

Índice

0.1. Diseño Propuesto

Se requiere una fuente que se ajuste a las siguientes especificaciones: El cual se ajusta a las especificaciones de:

$$0V \leq V_o \leq 9V \quad \wedge \quad I_{o-Max} = 2.5A \quad (1)$$

Se optó por un diseño que muestre tensión y sume corriente. El diseño elegido para la fuente regulada es el siguiente.

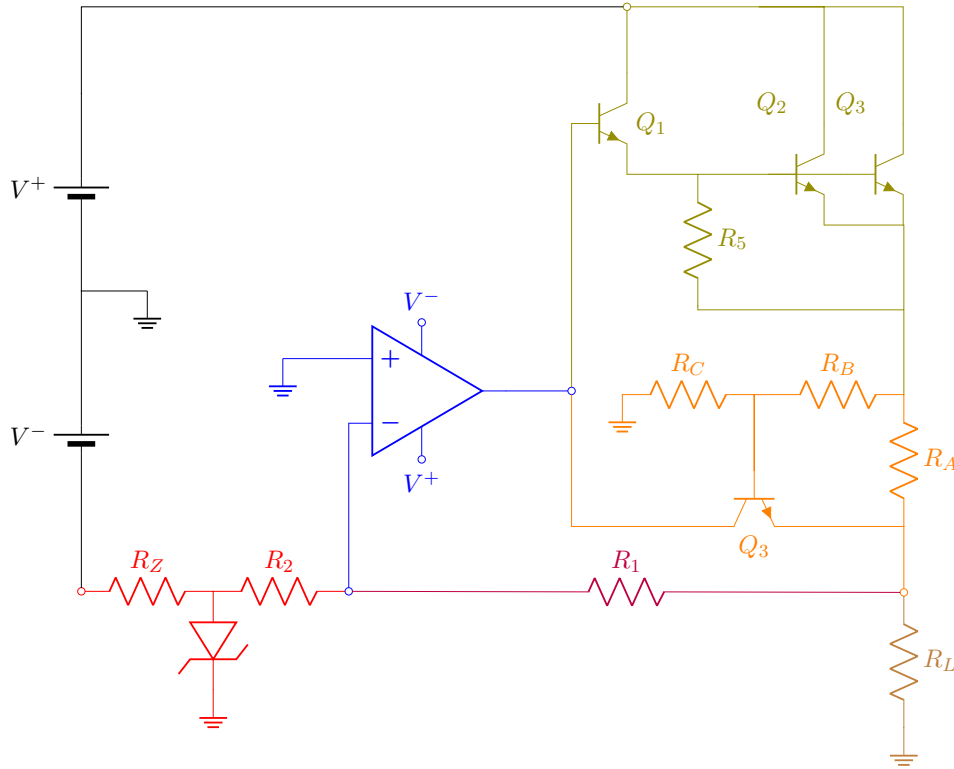


Figura 1: Circuito regulador de tensión propuesto.

El cual puede ser separado en 5 bloques fundamentales.

- Amplificador error
- Transistor de paso
- Elemento de referencia
- Circuito de detección
- Circuito de protección

0.1.1. Análisis de realimentación negativa

La teoría de la realimentación negativa plantea que dado un sistema a lazo cerrado ideal con un número impar de inversiones de fase, la respuesta en frecuencia de este puede aproximarse como la inversa de la respuesta en frecuencia del lazo de realimentación si la ganancia a lazo abierto es mucho mayor a la unidad, es decir

$$H = \frac{A}{1 + f \cdot A} = \frac{1}{f} \cdot \frac{|T|}{1 + |T|} \quad (2)$$

donde A es la respuesta a lazo abierto, f la respuesta del lazo realimentador y T es la ganancia de lazo. Se puede observar que si la ganancia de lazo es mucho mayor a la unidad en módulo, entonces se tiene que

$$H \approx \frac{1}{f} \quad (3)$$

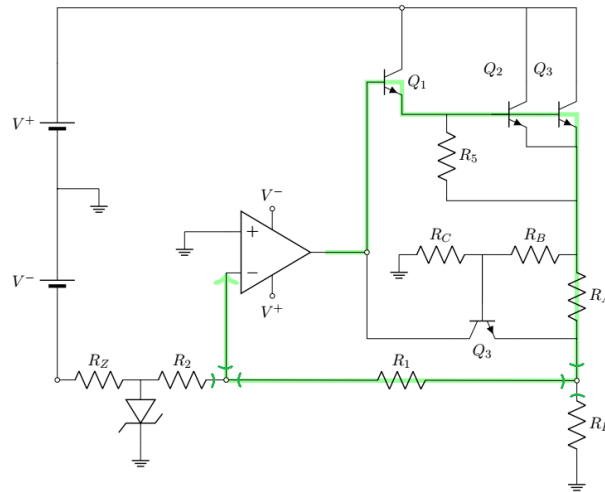


Figura 2: Lazo de realimentación negativa.

En el circuito realizado puede observarse un lazo de realimentación negativa el cual posee una inversión de fase producida por el amplificador operacional detallado en la Figura (??). También son de observar varias cosas:

- Por tierra virtual el opamp trabajará para mantener la tensión nula en su terminal negativo.
- El diodo zener consumirá la corriente necesaria para mantener la caída de tensión sobre este fija.
- El lazo de realimentación tratará de fijar una tensión a la salida de la fuente regulada.

Teniendo estas cosas en cuenta, es de notar que la fuente realiza un muestreo de tensión a la salida de la fuente mediante la resistencia R_1 , la cual inyectará una corriente proporcional a la tensión muestreada a la salida, realizándose una suma de corrientes en el nodo del terminal negativo del amplificador operacional, siendo la referencia la corriente fija proporcionada por la resistencia R_2 .

En resumidas cuentas, el parámetro estabilizado del sistema será

$$PE = \frac{V_o}{I_g} = \frac{V_o \cdot R_2}{V_z} = \frac{1}{f} \cdot \frac{|T|}{1 + |T|} \quad (4)$$

Luego, se puede demostrar que la ganancia f se puede aproximar como la razón entre el parámetro que se suma en el lazo y el parámetro que se muestrea cuando la tensión en el nodo del terminal negativo del opamp es cero, obteniendo

$$f \approx -\frac{1}{R_1} \quad (5)$$

Si se considera que la ganancia de lazo en módulo es mucho mayor que la unidad dado que se utiliza un opamp como amplificador, se obtiene finalmente que

$$V_o = V_z \cdot -\frac{R_2}{R_1} \quad (6)$$

0.1.2. Bloques del Regulador

0.1.3. Elemento de Referencia

0.1.4. Amplificador de Error y Pre-regulador

0.1.5. Circuito de Detección

0.1.6. Transistor de Paso

El transistor de paso se encarga de llevar a cabo las correcciones detectadas por el circuito de corrección y amplificadas por el amplificador de error, así proveyendo de la corriente necesaria para mantener la diferencia de potencial fija a la salida. Este bloque se puede implementar con un darlington integrado, el cual tendrá una gran ganancia de corriente, pero en este caso se implementará con un darlington discreto, el cual debe soportar una corriente y potencia

elevada, en lo cual se profundizará luego en el informe, pero por estas razones se optó por utilizar dos transistores en paralelo para el segundo transistor del darlington con la idea de dividir la carga de la siguiente manera:

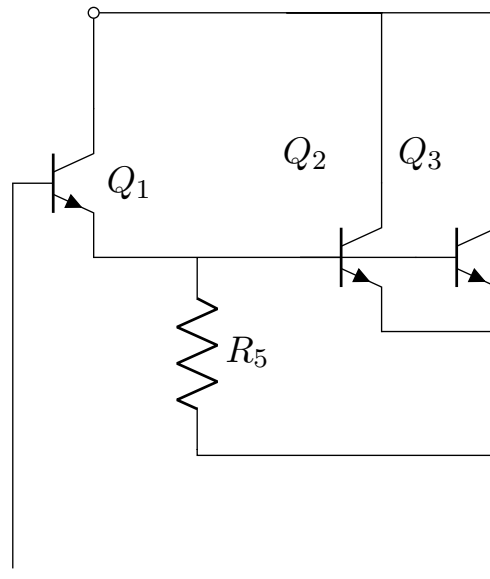


Figura 3: Circuito de transistor de paso.

teniendo a Q_2 y Q_3 siendo transistores de potencia. La función de R_5 será obtener una corriente de colector de Q_1 razonable.

0.2. Protección por Corto-circuito

Implementar una protección de cortocircuito es una sección fundamental en el diseño de una fuente de tensión debido que uno desconoce con que cargas va a ser utilizado el circuito, en caso de que el usuario en contra-indicación de las especificaciones del equipo utilice una carga menor a la mínima, el circuito no explote. (escribi eso en no mono tomi por favor c:) Para la protección de cortocircuito se evaluaron 2 alternativas:

0.2.1. Protección lineal

La implementación de una protección lineal resulta ser la mas sencilla debido a la facilidad de cálculo y que utiliza pocos componentes, como se ve a continuación:

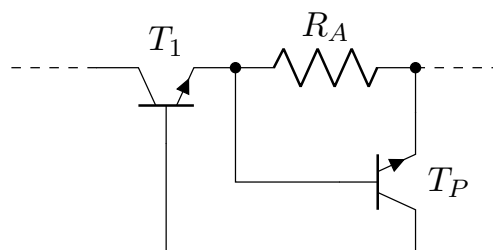


Figura 4: Circuito de Protección lineal.

El cálculo para la resistencia $R_a = \frac{V_{be}}{I_{o-Max}}$. Esta protección limita la corriente de salida del regulador haciendola constante. Esto es así debido a que el transistor de protección sensing la tensión sobre la resistencia R_a y al superar cierto valor $V_a = R_a \cdot I_{o-Max}$ el transistor pasa a modo activo directo, quitándole corriente de la base al transistor de paso. Si bien la protección lineal es de sencilla implementación cuenta con la siguiente característica:

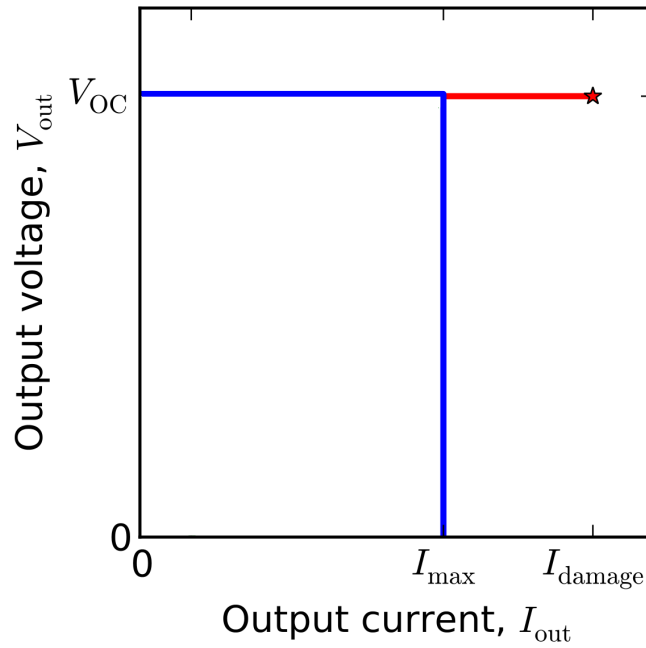


Figura 5: Característica de la Protección lineal.

Se puede notar que en el peor caso ($V_o = 0$) sería máxima tanto la corriente de salida como la caída de potencial sobre el transistor de paso, haciendo que por consecuente sea máxima la disipación de potencia sobre este, lo cual es un problema.

0.2.2. Protección foldback

La protección de Foldback es una variación de la lineal, la cual cuenta con 2 resistencias adicionales conectadas de la siguiente manera:

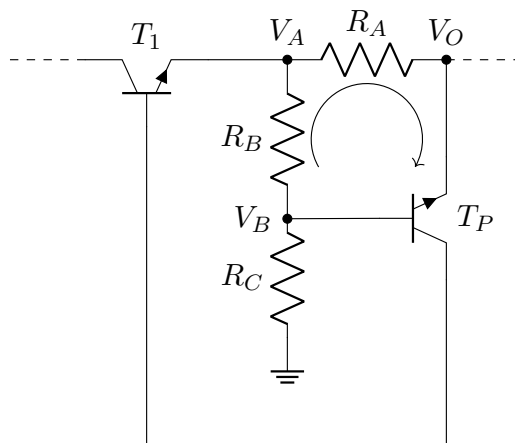


Figura 6: Circuito de Protección Foldback.

Si se desea resolver para I_{O-Max} bastará con recorrer la malla:

$$-I_{O-Max} \cdot R_a + V_{be} + V_a - V_b \quad (7)$$

0.3. Análisis de Componentes

0.3.1. Amplificador Operacional

En la elección del amplificador operacional, se tuvieron en cuenta diversos componentes, como se ve a continuación en el siguiente cuadro comparativo:

Amplificador Operacional	GBP [Mhz]	SR [$\frac{V}{\mu s}$]	Z _{in} [Ω]	Z _{out} [Ω]	I _{bias} [A]	I _{off} [A]	V _{off} [mV]	THD
TL082	3	13	1T	-	30p	5p	3	0.003 %
LM324	1	0.3	-	-	45n	5n	2	-
LM833	10	5	-	37	300n	10n	0.3	0.002 %
LF356	2.5	12	1T	-	20p	50p	3	-
OP284	4.25	4	-	210	60n	2n	125m	≤ 0.005 %
LM741	1.5	0.5	2M	75	80n	20n	2	-
NE5534	10	13	100k	0.3	500n	20n	0.5	-

Tabla 1: Comparación de operacionales.

También es notable que de todos los integrados el **OP284** es rail to rail, lo cual es de gran utilidad, si se desea obtener un valor de V_1 inferior, luego teniendo en cuenta el GBP, las corrientes de bias, la tension de offset, se optó por utilizar el OP284.

0.3.2. Transistores de Paso

0.3.3. Componentes de Protección

0.3.4. Diodo de Referencia

0.3.5. Fuentes de Alimentación

0.4. Análisis de Potencia

0.4.1. Amplificador Operacional

0.4.2. Transistores

- Transistor.pdf - Transistor.pdf - Transistor.pdf

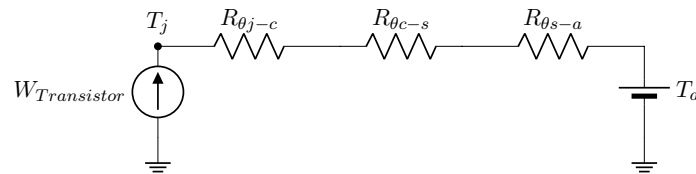


Figura 7: Circuito térmico para el cálculo de disipador del transistor.

$$\frac{T_j - T_a}{R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}} = P \quad (8)$$

Asumiendo una temperatura ambiente de $40^\circ C$; una temperatura máxima de juntura en funcionamiento de $140^\circ C$, $20^\circ C$ menor a la especificada por el fabricante; la $R_{\theta jc}$ también especificada, de $3.125 \frac{^\circ C}{W}$; el uso de una grasa siliconada de 0.002 pulgadas de espesor con una resistencia térmica de $204 \frac{^\circ C \cdot inch}{W}$, y área estándar de un empaquetado de TO-220 de $0.41 \cdot 0.59 inch^2$, obteniendo una $R_{\theta cs}$ de $1.6866 \frac{^\circ C}{W}$; y finalmente una potencia disipada de $9.6W$, levemente mayor a la máxima disipada; se obtiene

$$R_{\theta sa} = 4.57 \frac{^\circ C}{W} \quad (9)$$

0.4.3. Diodos y Resistencias

0.5. Simulaciones

0.5.1. Análisis Transitorio en Regulación

0.5.2. Respuesta en Frecuencia

0.5.3. Curva de Foldback

0.5.4. Potencias

0.6. Conclusiones

En la siguiente sección, se busca elaborar una fuente regulada de tensión que cumpla con una salida que varíe entre 0 V y 9 V, con una corriente de salida máxima de 2.5 A. Dado que la tensión mínima debe ser nula, se implementó un regulador serie que utiliza un lazo de realimentación negativa que muestrea tensión y suma corriente, siendo así el circuito resultante el presentado a continuación.

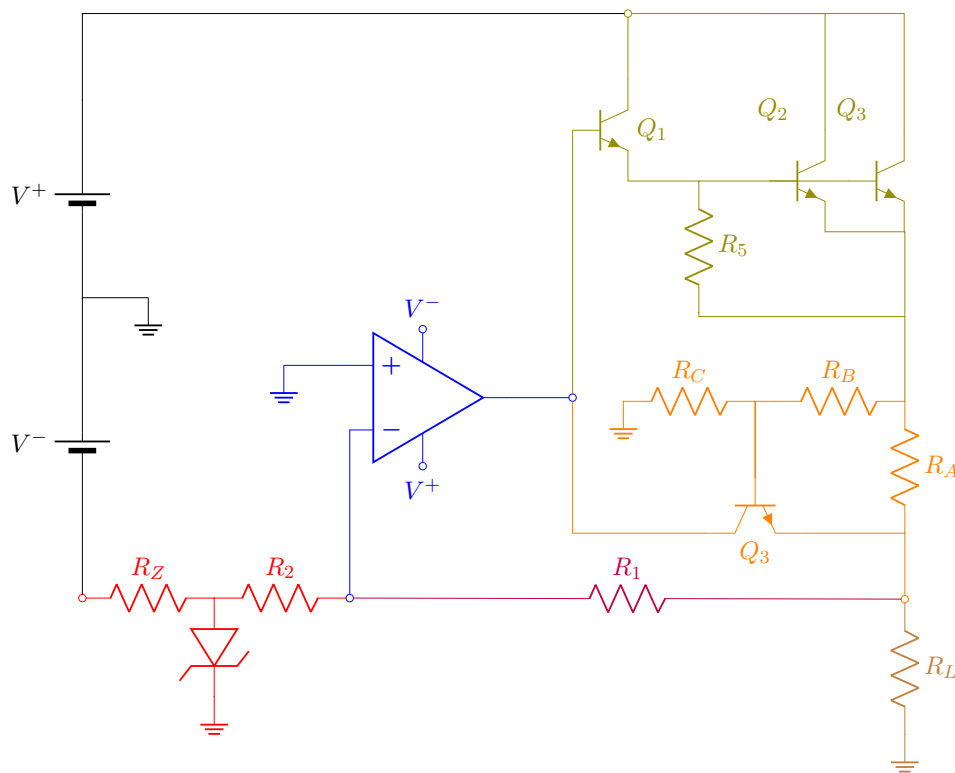


Figura 8: Circuito regulador de tensión.

En la Figura (??) se puede observar en distintos colores las diferentes etapas del sistema, siendo en azul el amplificador error, en verde el transistor de paso, en rojo el elemento de referencia, en violeta el circuito de detección y en naranja el circuito de protección.

$$\frac{V^- - V_Z}{R_Z} + I_Z = \frac{V_Z}{R_9} \quad (10)$$

$$V_{B1max} = V_{Oreg} + V_{Ra} + 1.4 \text{ V} = 9 \text{ V} + 1.25 \text{ V} + 1.4 \text{ V} = 11.65 \quad (11)$$

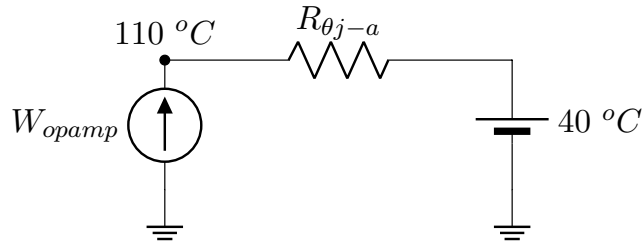
$$V_{2min} = 11.65 \text{ V} + 1.5 \text{ V} = 13.15 \text{ V} \quad (12)$$

$$R_{Lmin} = \frac{V_{Omax}}{I_{Omax}} = 3.6 \Omega \quad (13)$$

$$R_{Lmax} = \infty \quad (14)$$

$$V_{Lmin} = R_Z \cdot \left(\frac{V_Z}{R_2} + I_z \right) + V_Z \quad (15)$$

El pre-regulador cumple la función de brindar corriente (**habría que desarrollar un poco más**). Para el caso presente, se observa que el amplificador operacional puede llegar hasta temperaturas de $125^\circ C$ son problema. Asumiendo una temperatura ambiente de $40^\circ C$, la potencia máxima disipada por operacional es de 0.7 W .



- Opamp.pdf - Opamp.pdf - Opamp.pdf

Figura 9: Circuito equivalente de potencias con $R_{\theta a-j} = 103 \frac{^\circ C}{W}$.

Es por ello que se analiza la potencia tanto en regulación como fuera de esta. Durante la primera etapa, la tensión de salida V_O es estable pero la corriente es cada vez mayor. A pesar de esto, la potencia disipada por el opamp se mantiene menor a la máxima. Por otro lado, con el circuito foldback activado, la tensión decae, haciendo que también decaiga la potencia del amplificador, manteniéndola por debajo del máximo.

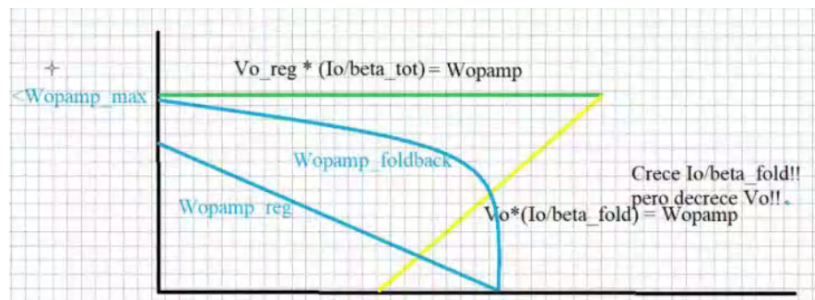


Figura 10: Curvas de potencia consumida.