

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.12 ELECTRÓNICA II

Trabajo práctico N°1

Grupo 1

MECHOULAM, Alan	58438
LAMBERTUCCI, Guido Enrique	58009
RODRIGUEZ TURCO, Martín Sebastian	56629
LONDERO BONAPARTE, Tomás Guillermo	58150
SCALA, Tobías	55391

Profesores

HIRCHOREN, Gustavo Abraham
PETRUCCI, Javier David

Presentado: 30/04/20

Índice

1. Fase 1	2
1.0.1. Consideraciones de diseño	2
1.0.2. Primer diseño propuesto	2
1.0.3. Circuito de Protección	3
1.1. Segunda iteración de diseño	4
1.1.1. Corriente constante vs Limitación de Corriente	6
1.1.2. Inmunidad al ruido de linea	7
1.1.3. Impedancia de entrada	8
1.1.4. Rendimiento y potencia	8
1.1.5. Conclusiones y mejoras a futuro	9
2. Fase 2	9
2.1. Diseño Propuesto	9
2.1.1. Análisis de realimentación negativa	10
2.2. Bloques del Regulador	11
2.2.1. Elemento de Referencia	11
2.2.2. Circuito de Detección	11
2.2.3. Amplificador de Error y Pre-regulador	12
2.2.4. Transistor de Paso	12
2.3. Protección por Corto-circuito	13
2.3.1. Protección Lineal	13
2.3.2. Protección Foldback	14
2.4. Análisis de Componentes	16
2.4.1. Amplificador Operacional	16
2.4.2. Transistores de Paso	16
2.4.3. Componentes de Protección	17
2.4.4. Diodo de Referencia	17
2.4.5. Fuentes de Alimentación	17
2.4.6. Resistencia circuito de detección	17
2.5. Análisis de cargas	17
2.6. Análisis de Potencias Máximas	18
2.6.1. Amplificador Operacional	18
2.6.2. Transistores	18
2.6.3. Diodos y Resistencias	19
2.7. Rendimiento	20
2.8. Simulaciones	20
2.8.1. Respuesta en régimen transitorio de Regulación	20
2.8.2. Respuesta en régimen permanente de Regulación	21
2.8.3. Curva de Foldback	23
2.8.4. Impedancia de Salida	23
2.8.5. Potencias	24
2.9. Conclusiones	26

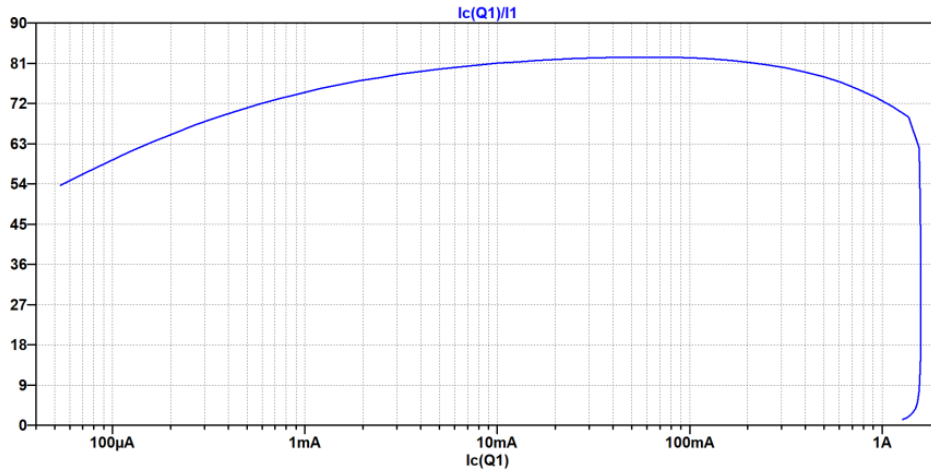


Figura 2: Curva de la ganancia de corriente β . $V_{ce} = 2.52$

Cuando la carga es mínima, el transistor de paso experimenta el mayor flujo de corriente. En este caso ese valor es de unos 205 mA aproximadamente. Volviendo a la Figura (2), se ves que la ganancia de corriente se ubica por encima de 80. Por lo tanto podemos obtener la siguiente expresión para el calculo de R_2 . Debemos tener en cuenta que esto ocurre cuando el transistor **Q2** se encuentra en corte.

$$R_2 = \frac{V_{gen} - R_g \cdot I_{o_{max}} - (V_o + V_{be_{Q3}} + V_{be_{Q1}})}{I_o} \cdot \beta \quad (6)$$

$$R_2 = \frac{10 - 10\Omega \cdot 205\text{mA} - (5V + 0.580 + 0.7)}{200\text{mA}} \cdot 80 \quad (7)$$

$$R_2 = 652\Omega \quad (8)$$

El valor de resistencia obtenido es un valor **no** comercial. Se podría ir por el valor más próximo, 680Ω pero este valor no cumple con las especificaciones. Por lo tanto se opta por el valor comercial menor más próximo, es decir 560Ω .

1.0.3. Circuito de Protección

La resistencia de protección se calculo teniendo en cuenta que la corriente de emisor del transistor de paso incluía la corriente necesaria para la polarización del diodo Zener.

$$R_p = \frac{V_{be_{Q3}}}{I_{emisor}} \quad (9)$$

El **elemento de referencia** en este caso se escogió como la combinación de la tensión de Zener y $V_{be_{ON}}$

$$V_{ref} = V_{zener} + V_{be_{ON}} \quad (10)$$

Para poder obtener la característica de salida, se puede optar por usar la directiva de spice *.step param*, o bien simular una carga variable mediante el uso de una fuente de corriente. El ultimo método ofrece una mayor velocidad de simulación y gráficos de mayor calidad.

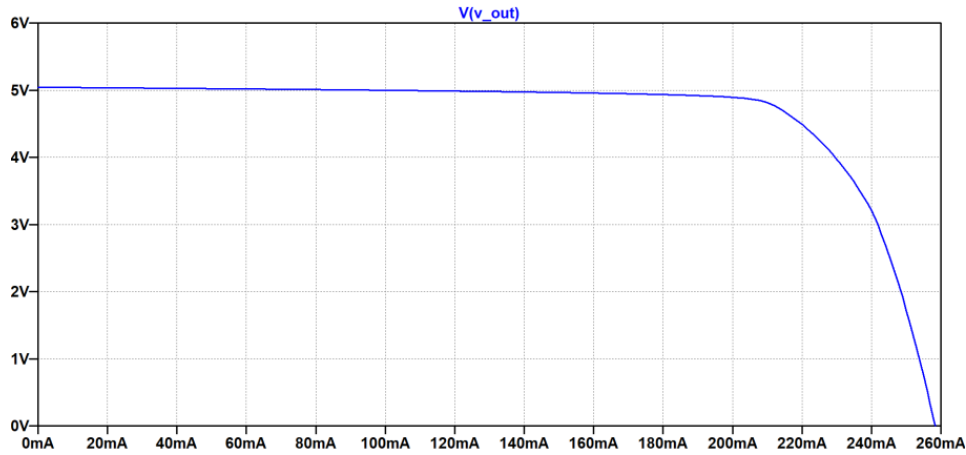


Figura 3: Característica de Salida Diseño 1

Este gráfico indica que el circuito ofrece una buena regulación de tensión dentro del rango de corriente requerido. Sin embargo se nota algo inesperado, a partir de los 200 mA no hay una caída abrupta de la tensión, sino más bien una caída suave hacia 0. Se estudia esto en más detalle en la próxima sección.

1.1. Segunda iteración de diseño

Utilizar la menor cantidad de componentes ofrece varios beneficios como por ejemplo, menos efectos de las tolerancias, mayor aprovechamiento del espacio y mayor sencillez de diseño. A continuación se presenta el diseño resultante:

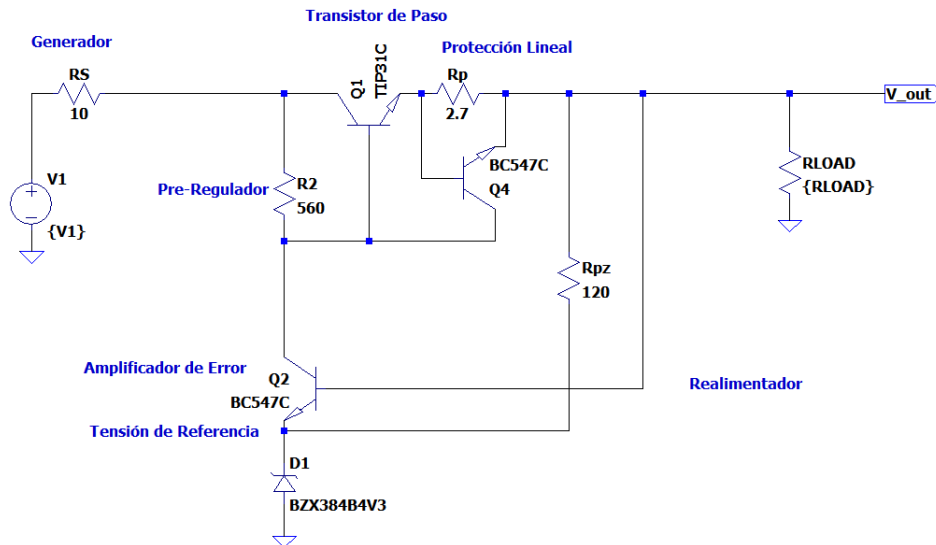


Figura 4: Fuente de tensión regulada con optimización

En esta oportunidad se realizaron 2 cambios importantes. En primer lugar se decidió cambiar el diodo Zener utilizado, en esta ocasión $V_z = 4.3V$ para que junto con la tensión V_{be} . Ahora el nuevo voltaje de referencia es:

$$V_{ref} = V_{beON} + V_{zener} \quad (11)$$

$$V_{ref} = 5V \quad (12)$$

Este nuevo resultado implica que ya no es necesario utilizar un realimentador del tipo divisor resistivo. Por lo tanto, es posible usar un cable. Eso implica el ahorro de 2 resistencias y el consumo de potencia (aunque pequeño) que, no obstante, es posible hacerle una mejora más, y mucho más importante en términos de consumo. Las siguientes observaciones abrirán camino hacia esta nueva mejora.

Se comienza por estudiar la resistencia de polarización R_{pz} que se debe colocar para el correcto funcionamiento del diodo.

$$R_{pz} = \frac{5V - 4.3V}{5mA} \quad (13)$$

$$R_{pz} = 140 \, \Omega \quad (14)$$

El valor comercial más cercano en el cual aun se cumplen con las especificaciones es de $120 \, \Omega$. Pero ¿Es posible evitar colocarla? La respuesta es afirmativa. Es sabido que la resistencia R_{pz} sirve para asegurarse que el diodo Zener permanezca polarizado (mantenga una tensión de referencia constante) hasta que la protección se active. Al simular la respuesta de la tensión de salida con la R_{pz} incluido se denota que se excede de las especificaciones

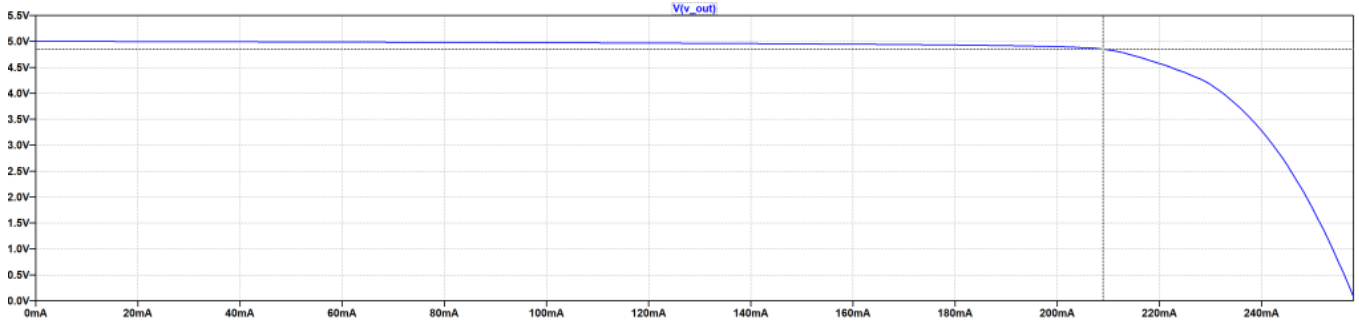


Figura 5: Característica de salida utilizando resistencia de polarización $R_{pz} = 120\Omega$

y eso es debido a que el Zener hace mantener una respuesta constante al permanecer polarizado. A partir de los $209 \, mA$, ya no esta dentro del rango especificado ($5 \, V \pm 3 \%$). Entonces si se quita la R_{pz} , lo que pasará es que el diodo Zener dejará de estar polarizado al mismo tiempo que el amplificador de error entra en corte poco antes de que la protección actúe decaiga más la tensión de salida (debido a que el Zener se empieza a despolarizar desde antes).

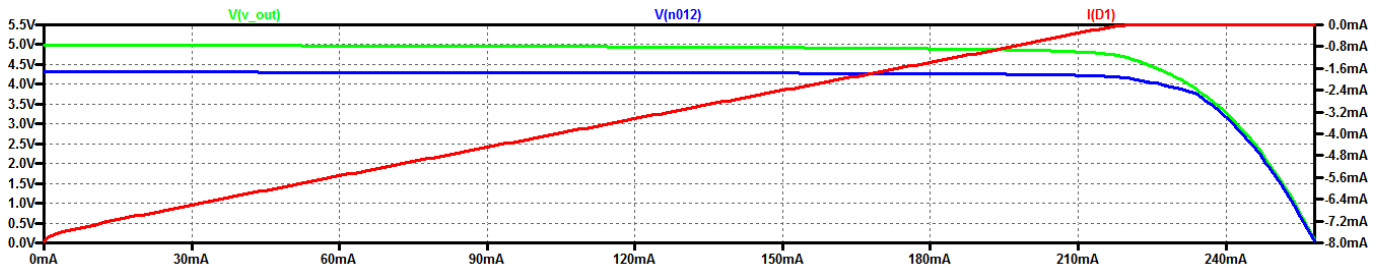


Figura 6: En verde la curva característica de salida. En azul la tensión sobre el diodo Zener. En rojo la corriente sobre el diodo Zener

Y así se concluye que el circuito cumple las especificaciones teniendo al diodo Zener polarizado a través de la corriente de colector del transistor que amplifica el error. El circuito cumple las especificaciones hasta los $202 \, mA$

En este caso se obtiene una característica de salida similar a la anteriormente obtenida.

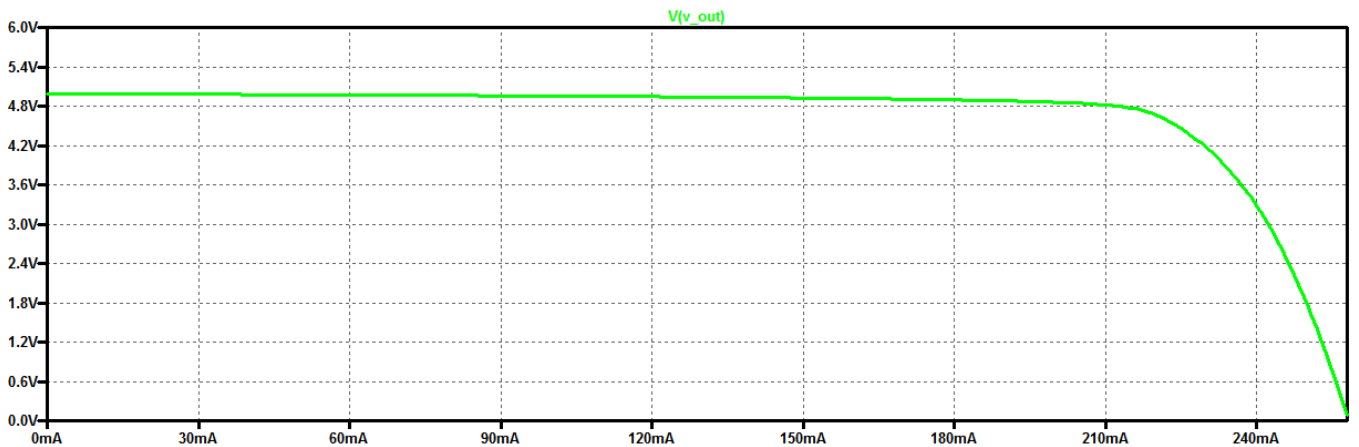


Figura 7

Finalmente el circuito resultante

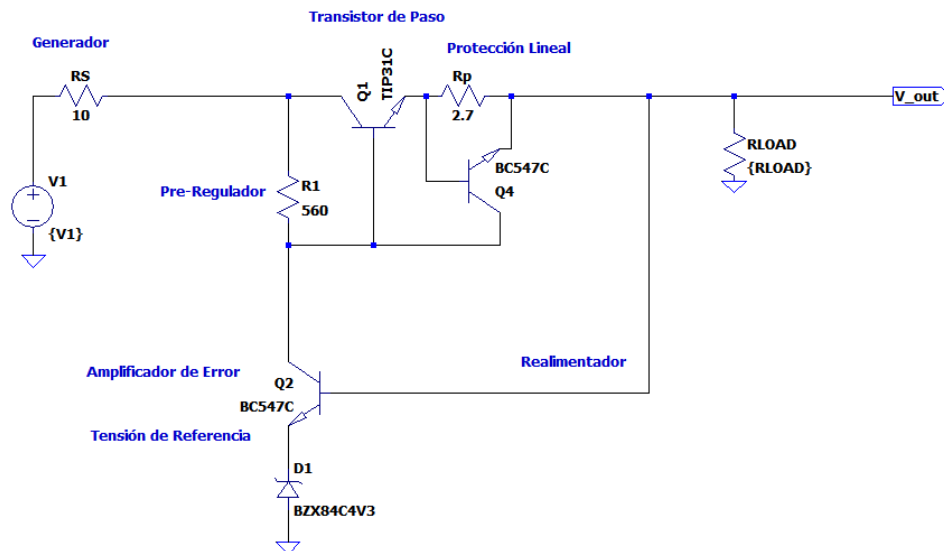


Figura 8: Diseño final

1.1.1. Corriente constante vs Limitación de Corriente

La incógnita restante que queda por resolver es ¿Por qué no se obtiene una respuesta abrupta a los 200 mA? Es decir algo de esta forma:

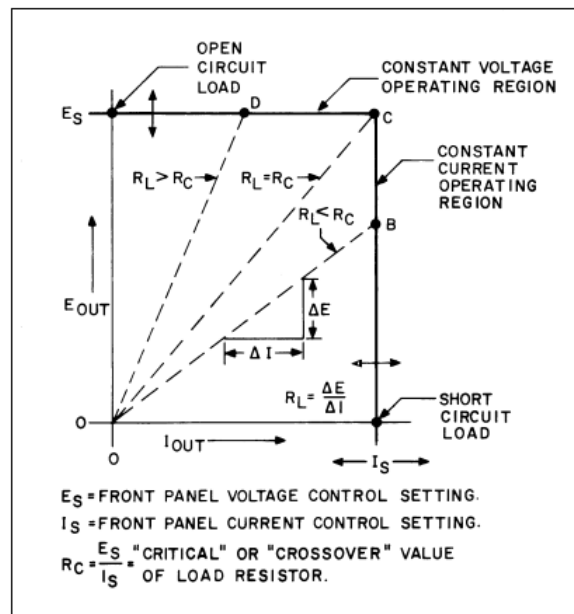


Figure 18. Operating Locus of a CV/CC Power Supply

Figura 9: Característica de salida de una fuente de tensión constante con control de corriente máxima

En la figura ?? se aprecia como la tensión es regulada hasta llegar a un cierto limite de corriente. A partir de ese punto, la fuente comienza a actuar como una fuente de corriente constante.

Cuando en realidad obtenemos:

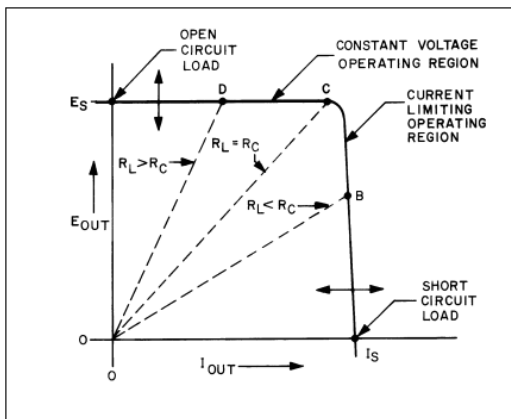


Figure 19. Current Limiting Characteristic

Figura 10: Modelo de regulador de tensión con limitador de corriente

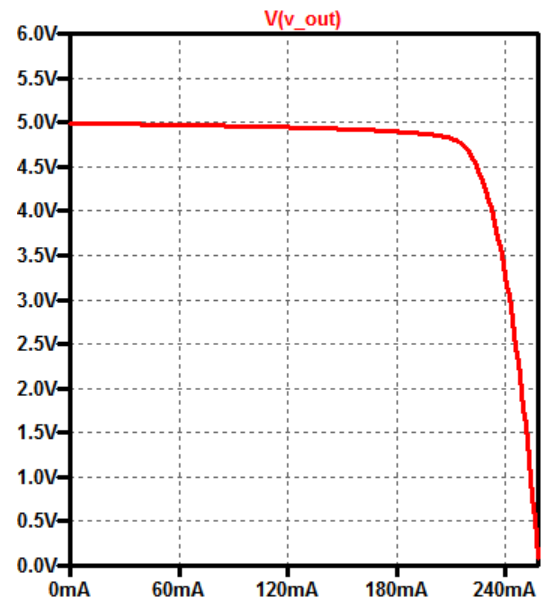


Figura 11: Característica de Salida simulada

Las imagenes fueron obtenidas [DC Power Supply Handbook by Agilent Technologies](#)

La respuesta subyace en que el circuito planteado, tanto en la etapa 1 como en la 2 del diseño, son circuitos que ofrecen limitación de la corriente máxima y no corriente constante una vez alcanzada la corriente en la que ya no se garantiza regulación de tensión. Para conseguir tal comportamiento es necesario contar con 2 circuitos realimentados independientes. El primero de ellos será el regulador de tensión y el segundo un regulador de corriente que deberá empezar a actuar cuando la carga utilizada exija más corriente de la permitida. En esa instancia la fuente comenzará a regular corriente. Se sabe, debido a la teoría de la realimentación negativa que para poder conseguir un buen circuito realimentado, la ganancia del amplificador debe ser varios ordenes de magnitud más grande que la ganancia del realimentador.

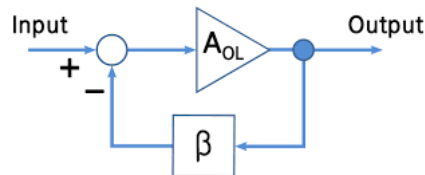


Figura 12: Diagrama en bloques de un sistema con realimentación negativa

Por lo tanto se puede concluir que en el presente diseño el lazo de realimentación que mantiene estable la corriente no tiene una gran ganancia de lazo y por ende no controla de manera muy precisa la corriente de salida.

1.1.2. Inmunidad al ruido de línea

Se sometió a la fuente a una prueba para verificar su estabilidad mediante a pequeños cambios en su tensión de entrada.

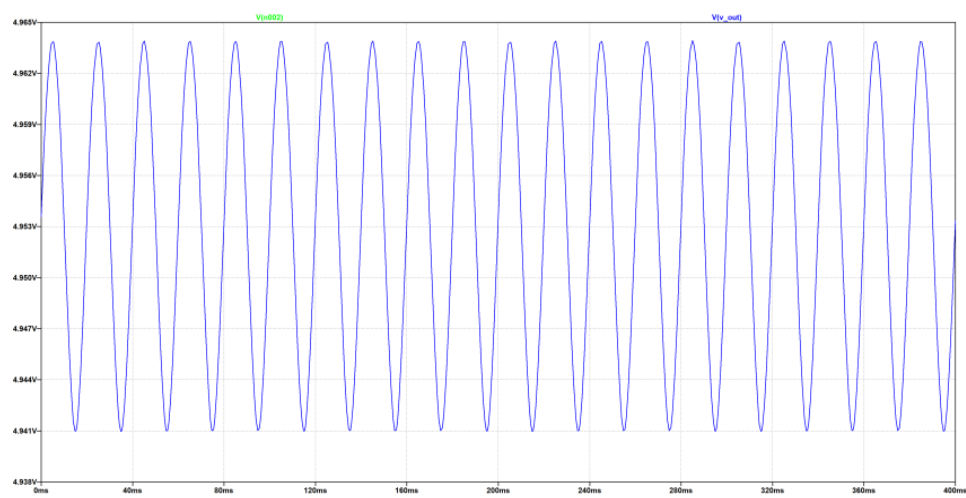


Figura 13: Señal de 10V DC + senoide de 50Hz 0.5V_p

1.1.3. Impedancia de entrada

Dado que el objetivo es diseñar una fuente de tensión, se busca que la impedancia de entrada sea lo más pequeña posible con el fin de entregar la mayor potencia posible a la carga. A continuación se simuló la impedancia de entrada.

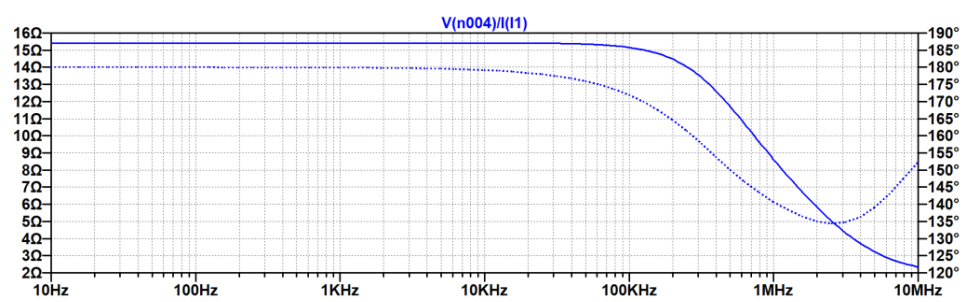


Figura 14

La impedancia de salida para DC es de unos 15 Ω.

1.1.4. Rendimiento y potencia

Se relevaron los datos de máxima disipación de potencia a partir de las hojas de datos de los fabricantes.

Componente	Maxima disipación de potencia
BC547	0.625W
TIP31C	2W
BZX84C4V3	0.35W
Resistencias	0.25W

Tabla 1: Disipación máxima por componente

Y los rendimientos

$$\eta_{100mA} = 0.473$$

$$\eta_{200mA} = 0.487$$

$$H = 8 \cdot \frac{0.473 \cdot 0.487}{2 \cdot 0.625W + 2W + 0.35W + 2 \cdot 0.25W} \tag{15}$$

$$H = 44.9 \% \tag{16}$$

1.1.5. Conclusiones y mejoras a futuro

Comenzando con el análisis de un diseño clásico se ha podido optimizarlo a las requerimientos pedidos. Se comenzó utilizando un total de 9 componentes y se consiguió reducir ese número a 6, es decir más de un 30 % en ahorro de componentes. La impedancia de entrada se acerca a las 2 decenas de Ohm lo cual no representa inconvenientes cuando las cargas no son comparables con la misma. Sin embargo, podemos esperar un mayor consumo de potencia al utilizar impedancias más pequeñas. Para obtener una mejor performance se debería obtener una menor impedancia de entrada.

2. Fase 2

2.1. Diseño Propuesto

En la siguiente instancia se realiza una fuente de tensión regulada, la cual se ajusta a las especificaciones de:

$$\begin{aligned} 0 \text{ V} &\leq V_o \leq 9 \text{ V} \\ I_{o-Max} &= 2.5 \text{ A} \end{aligned} \quad (17)$$

Se optó por un diseño que realice un muestreo de tensión y suma de corriente, siendo el diseño elegido para la fuente el presentado a continuación.

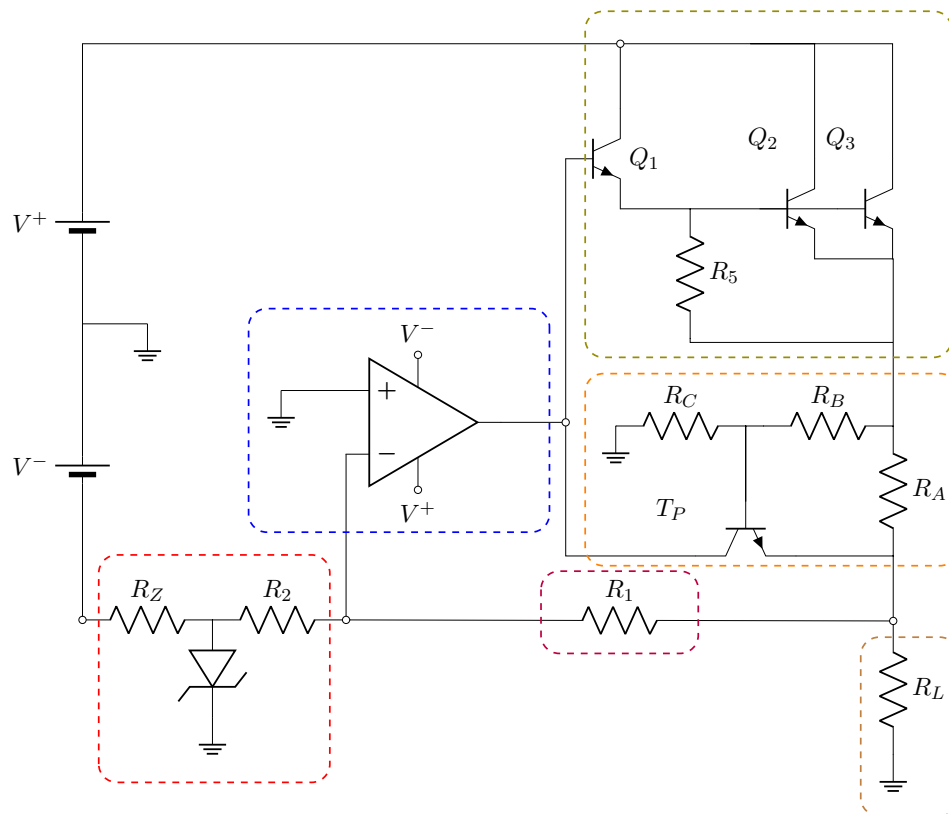


Figura 15: Circuito regulador de tensión propuesto.

Dicho circuito es separado en 5 bloques fundamentales:

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

2.1.1. 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 ganancia de este puede aproximarse como la inversa del factor de realimentación si la ganancia de lazo en módulo es mucho mayor a la unidad, es decir

$$P.E. = \frac{A}{1+f \cdot A} = \frac{1}{f} \cdot \frac{|T|}{1+|T|} \approx \frac{1}{f} \quad (18)$$

donde A es la respuesta a lazo abierto, f el factor de realimentación y T es la ganancia de lazo.

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 (16).

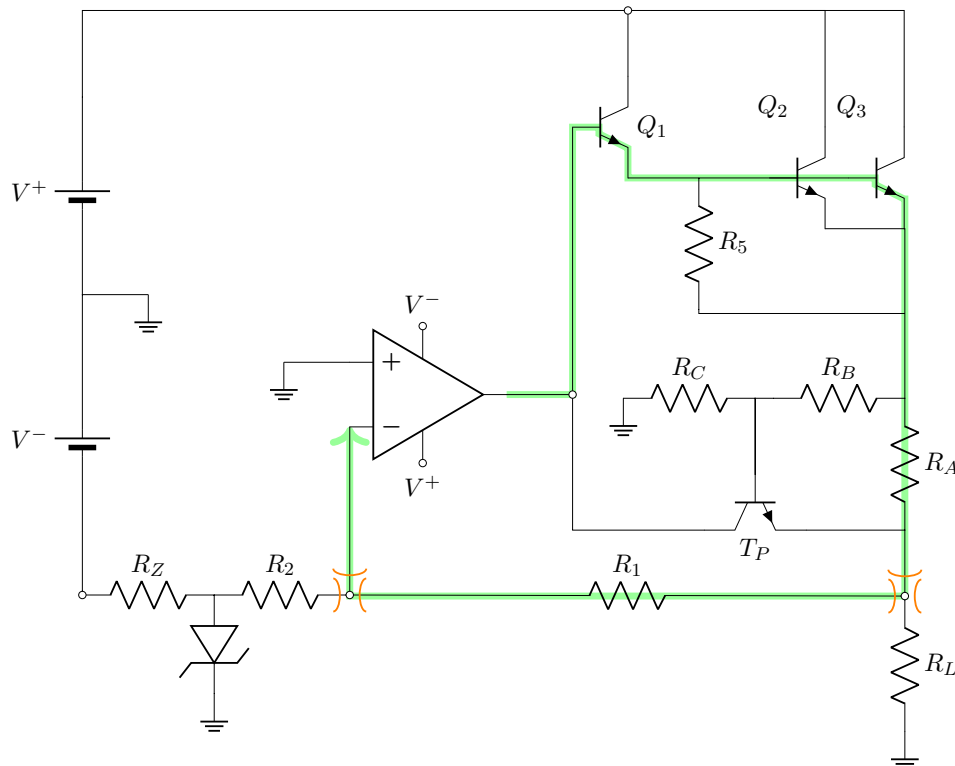


Figura 16: Lazo de realimentación negativa.

También es de interés observar los siguientes puntos:

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

Teniendo en cuenta dichos aspectos, es de notar que la fuente realiza un muestreo de tensión a la salida mediante la resistencia R_1 , la cual inyecta una corriente proporcional a la dicha, 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 es

$$P.E. = \frac{V_o}{I_N} = -\frac{V_o \cdot R_2}{|V_z|} = \frac{1}{f} \cdot \frac{|T|}{1+|T|} \quad (19)$$

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 que se muestrea, cuando la tensión en el nodo del terminal negativo del opamp es cero, obteniendo así

$$f \approx -\frac{1}{R_1} \quad (20)$$

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

$$V_o = |V_z| \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (21)$$

2.2. Bloques del Regulador

2.2.1. Elemento de Referencia

El elemento de referencia (o también llamado entrada o generador en un circuito de realimentación negativa) proporciona la tensión de entrada al sistema, la cual comparte nodo con el amplificador error y el circuito de detección, como se mencionó anteriormente.

En cuanto al funcionamiento, el zener está polarizado por V^- y R_Z . Esta etapa del sistema es prácticamente independiente del resto del circuito, y además debe ser altamente estable, es por ello que se utiliza $R_Z \gg r_Z$ para evitar variaciones de V_Z , es decir, de la tensión de referencia, con respecto a V^- . Para ello se plantea las ecuaciones propias del nodo V_Z :

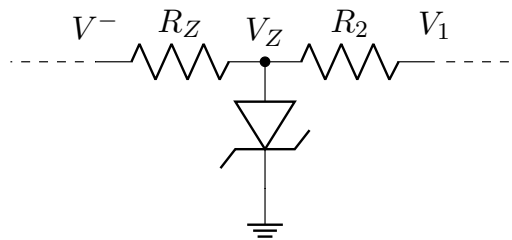


Figura 17: Circuito de transistor de paso.

$$\begin{aligned} \frac{V^- - V_Z}{R_Z} + I_Z &= \frac{V_Z - V_1}{R_2} \approx \frac{V_Z}{R_2} \\ V^- - V_Z &= \left(\frac{V_Z}{R_2} - I_Z \right) \cdot \frac{1}{R_Z} \\ R_Z &= R_2 \cdot \frac{V^- - V_Z}{V_Z - R_2 I_Z} \end{aligned} \quad (22)$$

2.2.2. Circuito de Detección

El circuito de detección está compuesto por la resistencia R_1 . La caída de potencial sobre esta depende solamente de la tensión a la salida de la fuente, lo que permite generar una corriente proporcional a esta.

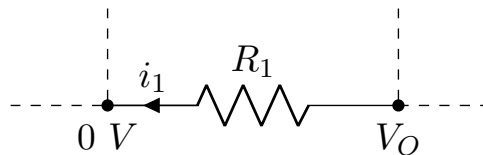


Figura 18: Circuito de detección.

De esta manera, se genera una resta de corrientes en el nodo del terminal negativo del operacional, siendo estas la corriente suministrada por la R_2 , la corriente fija suministrada por la R_1 y la corriente del terminal negativo del opamp. Se denomina a esta última corriente como el error de la fuente regulada.

2.2.3. Amplificador de Error y Pre-regulador

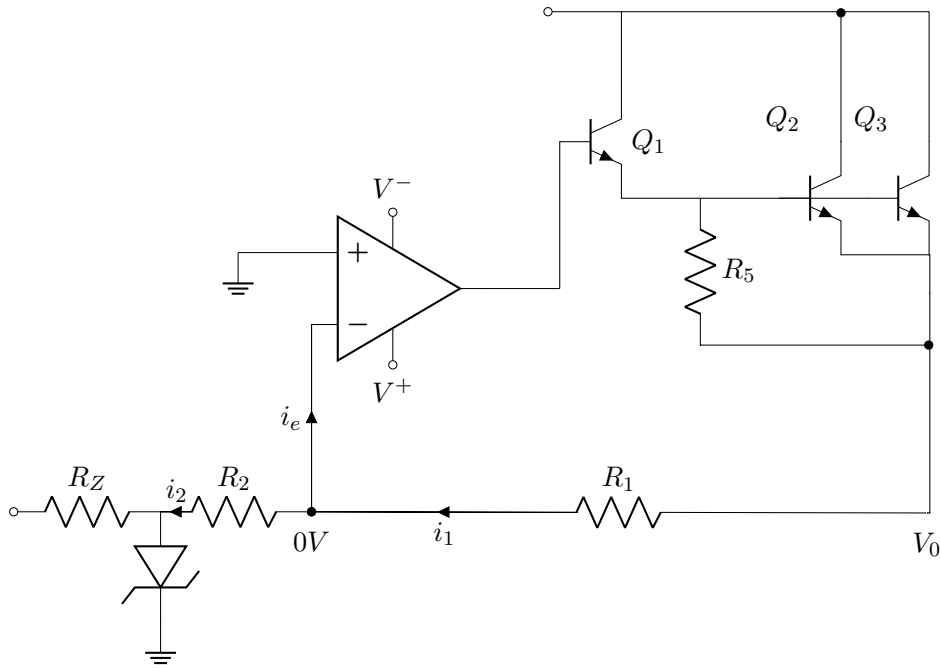


Figura 19: Corrientes en circuito de detección, elemento de referencia y operacional.

En la Sección (2.2.2) se analizó como se genera una resta de corrientes en el nodo del terminal negativo del operacional. Se observa que, si se define i_1 como la corriente suministrada por la resistencia R_1 , la cual depende de la tensión fija impuesta por el zener, i_2 como la suministrada por la resistencia R_2 , la cual depende de la tensión que efectivamente provee la fuente regulada, e i_e como la corriente error que atraviesa el terminal negativo del operacional, se tiene que

$$i_e = i_1 - i_2 = \frac{V_o}{R_1} - \frac{-V_z}{R_2} \quad (23)$$

Esta corriente error es amplificada por el operacional para luego ser inyectada a la base del transistor de paso, lo cual aumenta (o disminuye) la tensión a la salida de la fuente regulada, mitigando la corriente de error. Si se da la situación que $i_e = 0$, se observa el resultado obtenido en la Sección (2.1.1) dado que

$$V_o = |V_z| \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (24)$$

Es por ello que el amplificador operacional amplifica el error de la fuente regulada y además entrega la corriente necesaria a la base del transistor de paso.

2.2.4. Transistor de Paso

El transistor de paso se encarga de llevar a cabo las correcciones detectadas por el circuito de detección y amplificadas por el amplificador de error, proveyendo así la corriente necesaria para mantener la diferencia de potencial fija a la salida. Este bloque se puede implementar con un par Darlington integrado, el cual tiene una gran ganancia de corriente, pero en este caso se implementa con un Darlington discreto, el cual debe soportar una corriente y potencia elevada, lo cual se profundiza más adelante en el informe. Por estas razones, se optó por utilizar dos transistores en paralelo para el segundo transistor del par, con la idea de dividir la carga de la siguiente manera:



Figura 20: Circuito de transistor de paso.

siendo Q_2 y Q_3 transistores de potencia. Por otro lado, la función de R_5 es obtener una corriente de colector de Q_1 razonable.

2.3. Protección por Corto-circuito

Implementar una protección de cortocircuito es una sección fundamental en el diseño de una fuente de tensión debido que no se conoce con exactitud que carga va a ser proporcionadas al circuito, como puede ser el caso de que el usuario, en contra-indicación de las especificaciones del equipo, utilice una carga menor a la mínima. En dicha situación, es deseable que el circuito no sufra un daño irreversible. Es por ello que se evaluaron 2 alternativas, las cuales son presentadas a continuación.

2.3.1. 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:

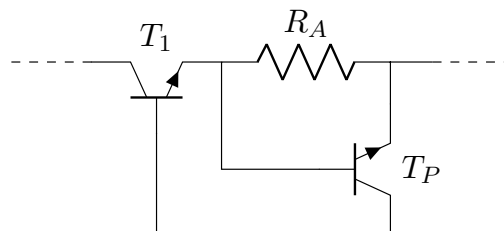


Figura 21: Circuito de Protección lineal.

El cálculo para la resistencia es simple, siendo este

$$R_a = \frac{V_{BE}}{I_{o-Max}}$$

Esta protección limita la corriente de salida del regulador haciéndola constante. Esto es así debido a que el transistor de protección se encuentra censando la tensión sobre la resistencia R_a . Al superar cierto valor $V_a = R_a I_{o-Max}$ el

transistor pasa a modo activo directo, quitándole corriente de la base al de paso. Es por ello que cuenta con la siguiente característica:



Figura 22: Característica de la protección Lineal.

En la Figura (22) se observa que I_{max} corresponde a la máxima corriente que uno define para el circuito, mientras que I_{damage} es la corriente bajo la cual el circuito sufre un daño irreversible.

Se puede notar que en el peor caso ($V_o = 0$), la corriente de salida, como la caída de potencial sobre el transistor de paso, son máximas, haciendo que también sea máxima la disipación de potencia sobre este.

2.3.2. 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 23: Circuito de Protección Foldback.

Si se desea resolver para I_{o-Max} basta con recorrer la malla:

$$-I_{o-Max} \cdot R_a + V_{BE} - (V_b - V_a) = 0 \quad (25)$$

$$V_b = V_a \cdot \frac{R_c}{R_c + R_b} \quad (26)$$

$$-I_{o-Max} \cdot R_a + V_{BE} + V_a \cdot \left(1 - \frac{R_c}{R_c + R_b}\right) = 0 \quad (27)$$

$$-I_{o-Max} \cdot R_a + V_{BE} + (I_{o-Max} \cdot R_a + V_o) \cdot \frac{R_b}{R_c + R_b} = 0 \quad (28)$$

lo cual despejando para I_{o-Max} queda:

$$I_{o-Max} = \frac{V_o \cdot R_b + V_{BE} \cdot (R_b + R_c)}{R_a \cdot R_c} \quad (29)$$

De aquí se puede ver que la corriente cae en función de la tensión de salida hasta establecerse en una corriente fija para la carga nula denominada I_{sc} .

$$I_{sc} = V_{BE} \cdot \frac{R_b + R_c}{R_a \cdot R_c} \quad (30)$$

Graficando la curva se obtiene:



Figura 24: Característica de la protección Foldback.

Se puede apreciar la razón de su nombre dado que la curva de la corriente se “dobla” sobre si misma. Si bien armar esta fuente resulta en una mayor cantidad de componentes, el hecho de que reduzca la corriente de paso al tener una carga nula, y que por ello reduzca la potencia consumida, es un factor no menor. Por dicha razón, esta fue la protección elegida para el diseño. A modo ilustrativo se grafica ambas curvas de las protecciones superpuestas.



Figura 25: Característica de la protección Foldback y Lineal.

2.4. Análisis de Componentes

2.4.1. Amplificador Operacional

En la elección del amplificador operacional, se analizaron diversos componentes, siendo estos los presentados 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} [V]	I _{oSC} [mA]
TL082	3	13	1T	-	30p	5p	3m	-
LM324	1	0.3	-	-	45n	5n	2m	40
LM833	10	5	-	37	300n	10n	0.3m	29
LF356	2.5	12	1T	-	20p	50p	3m	-
OP284	4.25	4	-	210	60n	2n	125 μ	40
LM741	1.5	0.5	2M	75	80n	20n	2m	25
NE5534	10	13	100k	0.3	500n	20n	0.5m	38

Tabla 2: Comparación de operacionales.

Se optó por un opamp que tenga la capacidad de proveer una gran corriente de salida, ya que es primordial que se encuentre bien polarizado el transistor de paso. Es por ello que solo quedan el LM324, el OP284 y el NE5534. Adicionalmente se buscó una baja tensión de offset, descartando así al LM324. Finalmente, dado que, a diferencia del NE5535, el OP284 es rail to rail, lo que permite obtener una tensión V_{1min} menor, se optó por utilizar este último.

2.4.2. Transistores de Paso

Para la sección de transistor de paso, se eligió utilizar los transistores QTIP41C que son transistores de potencia, al igual que un BC547C, utilizando los TIP41C como el transistor por el cual pasará la mayoría de la corriente y el BC547 como el que recibe la corriente del opamp. Adicionalmente se le agrega una resistencia R_5 al emisor del BC547C con el objetivo de que en el análisis incremental el transistor posea un h_{FE} estable. Esto se puede observar claramente en el gráfico de h_{FE} en función de la corriente de colector del datasheet del BC547C, mostrado en la Figura (??).

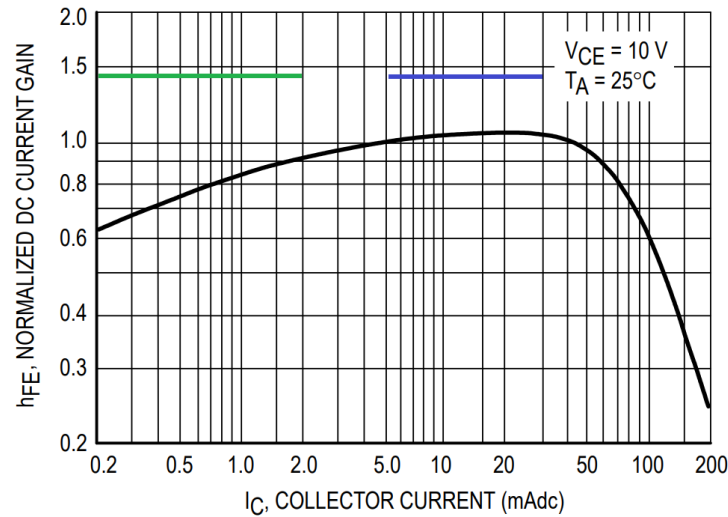


Figura 26: Gráfico de h_{FE} en función a la corriente de colector del BC547.

Lo que se busca es tener una corriente de colector tal que el h_{FE} se encuentre en la zona azul, sin esta resistencia la corriente de colector probablemente se encontraría en la zona verde, lo cual no corresponde a un h_{FE} estable.

El valor de R_5 se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$\frac{V_{BE}}{R_5} = I_{R5} \approx I_c \quad (31)$$

Para un valor de 13 mA corresponderá una resistencia de 56 Ω .

2.4.3. Componentes de Protección

Para la elección de estos componentes, se tuvo en cuenta la Ecuación (29) para la cual, dado que se cuenta con dos grados de libertad, se fijó R_a así la potencia disipada en corto-circuito no es de un valor muy elevado. Luego se tomó un valor para R_c , lo cual definió inequívocamente R_b . Para el cálculo de estos valores, se tuvo en cuenta que la máxima corriente (2.5 A) es suministrada únicamente cuando se regule a la tensión máxima. También se observó la pendiente de la curva de Foldback, la cual fue seleccionada para que cuando baje la tensión de regulación, aún tenga una corriente de salida máxima apreciable. Por ejemplo, si se quisiese regular a 5V, la corriente para la cual se activará la protección será la intersección entre la curva del foldback y la recta $V_o = 5V$, siendo esta corriente menor a la máxima para la máxima tensión de regulación. Teniendo en cuenta esto, los valores seleccionados son los siguientes:

$$R_a = 0.56 \Omega \quad R_b = 680 \Omega \quad R_c = 10 k\Omega \quad I_{o-Max} = 2.5 A \quad I_{sc} = 1.34 A \quad (32)$$

Donde el valor de I_{sc} queda fijado por la Ecuación (30).

2.4.4. Diodo de Referencia

El diodo zener elegido es el [BZX84B6V2L](#), debido a su reducida corriente de mantenimiento de 5 mA.

Es primordial que el diodo se encuentre bien polarizado para proveer una referencia estable, para ello se fijó una corriente de zener de $I_Z = 5.5 mA$, sabiendo que $V_Z = 6.2 V$ y utilizando la Ecuación (22). De esta forma se llega a un valor $R_Z = 120 \Omega$, siendo adicionalmente el valor de V_2 definido en la Sección (2.4.5), mientras que el valor de R_2 es discutido en la Sección (2.4.6).

2.4.5. Fuentes de Alimentación

En cuanto a la elección de la fuente de alimentación, se buscó el V_{1min} tal que el sistema regule. Para esto, se pidió que el transistor de paso no se encuentre saturado en regulación, en otras palabras:

$$V_{1min}^{Transistor} = V_{CEsat} + V_{Oreg} + V_{Ra} = 1.4 V + 9 V + 1.4 V = 11.8 V \quad (33)$$

Otro punto de interés es la tensión a la salida del operacional, la cual no debe ser mayor a la de alimentación del mismo. Para obtener la variable en este nodo basta con seguir el circuito, observándose que:

$$V_{1min}^{Operacional} = V_o + V_{Ra} + 2 \cdot V_{BE} = 11.8 V \quad (34)$$

Luego, dado que este es el mínimo absoluto, se deja cierto margen de error para la tensión de saturación del transistor, al igual que para variaciones en la tensión de línea, las cuales pueden saturar a alguno de los transistores o al operacional. De esta forma se eligió un valor de $V_1 = 14 V$.

Finalmente para V_2 se fijó un valor que sea levemente mayor a la V_Z , tal que con el valor de resistencia R_Z se encuentre polarizado correctamente. Es así que se obtuvo $V_2 = 7 V$.

2.4.6. Resistencia circuito de detección

Dado que la salida en regulación depende directamente de la Ecuación (21), basta con definir un valor de R_1 tal que $V_o = 9 V$, dado que la R_1 es un potenciómetro con el cual se varia la tensión de regulación. Así queda definido: $R_1 = 10 k\Omega$ (potenciómetro) y $R_2 = 6.6 k\Omega$. También se observó que en el caso de que la resistencia R_2 varíe un 5 % respecto a su valor nominal, subiendo su resistencia se tendría que:

$$V_{oReg} = \frac{R_1}{R_2} \cdot V_z = \frac{10000}{7140} \cdot 6.2V = 8.68 \quad (35)$$

Y así no se llegaría a una regulación de 9V girando el potenciómetro a su máxima resistencia, se puede resolver este problema al utilizar dos resistencias en serie para R_2 teniendo un valor total de $R_2 = R_{2a} + R_{2b} = 1k\Omega + 5k6\Omega = 6k6\Omega$ y así permitiendo la regulación con un mínimo desvío en el peor caso.

2.5. Análisis de cargas

La mínima carga se obtiene una vez definida la máxima corriente y la máxima tensión de regulación:

$$R_{Lmin} = \frac{V_{o_{max}|reg}}{I_{o_{max}}} = 3.6 \Omega \quad (36)$$

Luego, se obtiene que no habrá límite superior para el valor de la carga, dado que la corriente mínima es nula.

$$R_{Lmax} = \frac{V_{o_{max}|reg}}{I_{o_{min}}} = \infty \quad (37)$$

2.6. Análisis de Potencias Máximas

2.6.1. Amplificador Operacional

Como ya se ha analizado en la Sección (2.2.3), el amplificador operacional OP284 cumple con la función de suministrar corriente al transistor de paso. Si bien esta corriente suministrada a la base del transistor es pequeña, el análisis en la Sección (2.4.5) demuestra que la caída de potencial en el opamp es grande. Por esta razón se debe observar la potencia disipada para no quemar a este. Para el caso presente, se denota que el OP284 puede llegar hasta temperaturas de operación de $125\text{ }^{\circ}\text{C}$. Asumiendo una temperatura ambiente de $40\text{ }^{\circ}\text{C}$, y dejando un margen de seguridad de $15\text{ }^{\circ}\text{C}$ en la temperatura del operacional, se calcula que la potencia máxima disipada por operacional es de 0.7 W .

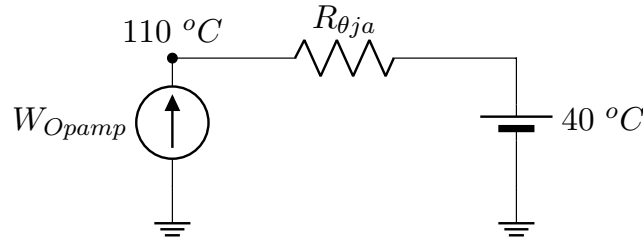


Figura 27: Circuito equivalente de potencias con $R_{\theta a-j} = 103\text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

Para hallar la potencia máxima que disipa el amplificador operacional se deben considerar dos modos de funcionamiento de la fuente: en regulación y cuando la protección se encuentra activada. Para la primera, la tensión V_0 es constante, sin embargo, la corriente de salida es cada vez mayor, causando que el operacional entregue una corriente mayor a la base del transistor de paso. En este caso, y suponiendo que el transistor de protección está totalmente apagado, se tiene que la corriente máxima que entrega el opamp es

$$I_{Opamp_{max}|reg} = \frac{\frac{I_o}{\beta_{Q_2}} + \frac{V_{BE_{Q_2}}}{R_5}}{\beta_{Q_1}} = \frac{\frac{2.5\text{ A}}{100} + \frac{0.7\text{ V}}{56\Omega}}{480} = 78\text{ }\mu\text{A} \quad (38)$$

Luego, utilizando la ley de mallas, se obtiene que

$$V_{Opamp_{max}|reg} = V_o + I_{reg_{max}} \cdot R_a + V_{BE_{Q_2}} + V_{BE_{Q_1}} = 11.8\text{ V} \quad (39)$$

Por lo que la potencia máxima disipada por el operacional en regulación es

$$P_{Opamp_{max}|reg} = 920.4\text{ }\mu\text{W} \quad (40)$$

siendo este un valor muy por debajo del máximo.

Por otro lado, cuando se activa la protección de Foldback, si bien la tensión es menor, el transistor de paso continua pidiendo corriente al operacional, mientras que a este se le suma el transistor de protección T_P . Se puede observar que, aunque la corriente I_o decrezca, la corriente que pide T_P es mediante su colector, por lo que no reduce en un factor de β_p como sucedía con el transistor de paso, por lo que la corriente que se le pide al opamp es mucho mayor que en regulación, mientras que el peor caso se da cuando la carga tienda a cero. Sin embargo, la tensión a la salida de la fuente regulada disminuye, por lo que también lo hará la tensión en el amplificador operacional, contrarrestando, pero no en su mayoría, el aumento de corriente. En la Sección (2.8.5) se analizó la curva de potencia disipada del operacional cuando la fuente se encuentra cortocircuitada, obteniendo una potencia máxima disipada de $P_{Opamp_{max}|cc} = 330\text{ mW}$ el cual se encuentra aún por debajo de la máxima potencia que puede disipar el amplificador operacional.

2.6.2. Transistores

La máxima potencia que deben disipar los transistores QTIP41C se obtiene en regulación, cuando la corriente de colector de estos es la mitad de la máxima corriente de salida

$$P_{QTIP41C_{max}|reg} = V_{CE} \cdot \frac{I_{O_{max}|reg}}{2} \quad (41)$$

Se puede obtener V_{CE} utilizando la ley de mallas

$$V_{CE} = V^+ - V_o - I_o \cdot R_a = 3.6\text{ V} \quad (42)$$

Luego, se tiene que $P_{QTIP41C_{max}|reg} = 4.5 \text{ W}$. De misma forma se puede calcular la máxima potencia disipada por el transistor BC547C. Circulando la malla de salida se obtiene

$$V_{CE} = V^+ - V_o - I_{o_{max}|reg} \cdot R_a - V_{BE_{Q_2}} = 2.9 \text{ V} \quad (43)$$

$$P_{BC547C_{max}|reg} = V_{CE} \cdot \left(\frac{I_{o_{max}|reg}}{\beta_{Q_2}} + \frac{V_{BE_{BC547C}}}{R_5} \right) = 110 \text{ mW} \quad (44)$$

Luego, la máxima potencia disipada en corto circuito se da cuando la fuente entregue una corriente igual a I_{SC} de 1.34 A y la tensión a la salida es de 0 V . Circulando las mismas mallas y repitiendo los mismos cálculos anteriores, se obtiene que

$$P_{QTIP41C_{max}|reg} = V_{CE} \cdot \frac{I_{o_{max}|reg}}{2} = 8.9 \text{ W} \quad (45)$$

$$P_{BC547C_{max}|reg} = V_{CE} \cdot \left(\frac{I_{o_{max}|reg}}{\beta_{Q_2}} + \frac{V_{BE_{BC547C}}}{R_5} \right) = 325 \text{ mW} \quad (46)$$

Se puede observar que no es necesario utilizar un disipador para el transistor BC547C, dado que estos pueden disipar naturalmente hasta 600 mW . Por el contrario, sí es necesario el cálculo del disipador para los transistores QTIP41C, realizado a continuación.

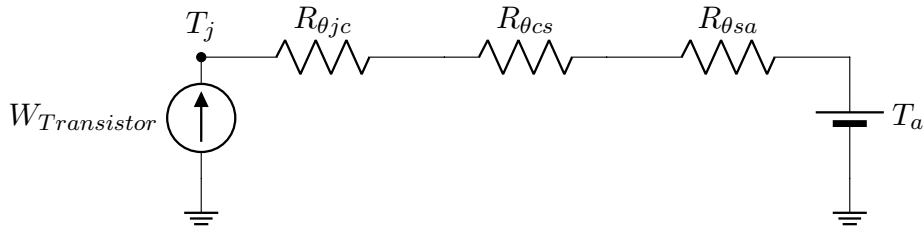


Figura 28: Circuito térmico para el cálculo de disipador del transistor.

$$\frac{T_j - T_a}{R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}}} = P \quad (47)$$

Es así que se tienen en cuenta las siguientes consideraciones:

- Se asume una temperatura ambiente de 40°C y una máxima de juntura en funcionamiento de 130°C , siendo esta 20°C menor a la especificada por el fabricante.
- Se sabe que la $R_{\theta_{jc}}$ es de $3.125 \frac{^\circ \text{C}}{\text{W}}$.
- Se vale del uso de una grasa siliconada de 0.002 pulgadas de espesor con una resistencia térmica de $204 \frac{^\circ \text{C} \cdot \text{inch}}{\text{W}}$ y un área estándar de un empaquetado de TO-220 de $0.41 \cdot 0.59 \text{ inch}^2$ para obtener una $R_{\theta_{cs}}$ de $1.6866 \frac{^\circ \text{C}}{\text{W}}$.
- Asumiendo una potencia disipada de 9.6 W , 0.7 W mayor a la máxima disipada calculada.

se obtiene que

$$R_{\theta_{sa}} = 4.56 \frac{^\circ \text{C}}{\text{W}} \quad (48)$$

Luego, se utilizan dos disipadores **7023B-MTG**, uno para cada QTIP41C, con una resistencia térmica de $4.40 \frac{^\circ \text{C}}{\text{W}}$ sin flujo de aire forzado y un precio unitario de $1.32 \text{ U\$S}$.

2.6.3. Diodos y Resistencias

- Para el diodo zener se obtiene que

$$P_z = I_z^2 \cdot r_z + I_z \cdot V_z = 34.4 \text{ mW} \quad (49)$$

La máxima potencia capaz de disipar dicho diodo es de 250 mW , por lo que este componente se encuentra en perfectas condiciones.

- Para R_a es

$$P_{Ra} = I_{max}^2 \cdot R_a = 3.5 \text{ W} \quad (50)$$

Utilizando una R_a de potencia.

- Para R_5 es

$$P_{R5} = I_{R5}^2 \cdot R_5 = 9.46 \text{ mW} \quad (51)$$

la cual es una resistencia de 0.25 W

- Para R_{2a} y R_{2b} es

$$P_{R2a} + P_{R2b} = P_{R2} = \frac{V_z^2}{R_2} = 5.65 \text{ mW} \quad (52)$$

- La R_1 en regulación tendrá

$$P_{R1} = \frac{V_{oReg}^2}{R_1} = 8.1 \text{ mW} \quad (53)$$

- R_b y R_c :

$$P_{Rbc} = P_{Rb} + P_{Rc} = \frac{V_{eQ3}^2}{R_c + R_b} = 10.1 \text{ mW} \quad (54)$$

- R_l La máxima potencia disipada en la carga corresponderá a:

$$P_{load} = V_{oReg} \cdot I_{oMax} = 22.5 \text{ W} \quad (55)$$

- Finalmente, para R_z se obtiene

$$P_{Rz} = \frac{(V^- - V_z)^2}{R_z} = 5.33 \text{ mW} \quad (56)$$

2.7. Rendimiento

El rendimiento es definido como:

$$\eta = \frac{P_{load}}{P_{V-} + P_{V+}} = \frac{I_o \cdot V_{oReg}}{P_{op} + P_{Ra} + P_{Rb} + P_{Rc} + P_{Rz} + P_{Dz} + P_{Bc547} + P_{R1} + P_{R2} + 2 \cdot V_{ceTIP} \cdot \frac{I_o}{2} + I_o \cdot V_{oReg}} \quad (57)$$

En este caso se calculó para la carga mínima al igual que para una carga que obtenga la mitad de la corriente máxima:

$$\begin{aligned} \eta_{100\%} &= 63.60\% \\ \eta_{50\%} &= 63.05\% \end{aligned} \quad (58)$$

Adicionalmente se simuló el rendimiento del sistema para las mismas condiciones, obteniendo un valor de:

$$\begin{aligned} \eta_{100\%} &= 64.44\% \\ \eta_{50\%} &= 64.36\% \end{aligned} \quad (59)$$

2.8. Simulaciones

2.8.1. Respuesta en régimen transitorio de Regulación

La respuesta transitoria del sistema se asemeja a la de un sistema de segundo orden. Cabe aclarar que los gráficos obtenidos de las simulaciones presentadas a continuación fueron realizados con una carga igual a la mínima que el sistema soporta.

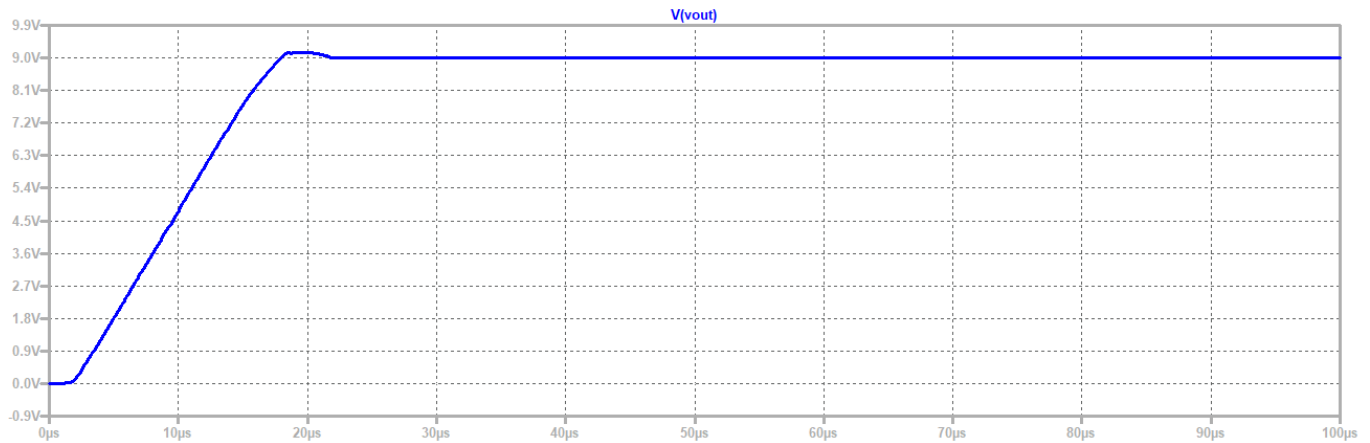


Figura 29: Respuesta transitoria.

Es notable señalar, que el sobrepico del sistema alcanza 9.15 V, lo cual representa un 1.6 % de desvío respecto de la tensión de regulación. También se observa que el tiempo de establecimiento del sistema es de aproximadamente 22 μs .

Además, se simuló el circuito siendo afectado por ruido, con una frecuencia de 10 kHz y una amplitud de 0.5 V. Estos valores fueron elegidos de forma tal que fuera apreciable la variación durante el transitorio.

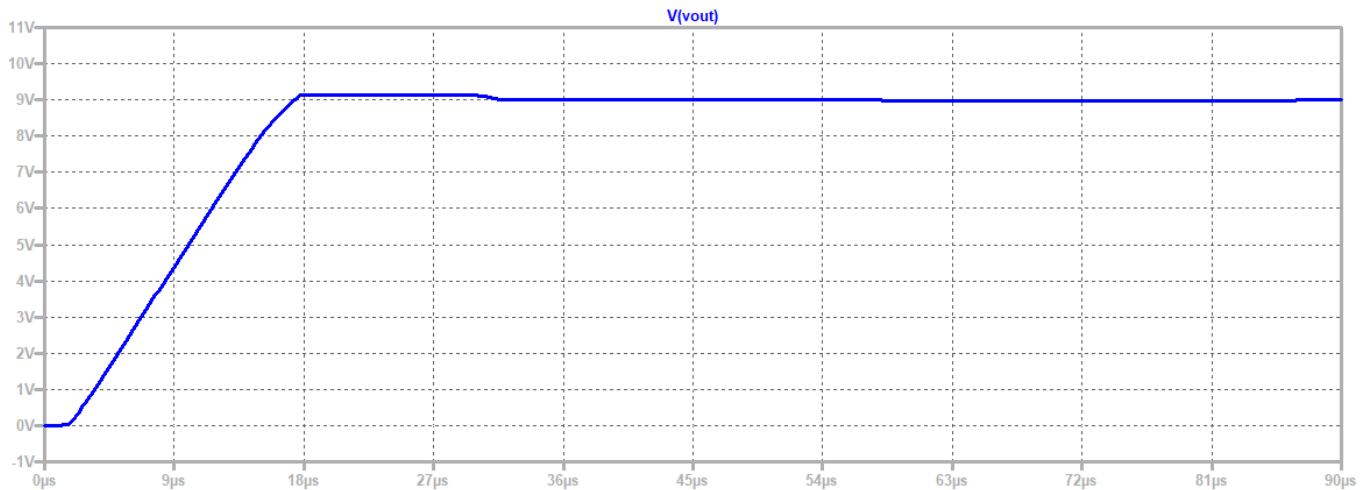


Figura 30: Respuesta transitoria con ruido.

La Figura (30) es similar a la (29) debido a la frecuencia del ruido. Aun así se puede apreciar una diferencia de las pequeñas oscilaciones generadas por el ruido en la tensión estabilizada en 9 V. En cuanto a los parámetros del transitorio, el máximo sobrepico alcanzado es de 9.15 V y el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 32 μs .

2.8.2. Respuesta en régimen permanente de Regulación

En el caso del régimen permanente se ve la capacidad de mantener al tensión regulada en la salida. Dada la situación en que la señal no tenga ruido, la tensión regulada es de 9 V sin ningún tipo de variación.

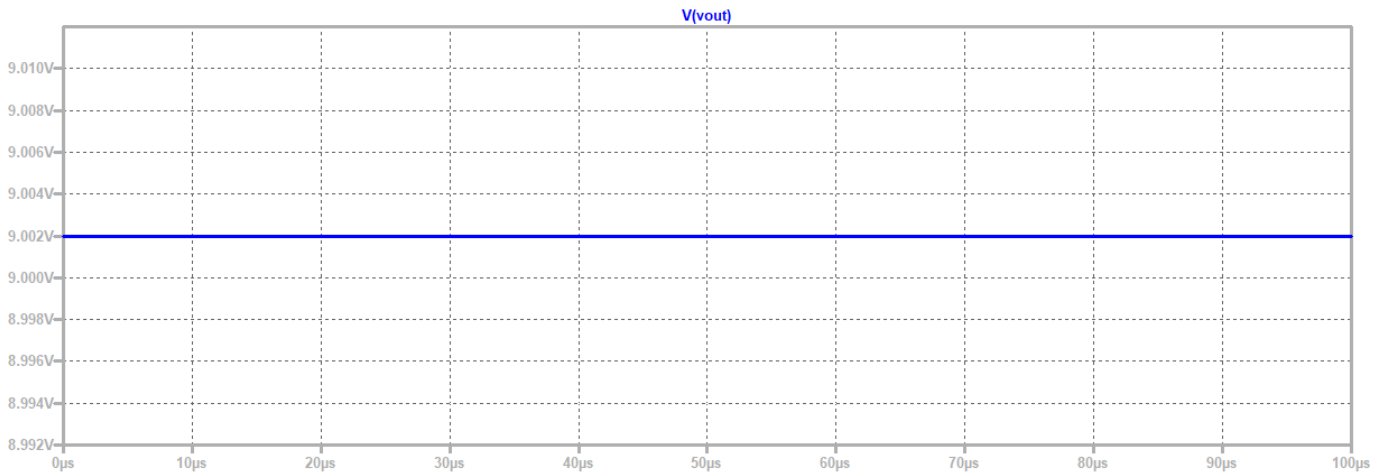


Figura 31: Respuesta en régimen permanente.

A continuación, se presenta la respuesta del sistema frente a señales con distintos tipos de contaminación. Para la primer prueba se ve la señal original, con la adición de una señal senoidal de 10 kHz de amplitud 0.5 V . La salida es la siguiente:

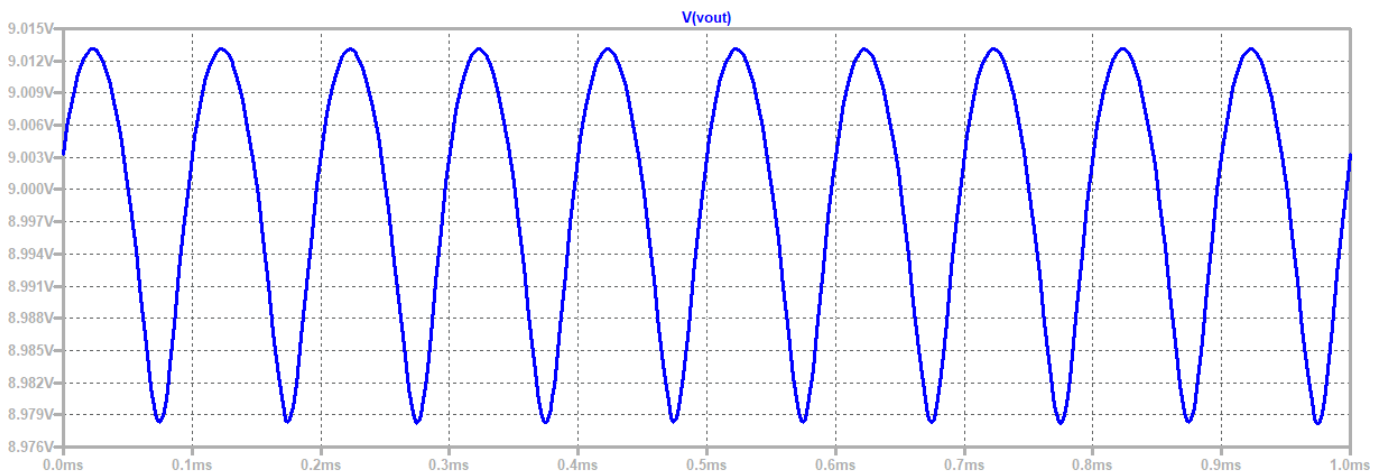


Figura 32: Respuesta en régimen permanente con ruido senoidal.

Se puede ver que el desvío respecto de los 9 V es del 0.14% . Luego se agregó una señal triangular de frecuencia 50 Hz y amplitud unitaria.

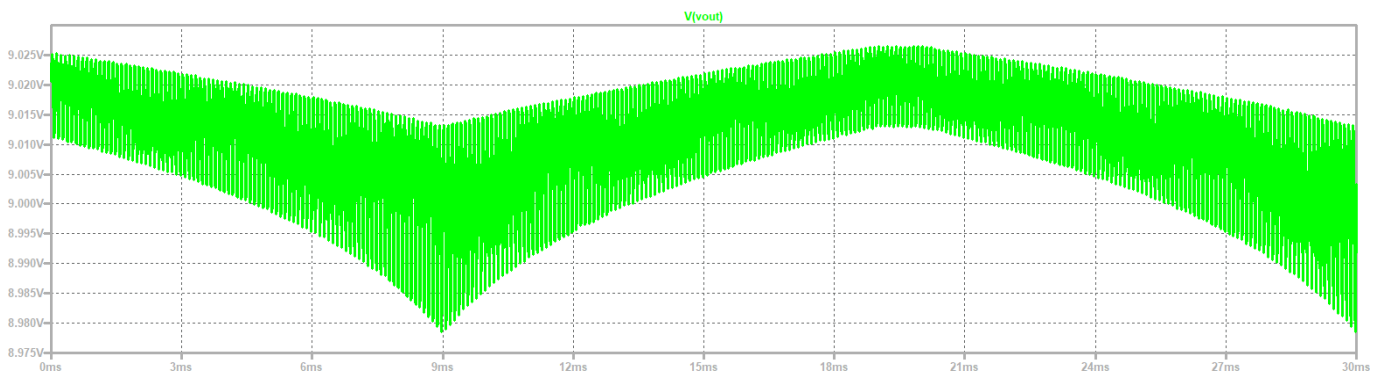


Figura 33: Respuesta en régimen permanente con ruido senoidal y triangular.

Es notable que incluso con estas dos fuentes de ruido, de distinta amplitud y frecuencia, el sistema continúa regulando con un desvío no mayor del 0.24% .

2.8.3. Curva de Foldback

La curva correspondiente al Foldback fue simulada y graficada como se ve a continuación:

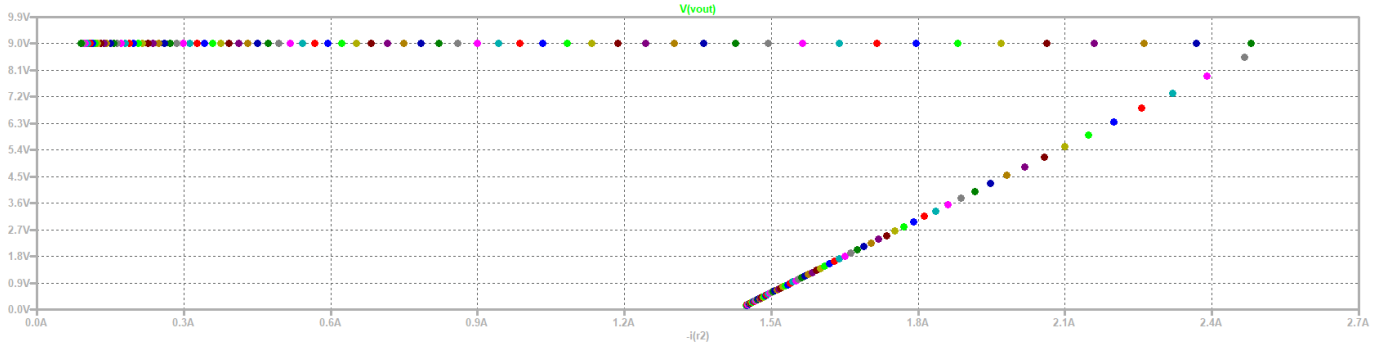


Figura 34: Curva de Foldback. Simulación de tensión de salida sobre corriente de salida para valores de R_L entre 0.1Ω y 100Ω .

Se puede apreciar que la máxima corriente es de $2.5 A$ como fue calculado, al igual que el valor de I_{sc} . Vale la pena mencionar que a medida que varíe la R_1 , también lo hará la corriente máxima de salida acorde a la Ecuación (29).

2.8.4. Impedancia de Salida

A continuación se presenta el circuito resultante del nuevo amplificador:

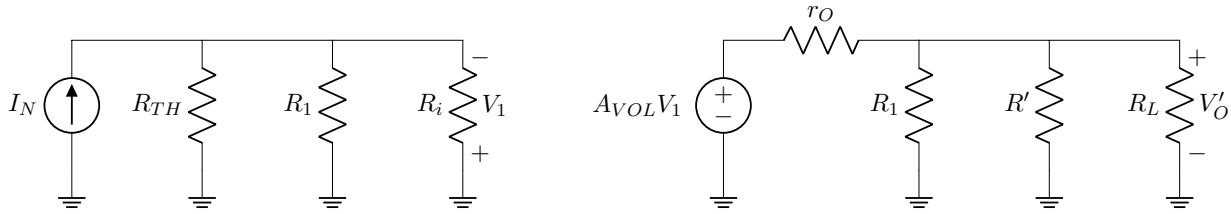


Figura 35: Circuito del nuevo amplificador.

De este, se obtiene que

$$A = \frac{V'_O}{I_N} = -A_{VOL} \cdot \underbrace{\left(\frac{R_1 // R_i // R_{TH}}{\approx R_1 // R_{TH}} \right)}_{\approx 1} \underbrace{\left(\frac{R_1 // R_L // R'}{R_1 // R_L // R' + r_O} \right)}_{\approx 1}$$

Sabiendo que $R_{TH} = (R_Z // r_Z) + R_2 \approx R_2$, se llega a la expresión

$$A = -A_{VOL} \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \approx 9.9 M\Omega \quad (60)$$

Además, recordando que $|T| = |A \cdot f|$ y que $f = -\frac{1}{R_1}$, se obtienen las expresiones de Z_{oa} y de Z_o , siendo estos

$$Z_o = \frac{Z_{oa}}{1 + |T|} = \frac{r_O // R_1 // R' // R_L}{1 + |T|} \approx \frac{R'}{1 + |T|} \approx \frac{R_A}{1 + |T|} \quad (61)$$

Teniendo en cuenta que $Z_O = R_L // R_{Output}$ y despejando de dicha igualdad, se obtiene la siguiente ecuación:

$$R_{Output} = \underbrace{\frac{Z_o R_L}{R_L - Z_o}}_{\approx R_L} \approx Z_o \approx 0 \Omega \quad (62)$$

Luego, fue simulada y graficada la variable de interés:

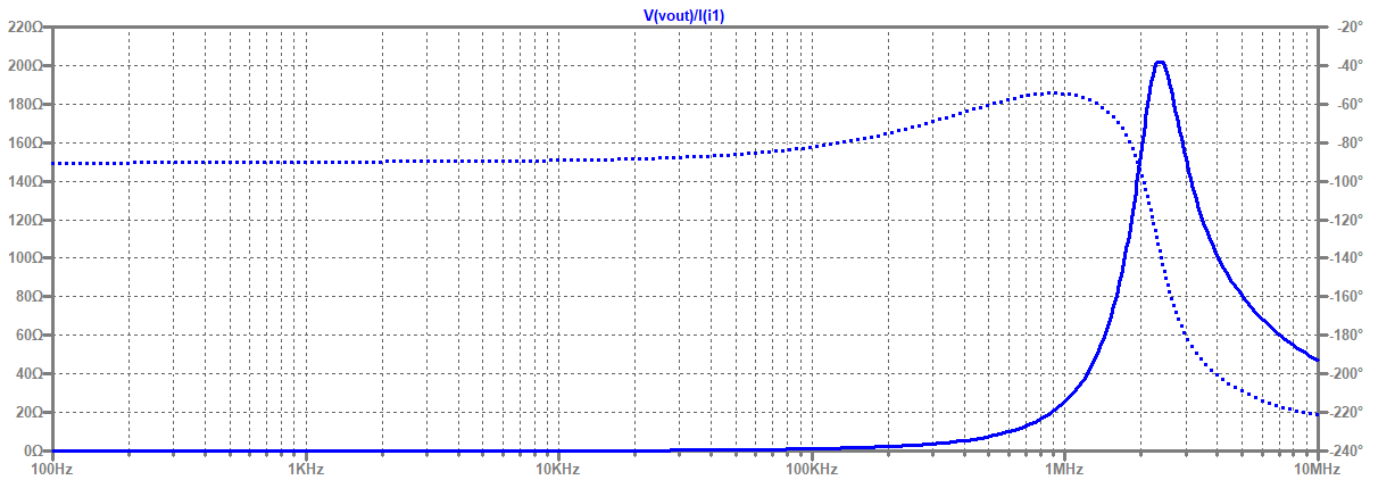


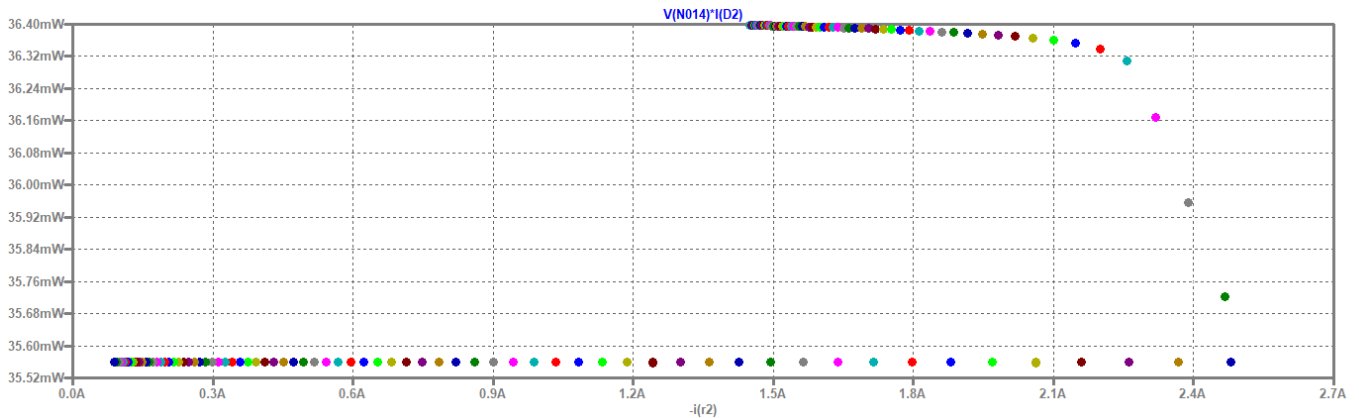
Figura 36: Impedancia de salida.

Se observa que la impedancia de salida es baja para la mayor parte del espectro, sin superar los $220\ \Omega$. Este último valor es lejano al calculado en la Ecuación (62). Esto se debe a que el calculado es válido para frecuencias medias, zona en la cual si es semejante al obtenido en la simulación. Por otro lado, es esperable que esta aproximación se aleje de la realidad en frecuencias más elevadas.

2.8.5. Potencias

En esta sección se simularon las curvas de potencias sobre los componentes al variar la carga del circuito.

- Diodo Zener: Se puede ver que la máxima potencia disipada corresponde a la mínima carga, siendo esta de $37\ mW$ lo cual no es un problema para dicho diodo.

Figura 37: Potencia sobre el zener para valores de R_L entre $0.1\ \Omega$ y $100\ \Omega$.

- BC547C Darlington: La máxima potencia es de $330\ mW$, lo cual no es un problema para dicho transistor dado que su potencia máxima es de $0.625\ W$. Al igual que la anterior curva se observa un aumento considerable una vez que se activa el Foldback, pero aun en la zona de operación tiene una pendiente.

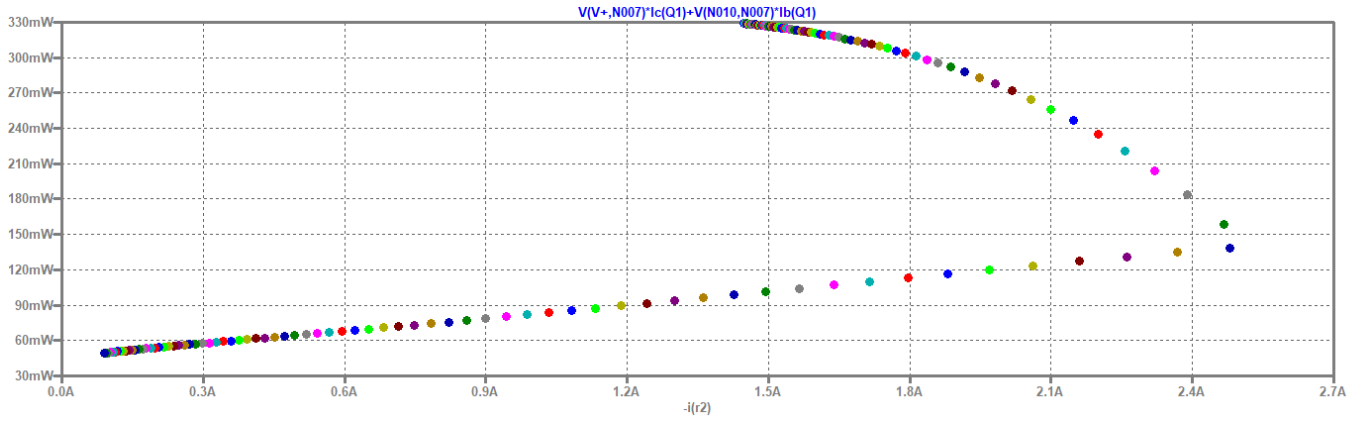


Figura 38: Potencia sobre el BC547C del darlington para valores de R_L entre 0.1Ω y 100Ω .

- R_a : La potencia máxima disipada corresponde a $3.5 W$, lo cual es esperado dado que es $R_a \cdot I_{max}^2$.

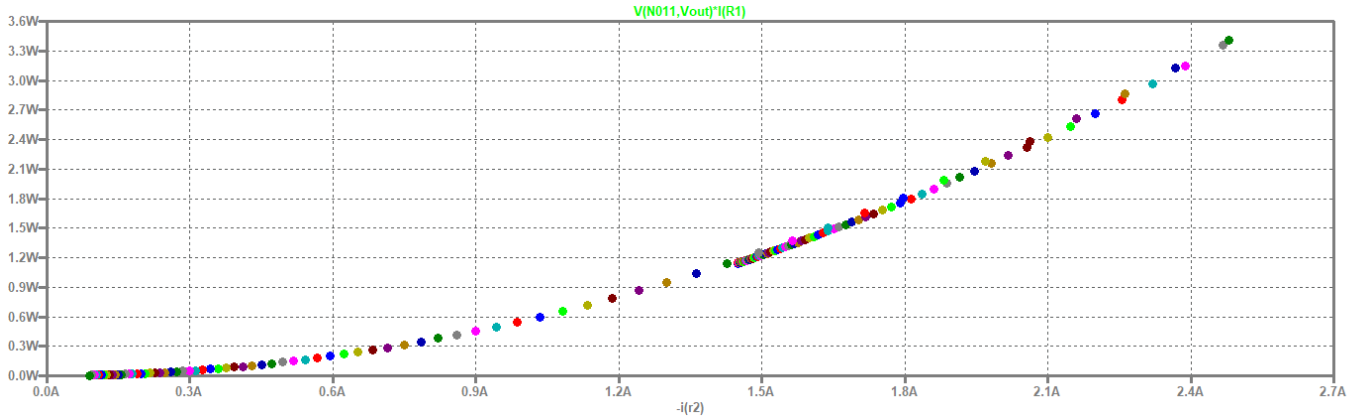


Figura 39: Potencia sobre la R_a para valores de R_L entre 0.1Ω y 100Ω .

- TIP31C: La potencia sobre estos transistores de potencia es de $9 W$, lo cual indica que un disipador deberá ser utilizado como ya analizado.

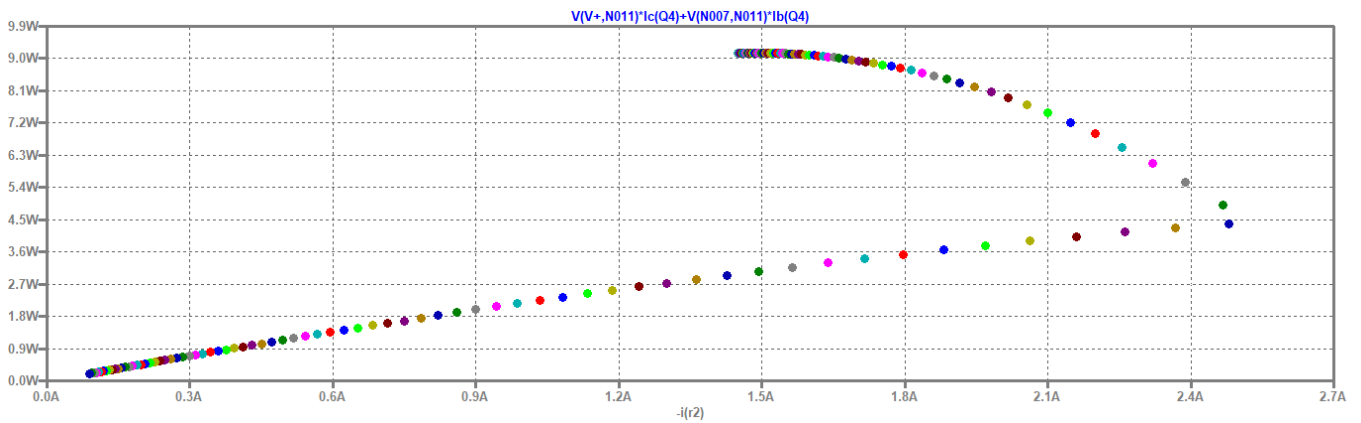


Figura 40: Potencia sobre el TIP31C para valores de R_L entre 0.1Ω y 100Ω .

- BC547 Protección: Se debe notar que el transistor no consume potencia, sino hasta el momento en el cual se activa, alcanzando un límite de $60 mW$.

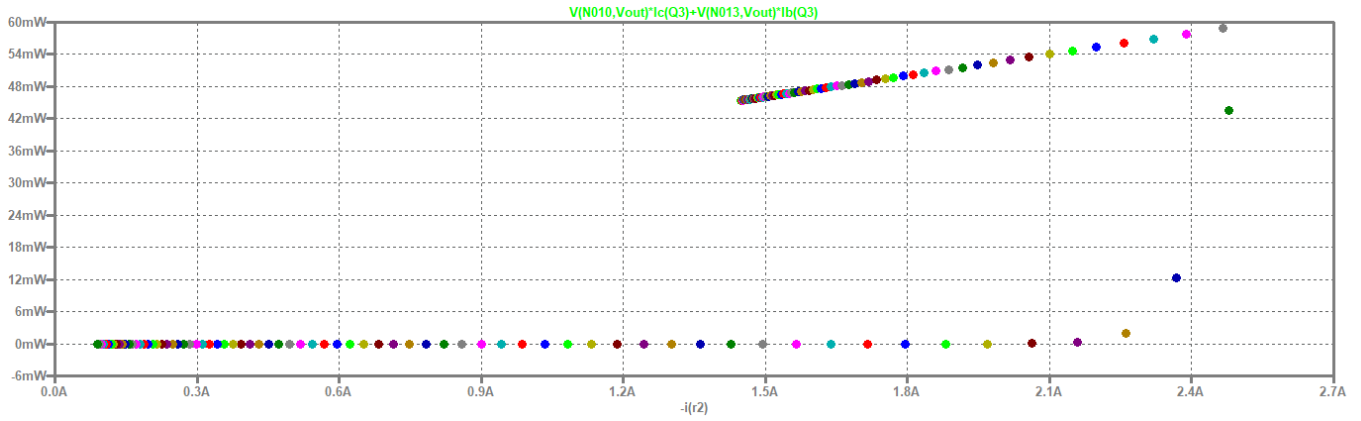


Figura 41: Potencia sobre el BC547C de la protección para valores de R_L entre 0.1Ω y 100Ω .

- Operacional: Para este se observa que la máxima potencia corresponde a 330 mW al tener una carga nula. Vale la pena mencionar que, al medir la potencia en LTSpice, dicho programa considera las corrientes de alimentación.

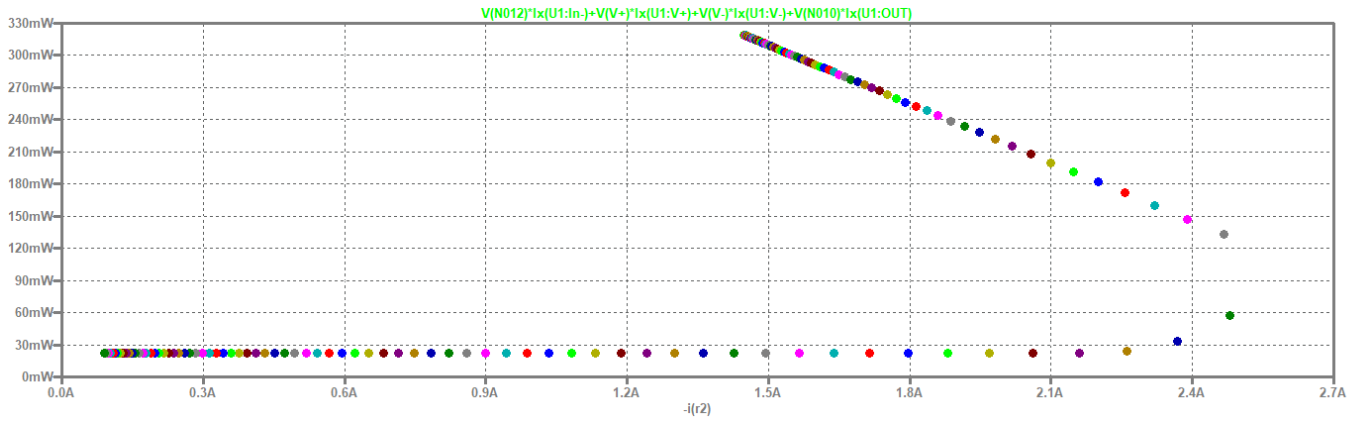


Figura 42: Potencia sobre el operacional para valores de R_L entre 0.1Ω y 100Ω .

- Carga: Se observa que el crecimiento es lineal hasta la activación de la protección y luego sigue la curva del foldback, teniendo una potencia máxima de 22.5 W .

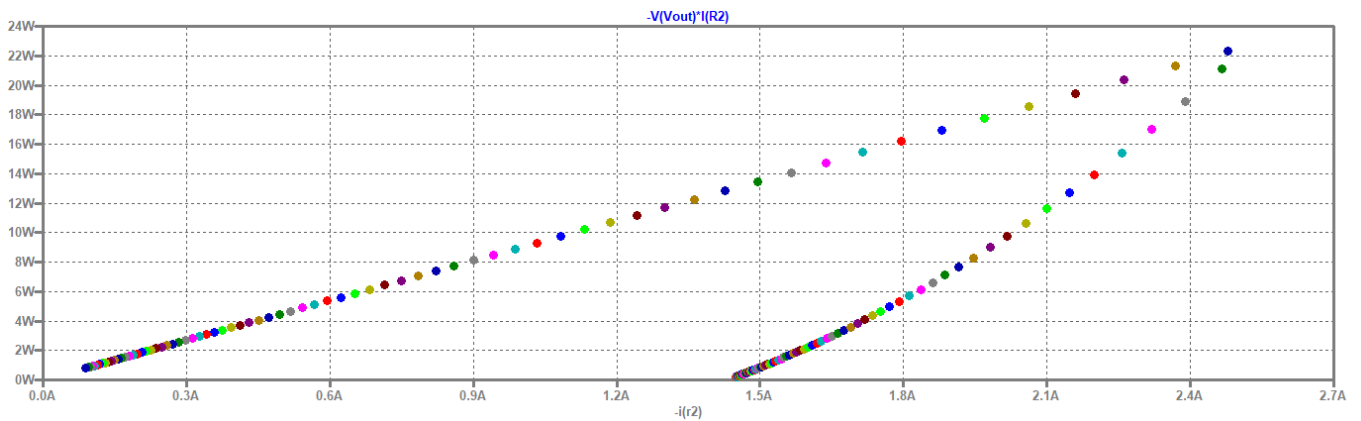


Figura 43: Potencia sobre la carga para valores de R_L entre 0.1Ω y 100Ω .

2.9. Conclusiones