

# Índice

<b>1. Objetivos - Parámetros del diseño</b>	<b>2</b>
<b>2. Diseño del sistema</b>	<b>2</b>
2.1. Circuito de control . . . . .	3
2.2. Pre-regulador . . . . .	3
2.3. Generador . . . . .	4
2.4. Detector . . . . .	5
2.5. Amplificador de error . . . . .	6
2.6. Protección . . . . .	7
2.7. Disipación de potencia . . . . .	8
2.8. Ganancia de lazo - Compensación . . . . .	10
<b>3. Implementación - Resultados</b>	<b>11</b>
3.1. Característica $V_O(I_O)$ . . . . .	11
3.2. Rendimiento . . . . .	11
3.3. Impedancia de salida - $Z_{OUT}$ . . . . .	12
3.4. PSRR - Power Supply Rejection Ratio . . . . .	15
<b>4. Diseño de PCB - Consideraciones</b>	<b>16</b>
4.1. Placa fuente . . . . .	16
4.2. Placa de banco de pruebas . . . . .	16

## 1. Objetivos - Parámetros del diseño

En el presente trabajo de laboratorio se realiza el diseño y análisis básico del funcionamiento de una fuente regulada de tensión, que cumple con las siguientes especificaciones:

Rango de tensión de salida	$I_{O_{MAX}}$
$4V \leq V_O \leq 10V$	1,5A

El diseño se implementará en un PCB siguiendo determinadas consideraciones, y se realizará otro PCB adicional como banco de pruebas.

## 2. Diseño del sistema

Para implementar el diseño en cuestión, se propone un circuito de regulación serie, el cual puede modelarse con el siguiente esquema.

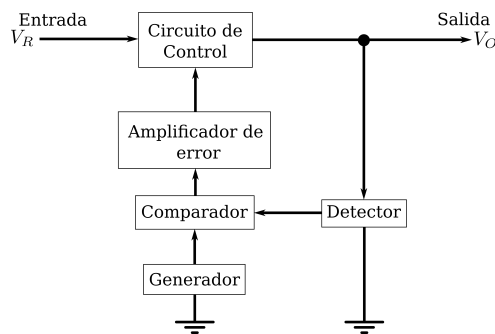


Figura 1: Diagrama en bloques de un regulador serie

La característica de 'serie' refiere a que el elemento de control se encuentra en serie a la carga  $R_L$ . En base a dicho esquema, se propone el siguiente circuito.

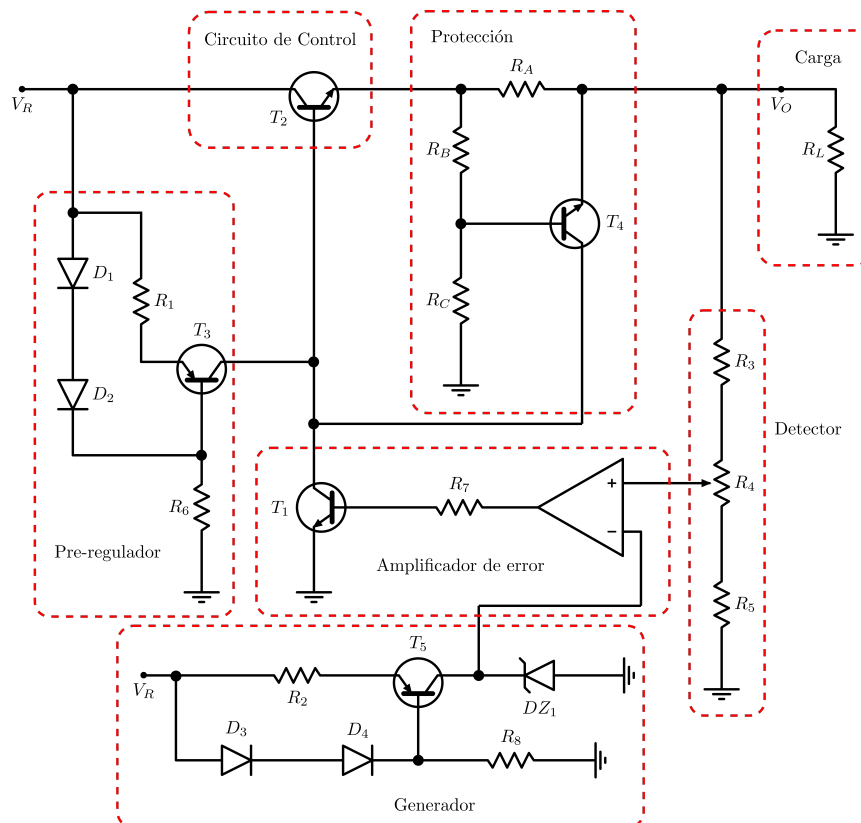


Figura 2: Circuito regulador serie propuesto

La característica de regulación se basa en un lazo de realimentación negativa entre la salida, el detector, el amplificador de error y el circuito de control. Si se supone que por un momento el valor de  $V_O$  aumenta, en consecuencia el valor a la salida del detector también aumenta. Dado que la tensión provista por el generador es constante, la diferencia entre la tensión a la salida del detector y el generador aumentará, por lo que la tensión a la salida del operacional también. Al ocurrir esto, el transistor  $T_1$  conducirá más corriente entre colector y emisor. Dado que la corriente provista por el pre-regulador con  $T_3$  es constante (como se tratará posteriormente), lo que sucede entonces es que se le quita corriente a la base del transistor  $T_2$ . En consecuencia, éste conduce menos corriente, por lo que la carga  $R_L$  recibe menos corriente, reestableciendo el valor de  $V_O$ .

Cada bloque por separado se trata en las subsecciones siguientes.

## 2.1. Circuito de control

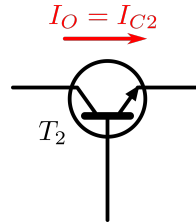


Figura 3: Circuito de control

El circuito de control, en este caso "serie", regula la intensidad de corriente que circula hacia la carga  $R_L$  (a través de los otros bloques) de acuerdo al valor de dicha carga. El control es realizado de manera tal que el valor de  $V_O$  seteado se mantenga, como se explicó anteriormente. Sabiendo que la  $I_O$  máxima en regulación es de 1,5A, se elige un transistor adecuado que en primera instancia pueda conducir dicha corriente, y luego verificar que la potencia máxima que vaya a disipar esté dentro de la dada por el fabricante.

Para dar un cierto margen a la corriente y poder alcanzar el valor de  $I_O$  máxima sin problemas se elige  $T_2 = TIP112$ , cuya máxima corriente de emisor es de 2A. En la sección de cálculo de disipador se detalla el análisis de la potencia a disipar y la elección del disipador en caso de necesitarlo.

## 2.2. Pre-regulador

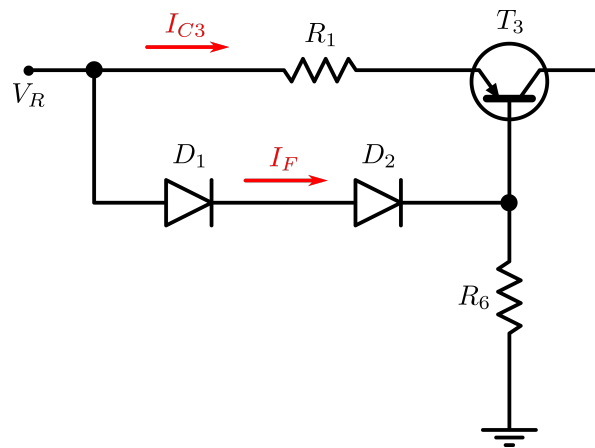


Figura 4: Circuito de pre-regulador

Se considera un margen para la corriente máxima, tomando  $I_O = 1,6A$ . Siendo  $\beta_{2MIN} = 500$  (en DC), se calcula la corriente que se le debe proveer a la base de  $T_2$  en el peor caso:

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_{2MIN}} = \frac{I_O}{\beta_{2MIN}} = 3,2mA$$

Entonces  $I_{C3}$  será la  $I_{B2}$  máxima. Dado que no hay requerimientos particulares para  $T_3$ , por simplicidad en la selección de componentes se utilizó  $T_3 = BC327$ , cuyo  $\beta_{3MIN} = 100$  por lo que podremos luego despreciar la corriente de base para los cálculos. Planteando la malla comprendida por  $R_1$ ,  $BE_3$  y los diodos  $D_1$  y  $D_2$ , se despeja el valor de  $R_1$ :

$$2V_D - V_{BE3ON} - I_{C3}R_1 = 0$$

En la ecuación anterior se observa que la corriente  $I_{C3}$  resulta independiente de las variaciones de la entrada  $V_R$ . Se toma  $V_D = V_{BEON} = 0,7V$ . Como sólo se requiere que  $D_1$  y  $D_2$  estén correctamente polarizados para dar las caídas de tensión  $V_D$  consideradas, y no disiparán una potencia apreciable, se elijen  $D_1 = D_2 = 1N4148$  por simplicidad. Entonces:

$$\frac{2V_D - V_{BE3ON}}{I_{C3}} = R_1 = 218,75\Omega$$

Como se tomó una  $I_O$  máxima mayor a la nominal para tener un margen, se normaliza sin problemas  $R_1$  hacia arriba, entonces:

$$R_1(N) = 220\Omega$$

Tomando una corriente de polarización en directa para los diodos de  $I_F = 5mA$ , se tiene (despreciando la corriente de base de  $T_3$ ):

$$V_R - 2V_D - I_F R_6 = 0 \quad (1)$$

Para definir la mínima  $V_R$ , se considera el caso donde el circuito entrega la máxima corriente para la máxima  $V_O$ , de manera tal que los transistores sigan funcionando en modo activo. Para ello se plantea:

$$V_R > V_{O_{MAX}} + I_{O_{MAX}} R_A + V_{BE2ON} + V_{CE3SAT} + V_D$$

Siendo de las hojas de datos de los transistores  $V_{BE2ON} = 1,8V$  y  $V_{CE3SAT} = 0,7V$ , con  $V_D = 0,7V$ . Como se verá en el diseño de la protección,  $R_A$  tendrá un valor del orden de  $1\Omega$ , por lo que entonces se tiene:

$$V_R > 10V + 1,5V + 1,8V + 0,7 + 0,7V = 14,7V$$

Definiendo entonces una  $V_R = 15V$ . De la ecuación (1) podemos despejar ahora el valor de  $R_6$ :

$$\frac{V_R - 2V_D}{I_F} = R_6 = 2,72K\Omega \Rightarrow R_6(N) = 2,7K\Omega$$

### 2.3. Generador

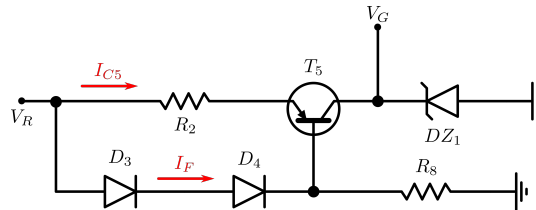


Figura 5: Circuito del generador

Realizando un plano similar al pre-regulador, se seleccionan  $D_3 = D_4 = 1N4148$ . Se fija una corriente  $I_{C5}$ , de manera que el diodo zener reciba una corriente constante, y por ende la  $V_Z$  no sufra variaciones importantes. Para no requerir una entrada  $V_R$  más grande, se utilizó un diodo zener de baja tensión de regulación, en este caso  $V_Z = 2,7V$ , donde el  $DZ_1 = 1N5223$ . Con la ecuación de malla:

$$2V_D - V_{BE5ON} - I_{C5}R_2 = 0$$

Para el zener, de la hoja de datos del fabricante, se tiene que  $I_{ZK} = 0,25mA$ . Se supone una corriente de polarización inversa de  $I_R = 5mA$  (de manera tal que sea mayor a la mínima  $I_{ZK}$  mencionada), que será aproximadamente igual a  $I_{C5}$ . Se despeja entonces  $R_2$  de la ecuación anterior y con la corriente impuesta se calcula su valor:

$$\frac{2V_D - V_{BE5ON}}{I_{C5}} = R_2 = 140\Omega \Rightarrow R_2(N) = 120\Omega$$

Dado que el circuito es similar al del pre-regulador, se utilizó por simplicidad el mismo transistor PNP, es decir que  $T_5 = BC327$ .

Con el mismo criterio, se supone una  $I_F = 5mA$ , de manera tal que obtenemos para  $R_8$  el mismo valor que  $R_6$ , entonces  $R_8(N) = 2,7K\Omega$ .

## 2.4. Detector

Analizando el circuito por realimentación negativa, se pueden identificar los bloques de 'amplificador', 'realimentador' y 'generador':

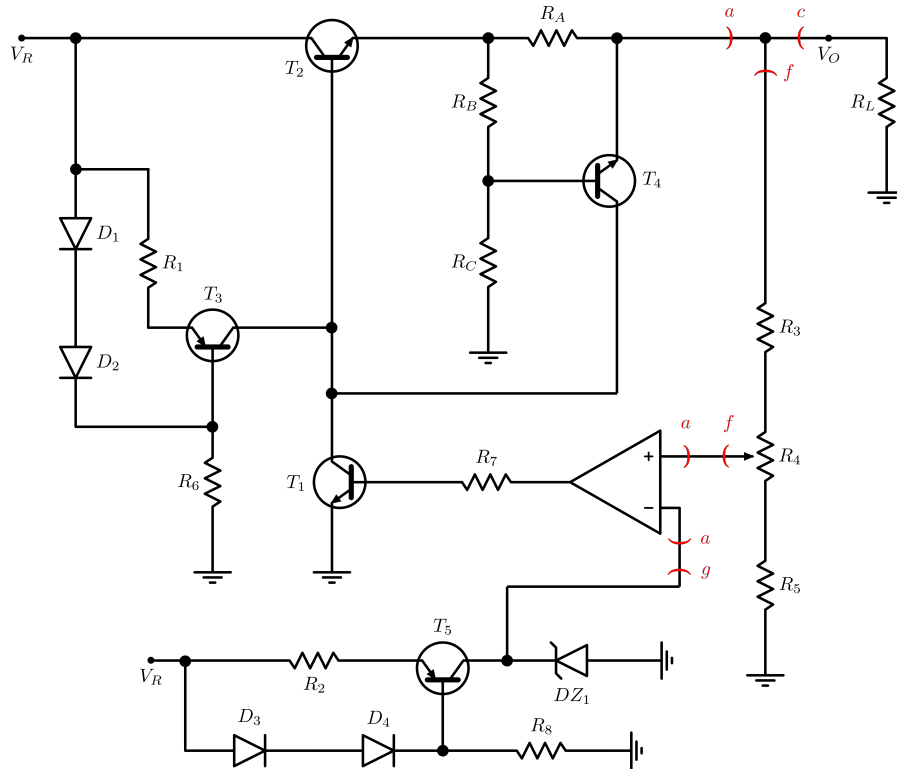


Figura 6: Análisis por realimentación negativa

A la salida se muestrea tensión y a la entrada se suma tensión, por lo que el parámetro estabilizado resulta:

$$PE = \frac{V_O}{V_G} = \frac{1}{f} \cdot \frac{|T|}{1 + |T|}$$

Donde  $|T| = |a \cdot f|$ . Asumiendo que  $|T|$  es lo suficientemente grande:

$$\frac{V_O}{V_G} \approx \frac{1}{f}$$

Por lo que hallando  $f$  tendremos la relación entre la tensión de salida en función de la del generador, que es la  $V_Z$ .

$$f = \frac{\text{Magnitud que sumo}}{\text{Magnitud que muestreo}} \Big|_{\text{Parámetro común a la entrada} = 0}$$

Para hallar  $f$  planteamos el cuadripolo correspondiente:

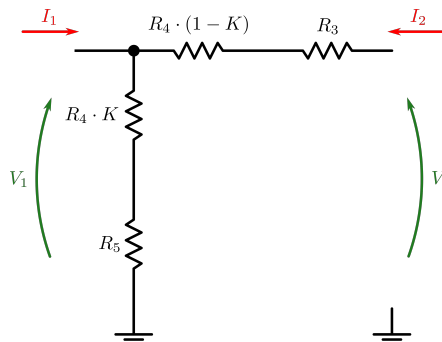


Figura 7: Modelo del cuadripolo  $f$

Dado que  $R_4$  es un potenciómetro, se la representa en dos partes ( $0 \leq K \leq 1$ ). Entonces se tiene:

$$f = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_1=0} = \frac{R_4 \cdot K + R_5}{R_3 + R_4 + R_5}$$

Según  $K$  valga 0 o 1, tendremos  $V_O$  máxima o mínima:

$$\begin{cases} V_{O_{MIN}} = V_G \cdot \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_4 + R_5} \\ V_{O_{MAX}} = V_G \cdot \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_5} \end{cases}$$

Para el diseño, mediante correcciones con simulación y prueba en protoboard, se tomó un margen más amplio para  $V_O$  respecto del nominal. Se utilizó entonces como resultado de dichas pruebas un rango  $3,9V \leq V_O \leq 10,4V$ . Dividiendo ambas ecuaciones se puede despejar  $R_5$  en función de  $R_4$ , resultando:

$$R_5 = \frac{3}{5} \cdot R_4$$

Tomando un potenciómetro nominal, se define  $R_4(N) = 10K\Omega$ , por lo que resulta  $R_5 = 6K\Omega$ . Normalizando, se tiene:

$$R_5(N) = 12K\Omega // 12K\Omega$$

De la segunda ecuación se despeja  $R_3$ , obteniendo:

$$\left( \frac{V_{O_{MAX}}}{V_G} \right) R_5 - R_5 - R_4 = R_3 \implies R_3 = 7,11K\Omega$$

Normalizando se tiene que:

$$R_3(N) = 6,8K\Omega + 330\Omega$$

## 2.5. Amplificador de error

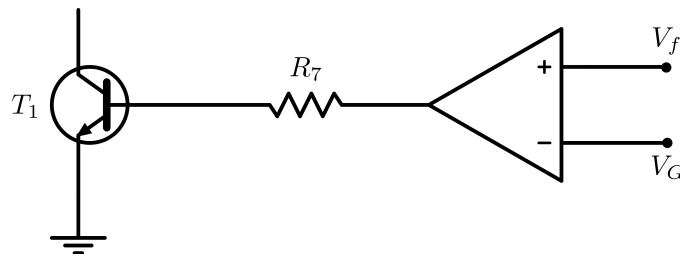


Figura 8: Circuito del amplificador de error

El amplificador de error se compone del operacional más el transistor  $T_1$ . Dado que a la entrada de la fuente sólo se dispone de una sola tensión  $V_R$  positiva, se debió utilizar un operacional que pueda funcionar con fuente simple. Además, su ganancia a lazo abierto debe ser grande para que la ganancia de lazo  $|T|$  sea grande, y valga la suposición realizada anteriormente para el diseño del detector. También el ancho de banda del operacional no debe ser muy grande, para reducir la posibilidad de tener oscilaciones a la salida del circuito (esto último se trata en la sección de ganancia de lazo y su compensación).

En base a esto, el operacional seleccionado es el LM358.

El transistor  $T_1$  cumple la función de realizar la inversión para que la realimentación resulte negativa (conectando al operacional como no inversor). Por otra parte, al estar configurado como emisor común, aumenta más la ganancia de lazo.

El transistor seleccionado finalmente fue  $T_1 = BC548C$ . Dado su alto valor de  $\beta$  no exige corriente a la salida del operacional.

La resistencia  $R_7$  se añadió para que el operacional entregue una tensión mayor a la  $V_{BE1_{ON}}$ , de manera tal que se encuentre con un cierto margen por encima de los 0V, dado que se lo alimentó con fuente simple. Se determinó un valor adecuado para ella mediante la simulación, de manera tal que el circuito funcionara correctamente, resultando:

$$R_7(N) = 100K\Omega$$

## 2.6. Protección

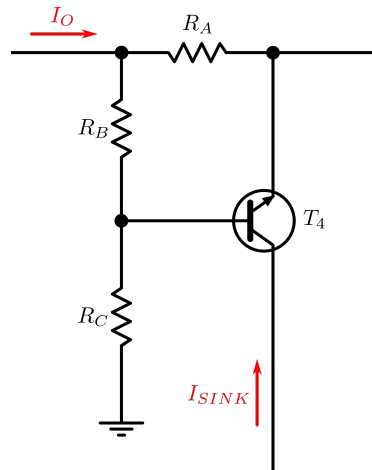


Figura 9: Circuito de la protección Foldback

La protección utilizada se denomina Foldback. Mientras la  $R_L$  sea mayor a la mínima en regulación, la tensión  $V_{BE4} < V_{BE4ON}$ , por lo que  $T_4$  no se enciende y la protección no incide en el circuito. Cuando se disminuye la carga  $R_L$  por debajo de la mínima que puede conectarse en regulación, el lazo de realimentación se abre y el transistor  $T_4$  comienza a conducir, tomando parte de la corriente que va a la base de  $T_2$  (dado que  $I_{PRE-REG}$  es constante) que es la indicada como  $I_{SINK}$ , y la tensión y corrientes de salida pasan a estar determinados por una expresión lineal, donde a medida que la  $V_O$  disminuye, la  $I_O$  también lo hace. De esta manera, veremos que la  $I_{OCC} < I_{OMAX}$ .

Para observar esto, se plantea la malla que contiene a  $V_{BE4ON}$ :

$$(V_O + I_O \cdot R_A) \cdot \frac{R_B}{R_B + R_C} + V_{BE4ON} = I_O R_A$$

Como no se requiere amplificar corriente sino que el objetivo es sensar  $I_O$  y derivar corriente de la base de  $T_2$ , se elige  $T_4 = BC337$ , cuyo  $\beta_{MIN} = 100$  (se tiene entonces que  $V_{BE4ON} = 0,7V$ ). Para simplificar la notación, llamamos  $\alpha = \frac{R_B}{R_B + R_C}$ . Despejando  $I_O$  resulta:

$$I_O = \frac{V_O \cdot \alpha + V_{BE4ON}}{R_A(1 - \alpha)} \quad (2)$$

EL gráfico característico resultante es el siguiente:

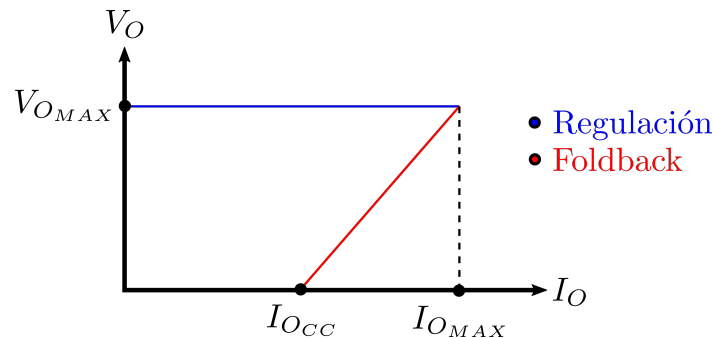


Figura 10: Característica de salida ideal con protección Foldback

Como la función de  $R_A$  es únicamente sensar la corriente de salida  $I_O$ , no debe ser muy grande para no perder demasiada potencia en ella. Teniendo en cuenta que:

$$R_{LMIN}|_{REG} = \frac{V_{OMAX}}{I_{OMAX}} \Big|_{REG} = 6,4\Omega \quad (3)$$

Un criterio adecuado para seleccionar  $R_A$  es que sea 10 veces menor a la  $R_L$  mínima en regulación. Pero como puede observarse de la ecuación (3), al estar definidos  $V_{OMAX}$  e  $I_{OMAX}$  en regulación, queda formada una relación

de compromiso entre  $\alpha$  y  $R_A$ , que también en consecuencia definirá la  $I_{OCC}$ , y por ende el punto donde la potencia disipada en  $T_2$  sea máxima (esto último se tratará en la sección siguiente). Si de la ecuación (3) despejamos  $\alpha$ :

$$\alpha = \frac{I_O \cdot R_A - 0,7V}{V_O + I_O \cdot R_A} \quad (4)$$

De la ecuación (4) vemos que, en referencia a lo mencionado anteriormente, si se reemplaza por  $V_{O_{MAX}}$  e  $I_{O_{MAX}}$ ,  $R_A$  no puede valer cualquier cosa sino que tendrá un valor mínimo, tal que  $\alpha > 0$  (porque es un cociente de un divisor resistivo).

Seleccionando  $R_A = 1\Omega$ , con la  $I_{O_{MAX}} = 1,6A$  que se dio de margen previamente, se tiene que la potencia máxima que debe disipar  $R_A$  es  $R_A \cdot I_{O_{MAX}}^2 = 2,56W$ . Por lo que normalizando se tiene:

$$R_A(N) = 1\Omega - 3W$$

Reemplazando  $V_{O_{MAX}}$ ,  $I_{O_{MAX}}$  y  $R_A(N)$  en la ecuación (4) se obtiene:

$$\frac{R_A \cdot I_{O_{MAX}} - 0,7V}{V_{O_{MAX}} + R_A \cdot I_{O_{MAX}}} = \alpha = 0,076$$

Teniendo  $\alpha$ , se seleccionan en forma simple  $R_B$  y  $R_C$  para el divisor resistivo, de forma tal que:

$$R_B(N) = 1K\Omega \quad R_C(N) = 12K\Omega$$

Con el valor de  $\alpha$  calculado, si  $V_O = 0V$ , la  $I_O$  resultante es la de cortocircuito:

$$I_{OCC} = 0,76A$$

## 2.7. Disipación de potencia

Teniendo ya el circuito con los componentes seleccionados, resta definir la potencia máxima que disipará  $T_2$  y si requiere o no un disipador. En general, la potencia que disipa el transistor  $T_2$  está dada por:

$$P_D(T_2) = V_{CE2} \cdot I_O = (V_R - V_O - R_A \cdot I_O) \cdot I_O \quad (5)$$

A medida que se disminuye  $R_L$  desde el infinito hasta la mínima de regulación, la  $V_O$  se mantiene constante y la  $I_O$  aumenta, por lo que la  $P_{D_{T_2}}$  va en aumento en forma monótona. Cuando la  $R_L < R_{L_{MIN}}$ , se sale de la regulación y se entra en la recta de foldback. Mientras se sigue disminuyendo  $R_L$ , la  $V_O$  comienza a disminuir por lo que la  $V_{CE2}$  aumenta; pero a su vez la  $I_O$  disminuye. Si se reemplaza la expresión de  $I_O$  de la ecuación (2) de foldback, en la expresión de potencia disipada (5):

$$P_D(T_2) = \left( V_R - V_O - R_A \cdot \frac{V_O \cdot \alpha + 0,7V}{R_A(1 - \alpha)} \right) \cdot \frac{V_O \cdot \alpha + 0,7V}{R_A(1 - \alpha)}$$

Queda entonces la  $P_D(T_2)$  como una función cuadrática de  $V_O$ , con concavidad hacia abajo. Esto quiere decir que la potencia máxima se encuentra en la  $V_O$  del vértice de la parábola. En una ecuación cuadrática general:

$$ax^2 + bx + c \Rightarrow x_v = -\frac{b}{2a}$$

Si se hace la distributiva de los términos de la expresión de  $P_D(T_2)$  y se los agrupa adecuadamente para tener el formato anterior con los coeficientes  $a$ ,  $b$ , y  $c$ , se puede obtener la  $V_{O_v}$  (donde estará el máximo de la  $P_D(T_2)$ ):

$$V_O \Big|_{PD_{MAX}} = \frac{V_R \cdot \alpha \cdot (1 - \alpha) - 0,7V \cdot (1 + \alpha)}{2\alpha} = 1,97V$$

Reemplazando en la expresión de  $I_O$  de la ecuación (2), se obtiene:

$$I_O \Big|_{PD_{MAX}} = 0,92A \Rightarrow P_D(T_2) \Big|_{MAX} = 11,14W$$

Como la potencia máxima total que admite disipar el TIP112 es de 50W, no hay inconveniente en utilizarlo. Con esta información calculamos ahora la potencia máxima sin disipador que soporta el transistor. De la hoja de datos del fabricante se tiene que:

$$T_j = 150^\circ C \quad R_{\theta ja} = 62,5 \left( \frac{^\circ C}{W} \right) \quad R_{\theta jc} = 2,5 \left( \frac{^\circ C}{W} \right)$$

$$\begin{cases} R_{\theta ja} : \text{Resistencia térmica entre juntura y ambiente} \\ R_{\theta jc} : \text{Resistencia térmica entre juntura y carcasa del transistor} \end{cases}$$



Suponiendo una  $T_a = 25^\circ C$ , se tiene:

$$P_D(T_2) \Big|_{S/D} = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta_{ja}}} = 2W$$

La potencia que se requiere disipar (11,14W) es entonces mayor a la máxima sin disipador, por lo tanto se necesita incorporarle uno. Con disipador, se tiene:

$$P_D(T_2) \Big|_{C/D} = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cd}} + R_{\theta_{da}}}$$

$$\begin{cases} R_{\theta_{cd}} : \text{Resistencia térmica entre carcasa del transistor y disipador} \\ R_{\theta_{da}} : \text{Resistencia térmica entre disipador y el ambiente} \end{cases}$$

Utilizando pasta térmica, la  $R_{\theta_{cd}} \approx 1(^\circ C/W)$ , y la  $R_{\theta_{da}}$  máxima es la que se quiere averiguar para seleccionar el modelo de disipador a usar. Despejándola de la ecuación anterior:

$$R_{\theta_{da}} = \frac{T_j - T_a}{P_D(T_2)} - R_{\theta_{jc}} - R_{\theta_{cd}} = 7,45 \left( \frac{^\circ C}{W} \right)$$

Se necesita entonces un disipador cuya  $R_{\theta_{da}}$  sea menor a la obtenida. Un disipador sencillo que cumple esta característica con margen es el ZD9, cuya  $R_{\theta_{da}} = 3,8(^\circ C/W)$ , por lo que se le incorporó dicho disipador a  $T_2$ .



Figura 11: Disipador ZD9 comercial

## 2.8. Ganancia de lazo - Compensación

Utilizando LTSpice, se simula la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo, con el script provisto por la cátedra. El objetivo es verificar que se tenga un margen de fase y de amplitud adecuados para disminuir la posibilidad de oscilación de la fuente. En caso de no tenerlo, quiere decir que habrá alguna frecuencia para la cual la ganancia del lazo es mayor o igual a 1 cuando la fase cruza por los  $\pm 180^\circ$  (criterio de Barkhausen para que se mantenga un oscilador). En ese caso se agregarán capacitores para compensarla, haciendo que se atenúe más con la frecuencia, evitando que se cumpla el criterio en cuestión. Simulando el circuito original sin compensación con  $R_L = \infty$  se obtiene:

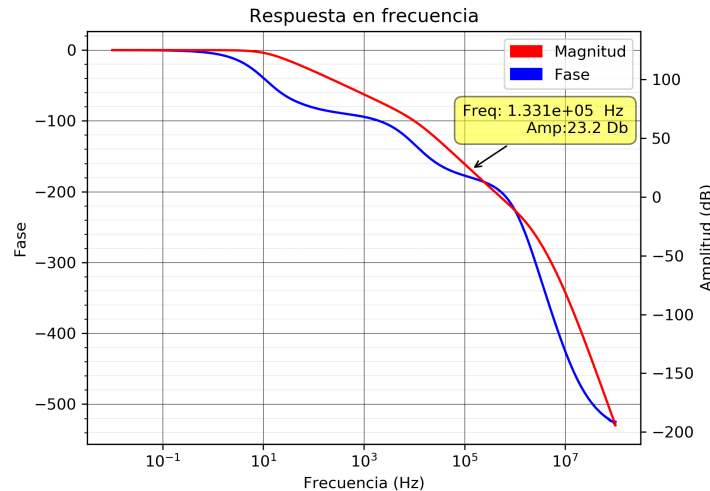


Figura 12: Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo sin compensar

Como se indica en la respuesta obtenida, para cuando la fase cruza los  $-180^\circ$  la ganancia es de  $21\text{ dB}$ , que está por encima de los  $0\text{ dB}$ . Por lo tanto, hay altas probabilidades de que el circuito oscile sin carga. Como la oscilación ocurre a alta frecuencia, se observaría la oscilación montada sobre la tensión  $V_O$  en DC esperada (según el valor del potenciómetro  $R_4$ ). Con un voltímetro, no es posible observar esto dado que el valor medido es el valor medio, que sería la  $V_O$  en DC esperada.

Para compensar esto, se colocó un capacitor de  $1\mu\text{F}$  entre la entrada no inversora del operacional y el colector del transistor  $T_1$  del amplificador de error, más un capacitor de  $10\mu\text{F}$  a la salida del circuito (es decir en  $V_O$ ), simulando en LTSpice para verificar que se realice la compensación.

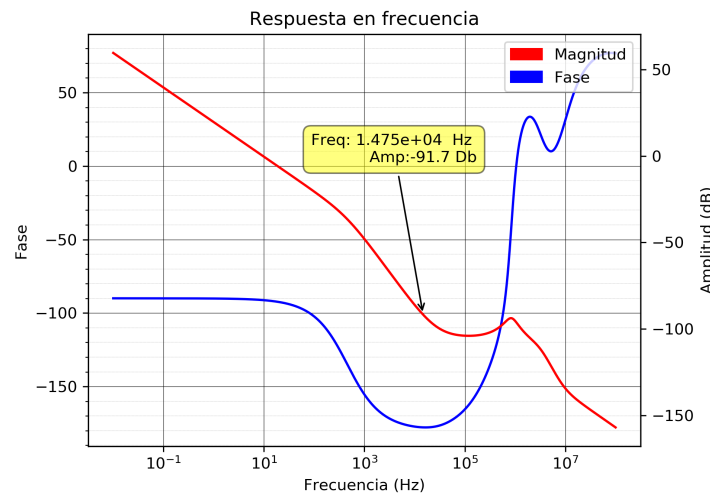


Figura 13: Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo compensada

La respuesta en frecuencia resultante efectivamente logra cumplir con el objetivo de tener un margen de fase y de amplitud apropiados, disminuyendo la probabilidad de tener oscilaciones en la implementación real.

### 3. Implementación - Resultados

#### 3.1. Característica $V_O(I_O)$

Utilizando el banco de pruebas, se registraron pares de valores  $V_O - I_O$  para trazar la curva característica  $V_O(I_O)$ . Los valores tomados se muestran en la siguiente tabla.

RL	VO	IO
$\infty$	10,09V	0A
28,3 $\Omega$	10V	0,37A
13,6 $\Omega$	9,95V	0,77A
8,5 $\Omega$	9,7V	1,21A
6,5 $\Omega$	9,56V	1,55A
5,3 $\Omega$	5,63V	1,2A
3,9 $\Omega$	3,24V	1A
0 $\Omega$ (CC)	0V	0,76A

Cuadro 1: Valores de  $V_O(I_O)$  experimentales

Con dichos valores, se compara ahora la característica obtenida experimentalmente con la teórica y la simulada.

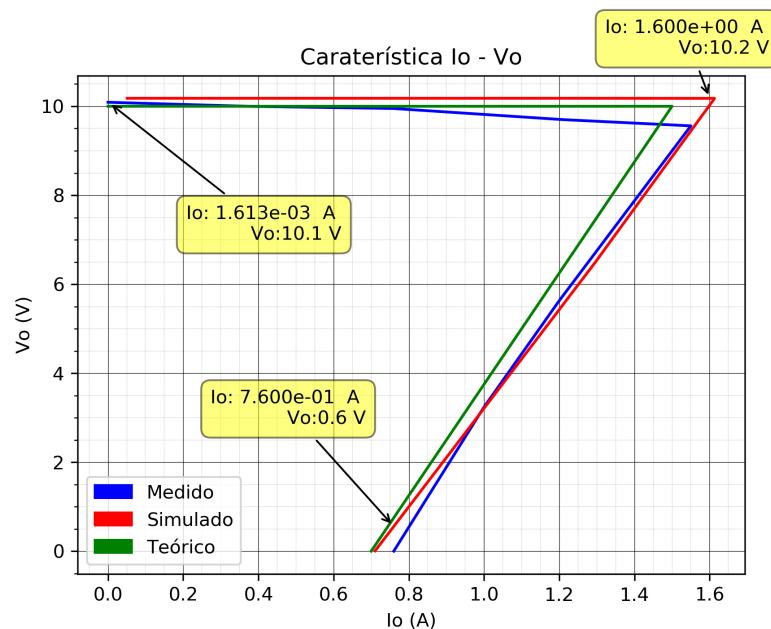


Figura 14: Características de salida comparadas

#### 3.2. Rendimiento

Definimos el rendimiento de la fuente como la relación entre la máxima tensión de salida  $V_O$  y la mínima tensión de entrada  $V_R$ , en porcentaje. Es decir:

$$\eta\% = \frac{V_O}{V_R} \cdot 100$$

Se calcula entonces el rendimiento con los valores de  $V_O$  e  $I_O$  teóricos, simulados y experimentales a carga mínima en regulación. Se considera como valor de  $V_O$  teórico máximo 10,2V (es decir, incluyendo el margen), teniendo entonces:

$$V_{R_{MIN}} = V_{O_{MAX}} + R_A \cdot I_{O_{MAX}} + V_{BE2_{ON}} + V_{CE3_{SAT}} + V_{R_1}$$

$$V_{R_{MIN}} = 10,2V + 1,6V + 1,4V + 0,7V + 0,7V = 14,8V$$

El valor de  $V_O$  simulado fue de 10,18V con una  $V_{R_{MIN}} = 14V$ . Esta tensión menor se debe a que en la simulación las tensiones  $V_{BE}$  resultan un poco menores a las teóricas asumidas, pero en suma logran bajar un poco el valor de  $V_{R_{MIN}}$ . En el siguiente cuadro se plasman los rendimientos obtenidos en cada caso.

	Teórico	Simulado	Experimental
$\eta\%$	68 %	72.7 %	67.3 %

Cuadro 2: Valores de rendimiento obtenidos

### 3.3. Impedancia de salida - $Z_{OUT}$

Si la impedancia de salida fuera 0, en el caso de carga  $R_{L_{MIN}}$  la  $V_O$  debería ser la misma que para  $R_L = \infty$ . Como dicha impedancia no es nula, se puede medir un  $\Delta V_O$  entre ambos casos de carga. De esta forma, se puede estimar un valor para la  $Z_{OUT}$  (que será pequeño) mediante:

$$Z_{OUT} \approx \frac{\Delta V_O}{I_{O_{MAX}}}$$

La característica de tensión real en general puede modelarse como se muestra a continuación.

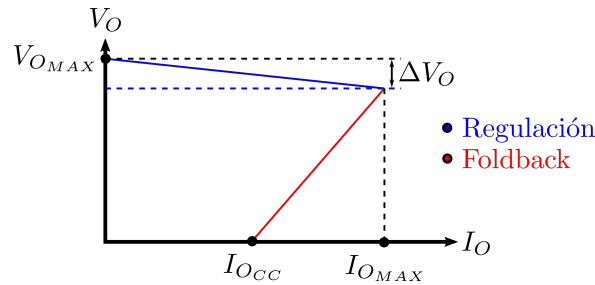


Figura 15: Característica de salida real con protección Foldback

En el caso experimental, como dicha pendiente puede cambiar en el trayecto desde 0A hasta  $I_{O_{MAX}}$ , se tomo de referencia el caso con carga  $R_L = \infty$  y un caso intermedio, donde pudiera medirse más claramente una  $V_O$  diferente al primer caso, para obtener un estimador de  $Z_{OUT}$ . Dichos valores tomados se indican en el siguiente cuadro, obteniendo un estimador de  $Z_{OUT}$  experimental comparado con el simulado. Para hallar un valor de  $Z_{OUT}$  teórico en forma cuantitativa, se calculará en forma aproximada la ganancia de lazo  $|a \cdot f|$ , en el caso analizado con  $V_{O_{MAX}}$ . Para dicho caso se tiene por un lado:

$$f = \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5} = 0,3$$

Para el cálculo de  $a$ , primero se debe reemplazar al cuadripolo  $f$  por las impedancias vistas de ambos lados. Tomando en cuenta que el caso es con  $V_{O_{MAX}}$ , entonces  $K = 0$ :

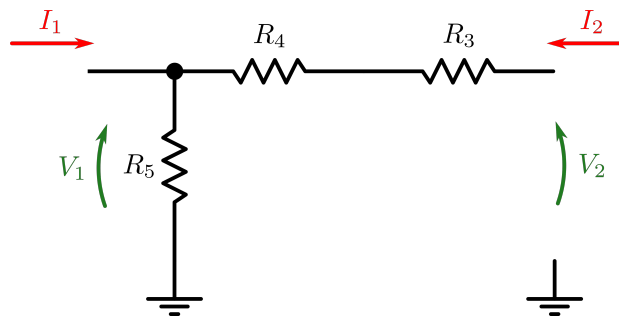


Figura 16: Cuadripolo del realimentador -  $K = 0$

La impedancia vista desde la entrada con el parámetro común a la salida pasivado:

$$R_1^* = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} = (R_3 + R_4) // R_5 = 4,4K\Omega$$

La impedancia vista desde la salida con el parámetro común a la entrada pasivado:

$$R_2^* = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = R_3 + R_4 + R_5 = 23,1 K\Omega$$

Como paso siguiente, para reemplazar al operacional por el modelo utilizado, se toman de la hoja de datos del fabricante los siguientes datos:

$$R_i = 10 M\Omega$$

$$R_o = 300\Omega$$

$$A_{VOL} = 70000$$

Para el generador de tensión con el zener, se lo modelará como una fuente ideal sin resistencia de salida, dado que como se conecta a la entrada del operacional quedaría en serie a su  $R_i$  que es muy alta, por lo que no incidirá significativamente en el análisis cuantitativo.

El pre-regulador se puede modelar como una fuente de corriente constante con su resistencia de salida en paralelo. Al pasivarla, sólo queda dicha resistencia. Al ser una fuente de  $mA$ , dicha resistencia estará en el orden de los  $K\Omega$ , por lo que a efectos de este análisis para simplificar los cálculos del modelo de  $a$  no se la tendrá en cuenta. Para modelar a los transistores se utiliza el modelo híbrido, cuyos parámetros son:

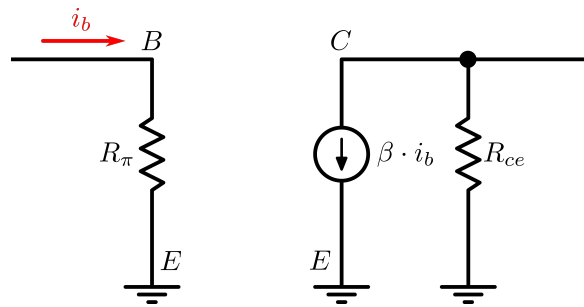


Figura 17: Modelo híbrido del transistor

Donde sus parámetros resistivos:

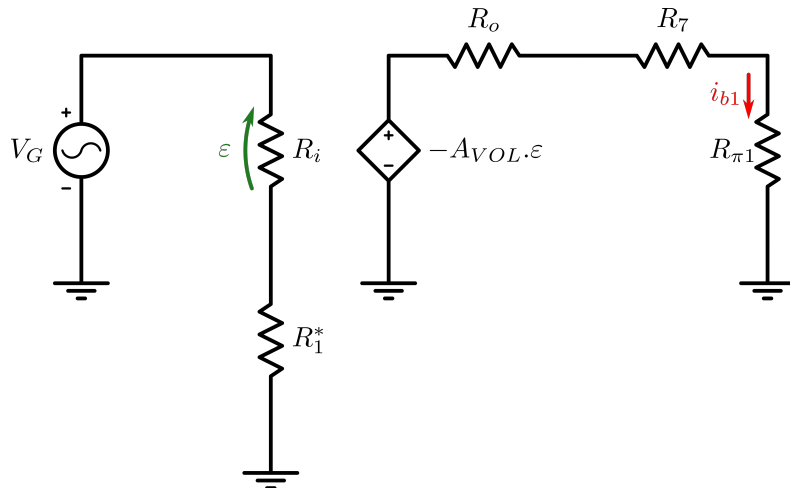
$$R_\pi \approx (\beta + 1) \cdot \frac{V_T}{I_{CQ}} \quad R_{ce} \approx \frac{V_A}{I_{CQ}}$$

Siendo  $V_A$  la tensión de Early, cuyo valor exacto se desconoce, por lo que se tomará como caso desfavorable un valor bajo:  $V_A = 60V$ , sólo a efectos de poder luego realizar los cálculos. La  $V_T$  es la tensión térmica, que a temperatura ambiente vale aproximadamente  $26mV$ .

Con el mismo criterio adoptado para el pre-regulador, se desprecia la resistencia  $R_{ce1}$  a efectos de simplificación. No así la resistencia  $R_{ce2}$ , ya que es la correspondiente al transistor de paso. Su valor será bajo dado que la corriente del caso analizado es de  $\approx 0,5A$ .

Para el caso en cuestión se tiene entonces que  $R_{ce2} \approx 120\Omega$ . Por otro lado, sabiendo que en DC en este caso la  $I_{CQ2} = 0,5A$ , con  $\beta_{2MIN}$  se tiene que  $I_{BQ2} = 1mA$ , por lo que entonces  $I_{CQ1} = I_{CQ3} - I_{BQ2} = 2,2mA$ . Sabiendo de la hoja de datos del fabricante que en pequeña señal  $\beta_1 = 450$ , se calcula  $R_{\pi1} = 5,3K\Omega$ . Para el transistor  $T_2$ , la ganancia en AC a pequeña señal es de  $\beta_{2MIN} = 25$ .

Con estas consideraciones, se plantea el modelo del nuevo amplificador básico.



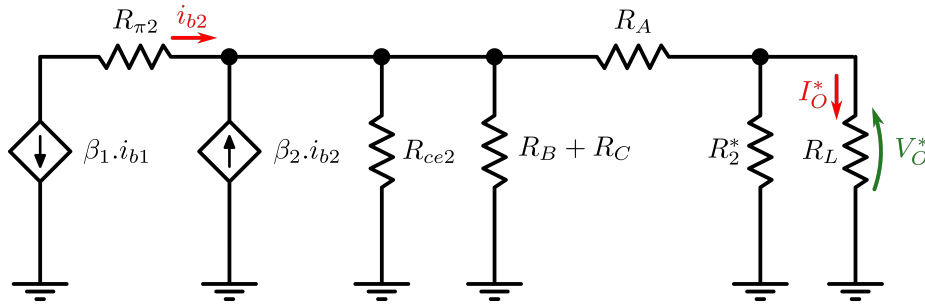


Figura 18: Nuevo amplificador básico

Se puede observar que el valor de  $a$  dependerá del punto de polarización, que varará según la corriente de salida pedida a la fuente. Es decir que la  $Z_{OUT}$  no tiene un valor constante en toda la característica  $V_O - I_O$  en regulación. Como la idea es realizar luego un análisis cuantitativo para comparar con las  $Z_{OUT}$  simuladas y medidas, se dejará la expresión simbólica y luego se calculará una numérica para el caso considerado de 0,5A.

Donde se tiene que  $a = \frac{V_O^*}{I_O^*}$ . Partiendo de la salida:

$$V_O^* = I_O^* \cdot R_L$$

$I_O^*$  se puede pensar como un divisor de corriente:

$$I_O^* = I_A \cdot \frac{R_2^*}{R_2^* + R_L}$$

La  $I_A$  se puede tratar también como un divisor de corriente más grande entre  $[R_{ce2} // (R_B + R_C)]$  y  $[R_A + (R_2^* // R_L)]$ :

$$I_A = i_{b2} \cdot (\beta_2 + 1) \cdot \frac{R_{ce2} // (R_B + R_C)}{R_{ce2} // (R_B + R_C) + R_A + (R_2^* // R_L)}$$

Además se tiene que  $i_{b2} = -\beta_1 \cdot i_{b1}$ . De la malla de salida del operacional se tiene  $i_{b1}$ :

$$i_{b1} = \frac{-A_{VOL} \cdot \varepsilon}{R_o + R_7 + R_{\pi 1}}$$

Y finalmente  $\varepsilon$  se calcula como un divisor de tensión:

$$\varepsilon = V_G \cdot \frac{R_i}{R_i + R_1^*}$$

Reemplazando las expresiones una dentro de otra se obtiene finalmente  $a$ :

$$a \simeq R_L \cdot \left( \frac{R_2^*}{R_2^* + R_L} \right) \cdot \left( \frac{(\beta_2 + 1) \cdot [R_{ce2} // (R_B + R_C)]}{[R_{ce2} // (R_B + R_C)] + R_A + (R_2^* // R_L)} \right) \cdot \beta_1 \cdot \left( \frac{A_{VOL}}{R_o + R_7 + R_{\pi 1}} \right) \cdot \left( \frac{R_i}{R_i + R_1^*} \right)$$

Para hallar la  $Z_{Oa}$ , se pasiva el generador de entrada y se busca la resistencia que ve un generador ideal a la salida:

$$Z_{Oa} \simeq (R_{ce2} // (R_B + R_C)) + R_A + (R_2^* + R_L)$$

Dado que se muestrea tensión, se tiene un nodo común, por lo que la  $Z_O$  será:

$$Z_O = \frac{Z_{Oa}}{1 + |a \cdot f|}$$

Sabiendo que  $Z_O = Z_{OUT} // R_L$ , se despeja la impedancia buscada:

$$Z_{OUT} = \frac{R_L \cdot Z_O}{R_L - Z_O}$$

Para el caso analizado con  $I_O = 0,5$ , la  $R_L = 20\Omega$ . Formalmente, si se desarrolla la expresión de  $Z_{OUT}$  se observaría que no depende de  $R_L$ , pero como se busca un análisis cuantitativo no se realizará dicho despeje. Para el caso en cuestión, se tiene reemplazando por los valores calculados anteriormente:

$$Z_{OUT} = 0,004\Omega$$

Se comparan los valores teórico, simulado y experimental en el siguiente cuadro.

	Teórico	Simulado	Experimental
$\Delta V_O$	–	$2mV$	$10,09V - 9,95V = 0,14V$
$I_O$	$0,5A$	$1,61A$	$0,77A - 0A = 0,77A$
$Z_O$	$0,004\Omega$	$0,0012\Omega$	$0,2\Omega$

Cuadro 3: Valores de  $Z_O$  obtenidos

### 3.4. PSRR - Power Supply Rejection Ratio

La relación de rechazo del ripple de la entrada en la salida se la define como:

$$PSRR = 20 \cdot \log \left( \frac{\Delta V_R}{\Delta V_O} \right)$$

Para la simulación y la experimental, se toma el  $\Delta V_O$  para carga mínima y sin carga, obteniendo los siguientes resultados.

		Simulado	Experimental
$R_L = \infty$	$\Delta V_R$	$2V$	$213mV$
	$\Delta V_O$	$0,013V$	$80mV$
	PSRR	$44dB$	$8.5dB$
$R_{LMIN}$	$\Delta V_R$	$2V$	$3,19V$
	$\Delta V_O$	$0,04V$	$1,69V$
	PSRR	$34dB$	$5.52dB$

Cuadro 4: Valores de PSRR

En el caso de la simulación da un valor más grande dado que la fuente utilizada es una senoidal que varía  $15V$  y  $17V$  ideal, es decir que no cae su valor al disminuir la carga  $R_L$ , por lo que el valor obtenido es más preciso. En el caso experimental, se utilizó una fuente de  $15V$  de DC con ripple, pero cuyo valor nominal disminuye al cargarla y exigirle corrientes altas, lo que modifica los puntos de polarización en forma considerable. En cualquier caso, tanto el simulado como el medido coinciden en que el PSRR empeora al exigir corriente.

## 4. Diseño de PCB - Consideraciones

Al momento de realizar la implementación en PCB, como es una placa de potencia, se tienen en cuenta ciertas cuestiones en relación al ruteo y espacio de componentes.

### 4.1. Placa fuente

Para implementar la fuente, teniendo en cuenta los requerimientos de espacio y potencia:

- Dado que el transistor lleva un disipador, se lo colocó cerca de uno de los bordes, de manera tal que el disipador quede hacia afuera.
- Para la alimentación y salida, se utilizaron conectores polarizados,
- Se incluyeron soportes tipo tameco en las esquinas para mantener el PCB en pie.

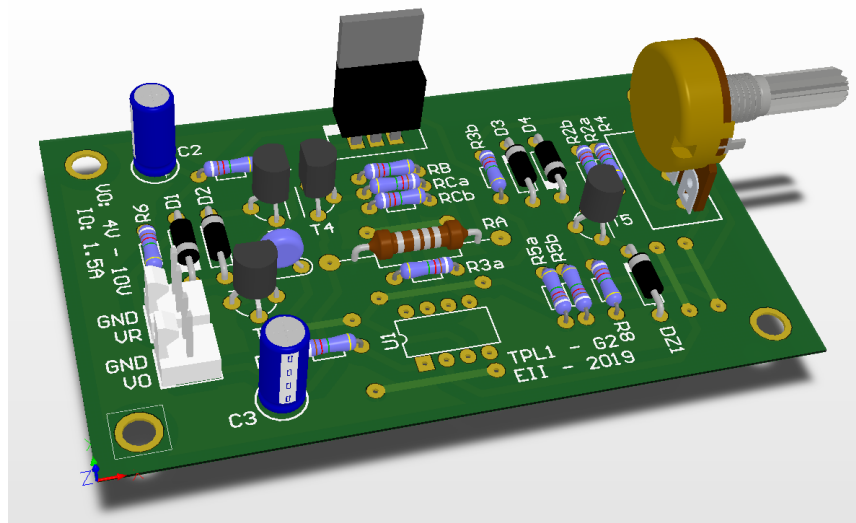


Figura 19: Modelo 3D del PCB de la fuente

### 4.2. Placa de banco de pruebas

Para poder realizar mediciones con carga  $R_L$  sobre la curva de foldback, se implementó una placa como banco de pruebas con resistencias de potencia de 15Ω, 10Ω, 1Ω y 0,47Ω. De esta manera se logra tener cargas resistivas puras, evitando utilizar un reóstato debido a la gran inductancia que posee.

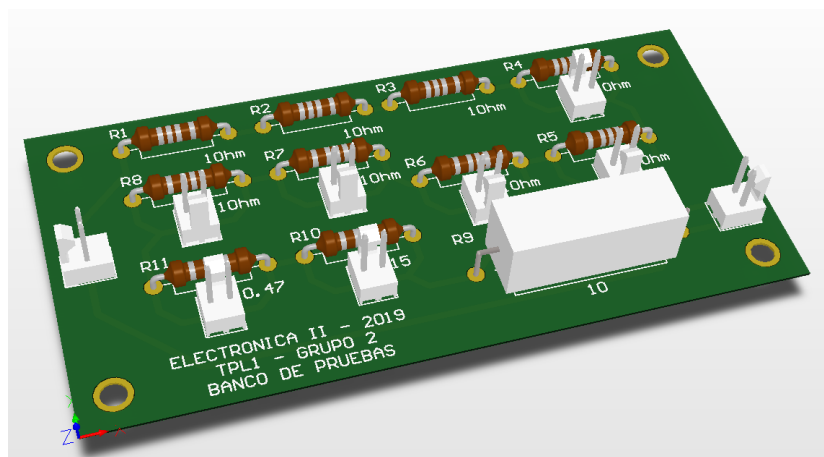


Figura 20: Modelo 3D del PCB del banco de pruebas