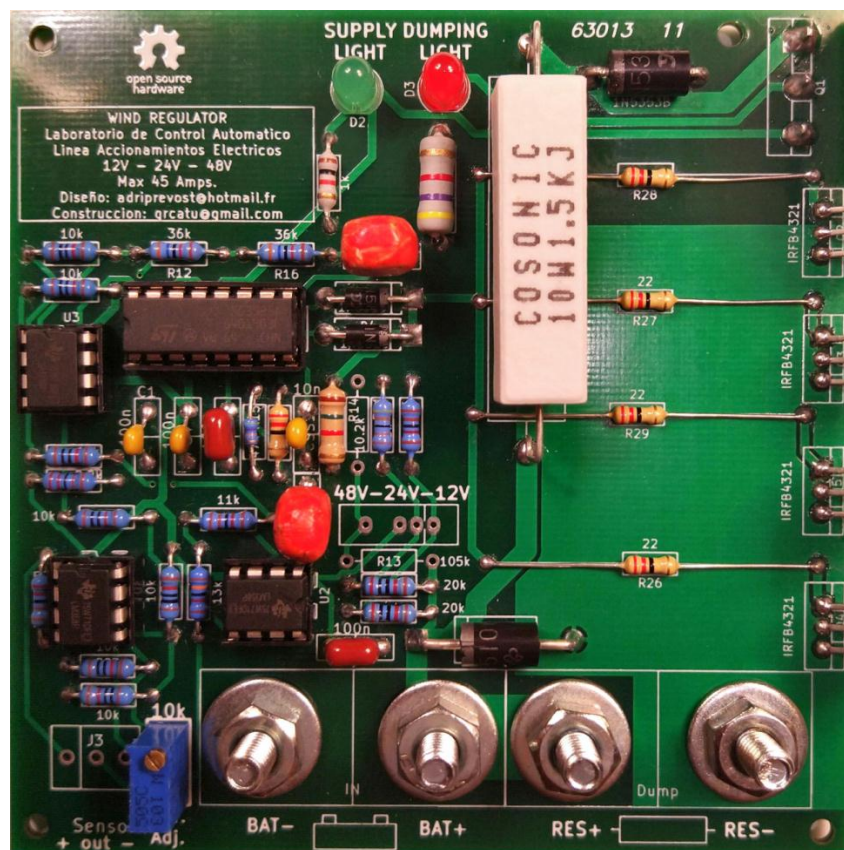
[1] A.Prévoist. Theoretical approach of an open source battery charge controller for small wind turbines. Noviembre 2018.

[2] Dr.Douglas G Brooks and Dr.Johannes Adam. Trace Currents and Temperatures Revisited. Julio 2015.

Anexo A:



Anexo B:



Soluciones a problemas frecuentes:

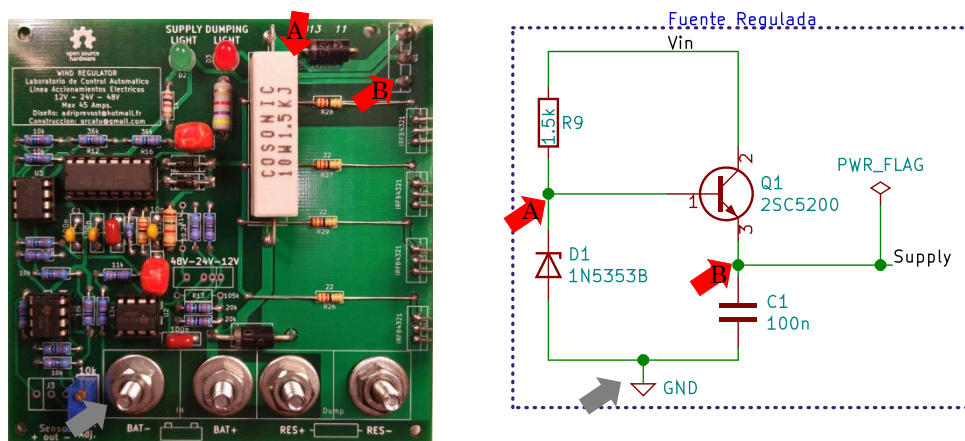
Si ha llegado aquí no se desanime, como consejo, tenga paciencia y no desespere, confíe en su lógica y estudie el problema, recuerde que tiene la teoría que le puede ser de gran ayuda.

Problema 1: La corriente consumida es mayor a 10mA.

Acción: Verifique si no existe soldaduras indebidas que estén ocasionando un cortocircuito, limpie con alcohol isopropílico y realice una inspección cuidadosa.

Problema 2: El diodo D2 no se enciende.

Acción: verifique la tensión en los puntos marcados y anótelas:



Razonamiento: Si la tensión en el punto A es aproximadamente 0.5 puede que el diodo Zener $D1$ este colocado al revés, si la tensión en ese punto es la misma que la de alimentación es decir 15V, mida la tensión en el punto B, si es cero o cercana, puede que el transistor este dañado, retírelo y verifique su estado, si la tensión en el punto B es 15V pero el LED $D2$ no enciende puede que la polaridad del mismo este equivocada, verifíquelo y en caso de estar mal compruébelo y colóquelo nuevamente en la posición correcta.

Problema 3: La fuente no regula a la tensión correcta.

Acción: Mida en el punto B, alimente con diferentes tensiones 16, 18, 20, 22 [V] anote los resultados.

Razonamiento: Si la tensión en B “sigue” es decir es casi igual a la de la fuente puede que el diodo Zener este dañado, mida sobre el punto A, si la tensión en ese punto es incorrecta, cambie el diodo. Si la tensión es correcta extraiga el transistor y verifique su estado.

Problema 4: La medida sobre alguno de los integrados es cero o muy baja.

Razonamiento y acción: Puede que este problema se deba a un falso contacto entre las patas del integrado y el zócalo, presiónelo hasta que su base haga tope con el zócalo, si el problema persiste vea si existe una soldadura fría.

Problema 4':

Acción: Se recomienda reemplazarlo.

Problema 5: La tensión en la pata 5 es distinta a 5.1V.

Razonamiento y Acción: Verifique que las resistencias son las correctas y observe si no existe algún contacto entre soldaduras tanto en el grupo de resistencias, como en el integrado en cuestión, vea si el puente que selecciona el tipo de sistema (12-24-48) está en el lugar correcto.

Si el problema persiste, retire el integrado (siempre con el sistema desenergizado) y mida si las tensiones son correctas, si lo es reemplace el integrado por otro.

Problema 6: La tensión V_{ref} es distinta de $5.1V \pm 1\%$.

Razonamiento y Acción: Verifique que el integrado este bien colocado en su zócalo, presiónelo suavemente hacia abajo hasta que haga tope, compruebe nuevamente. Si el problema persiste revise las soldaduras, si hay alguna en contacto con otra, luego de solucionar el problema es recomendable que cambie el integrado, es probable que este dañado.

Integrado al revés: consultar **Problema 4'.**

Problema 7: El potencial ente la pata 5 y 4 es cero.

Consultar **Problema 6.**

Integrado al revés: consultar **Problema 4'.**

Problema 8: El potencial ente la pata 7 y 4 es cero.

Consultar **Problema 6.**

Integrado al revés: consultar **Problema 4'.**

Problema 9: El potencial ente la pata 3 y 4 es distinto de V_{ref} .

Consultar **Problema 6.**

Integrado al revés: consultar **Problema 4'.**

Problema 10: El potencial ente la pata 5 y 4 es distinto de $\frac{V_{ref}}{2}$.

Acción: Verifique que R20 y R21 estén bien colocadas.

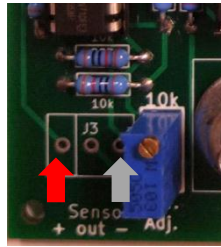
Razonamiento: Al ser un divisor resistivo cuyo ratio es uno ($R21/R20 = 1$) dado que ambas resistencias son iguales, debería de haber la mitad de la tensión que se aplique en sus extremos, entre el punto medio y masa. Si el problema persiste quite el integrado y mida nuevamente sobre pata 5 y 4, si en este caso el potencial es correcto puede que el operacional este defectuoso, reemplácelo.

Integrado al revés: consultar **Problema 4'.**

Si el problema persiste consulte, Consultar **Problema 6.**

Problema 11: El potencial $V_{out-sensorVSS}$ es distinto o es cero.

Acción: Mida la tensión VDD respecto de VSS.



Razonamiento: La tensión de alimentación del sensor debiera ser de 5.8V+-1%, si esto se cumple puede que el sensor este colocado al revés o dañado, en ambos caso reemplácelo.

Problema 12: El potencial V_{cons} medido no es igual al teórico.

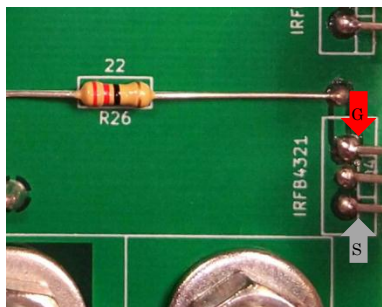
Acción y razonamiento: Si el integrado está bien colocado, puede que exista algún problema con alguna soldadura, revíselas y observe si no existen contactos indebidos. Si el problema persiste cambie el Op-Amp

Problema 13: El potencial de error ϵ medido no es igual al teórico.

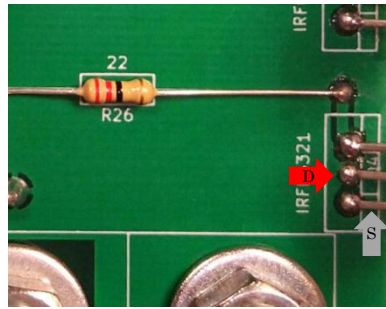
Consultar **Problema 12**.

Problema 14: El diodo D3 permanece constantemente encendido.

El hecho de que el LED D3 permanezca encendido se puede deber a que las llaves están conduciendo o existe un cortocircuito en alguna. Quite el controlador PWM de su zócalo y energice la placa, si el LED no se enciende puede que exista algún problema con el controlador, reemplácelo. Si el LED permanece encendido, mida la tensión entre gate y source de alguna de las llaves, se puede ayudar con la siguiente imagen.



Si la tensión que mide es distinta de cero, puede que exista un contacto indebido con alguna soldadura relacionada con el controlador PWM, repase todas y quite cualquier exceso de estaño. Si la tensión que mide es cero, es probable que exista un corto entre drain y source. Con el sistema desconectado de la energía mida la resistencia óhmica entre drenador y surtidor (resistencia de canal), coloque el multímetro en la escala más baja.

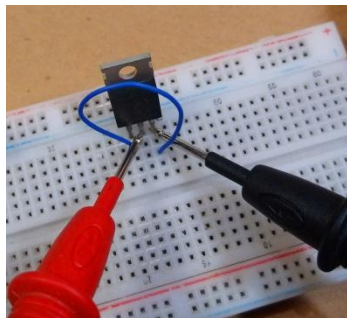


Si la resistencia es cercana a cero puede confirmar que existe un cortocircuito entre el drenador y el surtidor de alguna de las llaves.

Este se puede deber a dos motivos:

Acción 1: Revise las soldaduras de los MOSFETs puede que exista algún contacto indebido, repase cada una de ellas y quite cualquier exceso de estaño.

Acción 2: Desuelde todos los MOSFETs y mida la resistencia de canal de cada uno. Le recomiendo montar el transistor en una protoboard y cortocircuitar el gate con source de esta manera.



Si alguno se encuentra en cortocircuito descártelo, pruebe los demás antes de colocarlos nuevamente. Si está a su alcance cambie todos los MOSFETs por nuevos, puede que los transistores antiguos, a pesar de estar funcionando hayan sufrido mucho estrés y no estén en las mejores condiciones.