

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.12 ELECTRÓNICA II

Trabajo de laboratorio 1

Fuente regulada de tensión

Grupo 4

BUALÓ, Santiago Andrés	57557
LAGUINGE, Juan Martín	57430
MARTORELL, Ariel Antonio	56209
PARRA, Rocío	57669

Profesores

HIRCHOREN, Gustavo Abraham
PETRUCCI, Javier David

Presentado: 23/04/2019

Índice

1. Introducción	2
2. Diseño de la fuente regulada de tensión	3
2.1. Generador y detector	3
2.2. Circuito de control: par Darlington	3
2.2.1. Elección de T_2	4
2.2.2. Elección de T_1	4
2.3. Amplificador de error	5
2.4. Pre-regulador: fuente de corriente	5
2.5. Compensación de ganancia	6
3. Análisis de la protección	6
4. Compensación de ganancia	8
5. Cálculo del disipador	9
5.1. Introducción	9
5.1.1. Fundamento matemático	9
5.2. Elección del disipador	9
5.2.1. Cálculo de Potencia máxima disipada	9
5.2.2. Elección del disipador	10
6. Característica de salida	10
7. Power supply rejection ratio (PSRR)	11
8. otra sección	13

1. Introducción

En el presente informe, se diseñará una fuente regulada de tensión, realizando un análisis teórico de su funcionamiento, simulando el mismo en LtSpice y finalmente verificando que esto se cumpla con mediciones en el circuito real.

Los requerimientos para el diseño son:

V_O [V]	$I_{O\ MAX}$ [A]
$9 < V_O < 15$	1.5

Tabla 1: Requerimientos de la fuente regulada de tensión a diseñar.

Como la tensión de salida no necesita llegar a 0V en regulación, se decidió utilizar la configuración no inversora vista en clase (donde la tensión de salida siempre es mayor a la de referencia).

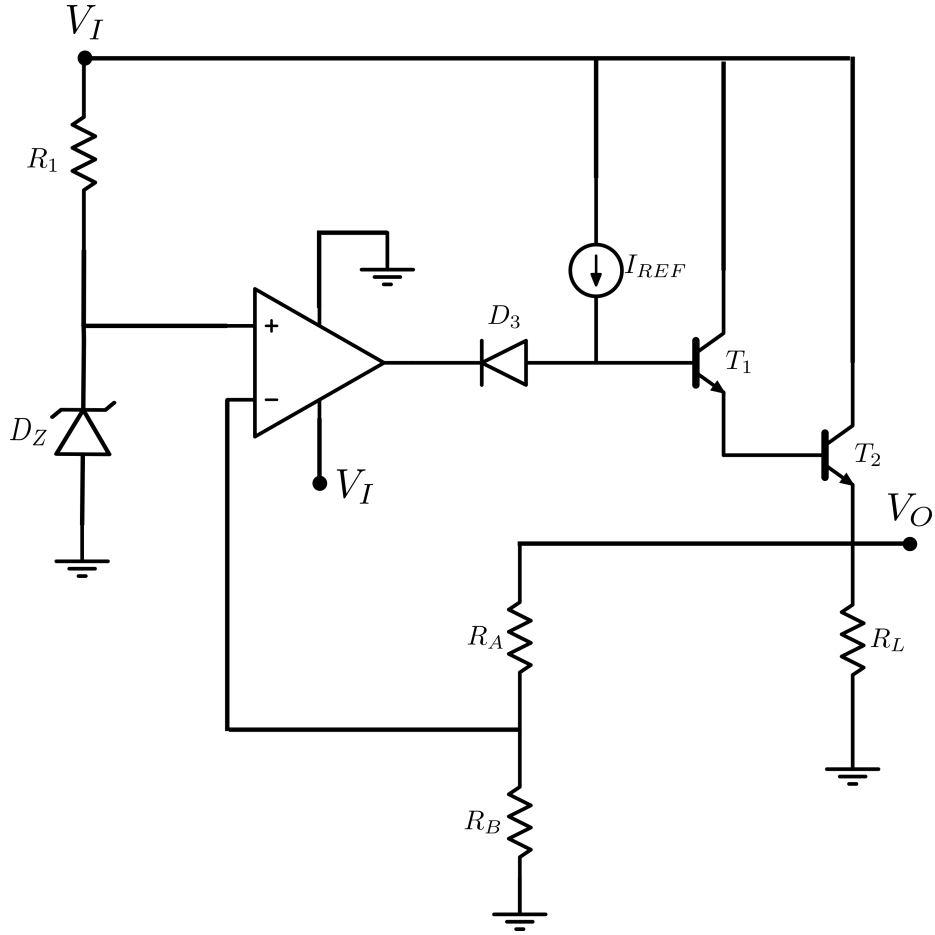


Figura 1: Diseño básico de la fuente regulada de tensión

2. Diseño de la fuente regulada de tensión

El circuito básico del que se partió (como se observa en la figura 1) obtiene la tensión de referencia a partir de un diodo Zener, que es comparada mediante un opamp con un divisor resistivo de la tensión de salida. Despreciando la corriente que entra al operacional, la salida se obtiene como:

$$V_O = \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \cdot V_Z \quad (1)$$

De esta manera, cambiando el valor de R_A se puede variar la tensión de salida.

La realimentación se completa con el par Darlington y la fuente de corriente. El par funciona como transistor de paso, aportando la diferencia de tensión necesaria para que V_O sea la de regulación. La realimentación del circuito hace que el opamp consuma la corriente suficiente como para que a la base de T_1 llegue la justa y necesaria para que la salida se mantenga en regulación. El diodo D_1 impide que el opamp entregue corriente, con lo cual la corriente máxima de salida se tiene cuando la totalidad de la entregada por la fuente va al transistor.

2.1. Generador y detector

Para obtener el rango establecido en la tabla 1, se decidió utilizar un diodo Zener con tensión nominal de 8.2V, de forma tal que con $R_B = 47k\Omega$ y utilizando un preset de $50k\Omega$ como R_A , se puede llegar a los valores de V_O requeridos. Si bien el valor exacto de los componentes no es particularmente relevante en el circuito, se eligieron en este orden de magnitud con el objetivo de que circule por ellos una corriente relativamente pequeña (de alrededor de $V_Z/R_B \simeq 0.17mA$), sin introducir el ruido que una resistencia del orden de los megaohms provocaría.

En cuanto a R_1 , la presencia de la misma tiene el único propósito de llevar al Zener a regulación. De acuerdo a la hoja de datos de este componente¹, para que esto ocurra, la corriente debe ser mayor a $I_{ZK} = 0.5mA$, con valor nominal de $I_{ZT} = 20mA$, con su límite superior dado por la potencia de 0.5W que se puede disipar (si bien se trabajó órdenes de magnitud por debajo de este límite, para que el diodo no caliente). En nuestro circuito, esta corriente está dada por:

$$I_Z = \frac{V_I - V_Z}{R_1}$$

Por lo tanto, sus mínimos y máximos coincidirán con los de la tensión de entrada. Se consideró que la tensión mínima de entrada es $V_{I\ MIN} = V_{O\ MIN} + 1.5V = 10.5V$, y la máxima, $V_{I\ MAX} = V_{O\ MAX} + 5V = 20V$ (sobredimensionando en ambos casos). Se eligió entonces $R_1 = 560\Omega$, con lo cual se obtiene $I_{Z\ MIN} = 4.1mA$ e $I_{Z\ MAX} = 21.1mA$.

2.2. Circuito de control: par Darlington

Se decidió utilizar dos transistores para el Darlington, en lugar de un integrado, para tener más control sobre el diseño del mismo. Por ejemplo, la mayoría de los pares Darlington del pañol de la universidad poseen resistencias entre la base y el emisor de T_2 , y lo mismo para T_1 . Sin embargo, con los transistores elegidos (como se verá a continuación), estas resistencias no ayudan a llevar los β a un punto mejor, y por lo tanto se decidió obviarlas.

A la hora de elegir T_1 y T_2 , la principal consideración que se tuvo es que pudieran soportar holgadamente la corriente máxima. En segundo lugar, se tuvo en cuenta los rangos de β aportados

¹ <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/1N5221B-D.PDF>, consultada 18/04/19.

por el fabricante, buscando el mayor mínimo y la menor dispersión posible. Por último, se consideró también el precio de cada componente listado en el pañol de la universidad.

2.2.1. Elección de T_2

Para T_2 , sabemos que debe soportar toda la corriente de salida. Como debemos asegurar que se llegue por lo menos a 1.5A, y este valor dependerá considerablemente de los β , se descargaron modelos que sólo garantizan correcto funcionamiento hasta 2A o menos. Dejando de lado también los que están diseñados para más de 15A (los cuales suben mucho de precio y pierden demasiado β , y sabemos que no trabajaremos con corrientes tan elevadas), quedaron los modelos listados en la tabla 2.

Modelo	$I_{C\ MAX}$ (A)	β_{MIN} (veces)	β_{MAX} (veces)	Precio (USD)
TIP31C	3	10	50	0.26
TIP41A	6	15	75	0.28
TIP3055	15	20	70	0.43

Tabla 2: Características de los modelos considerados para T_2

Se observa en dicha tabla el TIP41A posee un β un 50% mayor y el doble de corriente, por sólo dos centavos de dólar más. Si bien en este circuito 3A son suficientes, puesto que el TIP41A está diseñado para trabajar con corrientes muy superiores a las que necesitamos, mantiene para $I_O = 2A$ su valor de β casi sin caída, lo cual no ocurre con el TIP31C. En cuanto al TIP3055, la corriente que soporta es innecesariamente alta, y el β es de similares características al del TIP41A. Como su precio es considerablemente superior al de los otros transistores sin mejoras considerables respecto del TIP41A, se descartó. Se utilizó pues el 41A. Por lo discutido en cuanto a las características de su β en las corrientes que utilizaremos, se decidió no agregar resistencias al par Darlington.

2.2.2. Elección de T_1

Si sobredimensionamos la corriente máxima de salida un 10% (puesto que debemos asegurar que se llegue a 1.5A, y por lo tanto diseñar para llegar a más), el otro transistor debe soportar una corriente máxima de:

$$I_{T_1\ MAX} = \frac{I_{T_2\ MAX}}{\beta_{T_2\ MIN}} \leq \frac{1.65A}{15} = 110mA$$

Nótese que incluso considerando 2A se obtienen valores inferiores a 200mA, y sólo con 1.5A se obtiene 100mA, con lo cual podemos decir con confianza que $I_{T_1\ MAX}$ debe ser superior a 100mA. Descartando los que soportan más de 1A, quedan sólo el 2N3904 y el BC337. Si bien este último cuesta un poco más del doble (0.10USD contra 0.04USD), se eligió este modelo de todas maneras por los siguientes motivos:

- Ambos tienen el mismo β mínimo, pero el máximo del BC337 es el doble de grande.
- Con $I_C = 100mA$, el β del 2N3904 se reduce un 70%, mientras que la curva del BC337 se encuentra en su máximo en este punto.
- El BC está diseñado específicamente para amplificación, y el 2N es de uso general.

2.3. Amplificador de error

En esta fuente regulada, el amplificador de error consiste en un opamp, que compara (resta) la tensión de referencia, generada por el Zener, con una fracción de la de salida. A la salida del operacional se tendrá la tensión necesaria para minimizar el error.

Este operacional debe contar con la posibilidad de ser alimentado con $0 - V_{CC}$, en lugar de $\pm V_{CC}$, puesto que se lo alimentará con la tensión de entrada. Debido a limitaciones en la disponibilidad de componentes en el pañol, la única opción disponible que cumplía con nuestros requisitos fue el LM358. Sin embargo, esto no implica que no sea adecuado para la aplicación que le daremos: con 100dB de PSRR, y 100dB también de ganancia, se adapta perfectamente al uso que le daremos, en el cual la alimentación no será necesariamente estable (pues es la entrada) y se requiere la mayor ganancia posible. A su vez, el fabricante asegura que este integrado puede sinkear más de 10mA, con lo cual será capaz de aceptar toda la corriente de referencia sin quemarse.

2.4. Pre-regulador: fuente de corriente

La fuente de corriente que se utilizó se observa en la figura 2. El funcionamiento de la misma es el siguiente: la resistencia R_5 permite que se polaricen los diodos en directa, generando en la base de T_3 una tensión de $V_{B_3} = V_I - 2V_D \simeq V_{in} - 1.4V$. Luego, cuando el transistor esté correctamente polarizado (lo cual dependerá de la diferencia entre V_I y V_O), en la resistencia R_6 caerá una tensión de $V_{R_6} = V_I - V_{E_3} = V_I - (V_{B_3} + V_{BE_3}) = V_I - (V_I - 2V_D + V_{BE_3}) = V_D$ si consideramos $V_{BE_3} = V_D$.

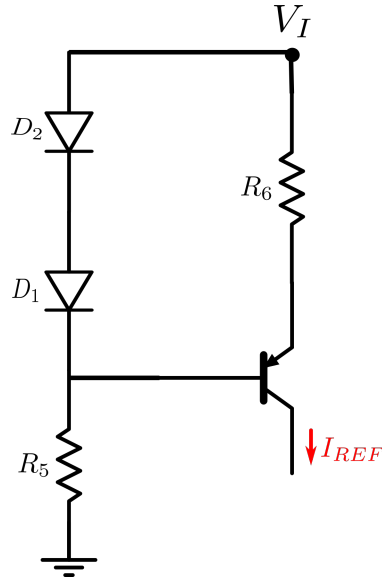


Figura 2: Fuente de corriente utilizada en el regulador de tensión

Por lo tanto, como la corriente de salida es aproximadamente igual a la de R_6 (despreciando I_{B_3}), se obtiene:

$$I_{REF} = \frac{0.7V}{R_6} \quad (2)$$

Si sobredimensionamos la corriente máxima un 10% (considerando las aproximaciones que se

hicieron, posibles diferencias en las V_D y V_{BE} con los 0.7V teóricos, etc), se obtiene:

$$I_{REF} = \frac{1.1 \cdot I_{O\ MAX}}{\beta_{MIN\ 1} \cdot \beta_{MIN\ 2}} = \frac{1.1 \cdot 1.5A}{100 \cdot 15} = 1.1mA$$

Por lo tanto, se eligieron los componentes:

- $R_5 = 10k\Omega$, con lo cual los diodos se polarizan con una corriente de entre 0.96mA y 1.86mA (dado que la hoja del 1N4148 recomienda 1mA si se quiere 0.7V).
- $R_6 = 642\Omega$ ($560\ \Omega$ en serie con 82Ω), con lo cual se tiene $I_{O\ MAX} \simeq 1.6355A$, que es lo más cercano que se pudo llegar, con valores comerciales, a los 1.65A que se propuso.
- $T_3 = BC557$, un transistor PNP de uso general, que era el más barato (la mitad que el siguiente más barato) y con mayor disponibilidad del pañol de la universidad, y con $I_C = 100mA$ y $V_{CE} = 45V$ es más que suficiente para este uso.

2.5. Compensación de ganancia

Si bien el comportamiento del circuito que más nos interesa es en continua, las múltiples capacidades de juntura y el lazo de realimentación provocan que la respuesta en frecuencia de este circuito no sea constante. Por lo tanto, surge la necesidad de garantizar que para ninguna frecuencia se cumpla el criterio de Barkhausen, es decir:

$$\begin{cases} |T(f)| = 1 \\ \angle T(f) = 180^\circ \end{cases}$$

Una forma de garantizar que esto no ocurra es forzar la existencia de un polo en bajas frecuencias, de forma tal que se llegue a 0dB para frecuencias bajas y controlando que ese salto no sea en simultáneo con una fase cercana a 180° para que el sistema no oscile

Se procuró lograr esto insertando un capacitor entre la salida del amplificador de error y la realimentación, de forma tal que en altas frecuencias (cuando el capacitor es un cable) la señal se vea atenuada. Al simular con un capacitor de 10nF, se obtuvieron los márgenes observados en la tabla

3. Análisis de la protección

Se decidió utilizar una protección foldback dado que esta evita el pasarnos de la corriente de salida máxima establecida, $I_{o\ máx} = 1.5A$ y nos limita la cantidad de potencia a disipar por una menor a la dada por una protección lineal reduciendo costos. Al agregar la protección foldback nos quedamos con el siguiente circuito:

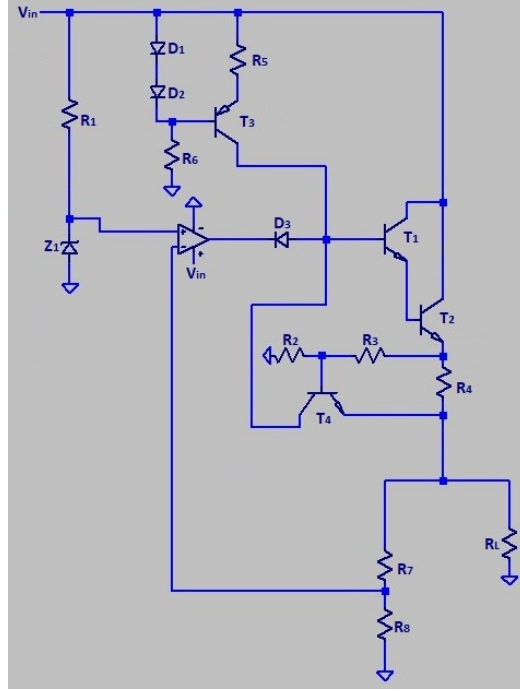


Figura 3: Circuito con protección

De la figura 3 podemos observar que la protección va a tener los siguientes parámetros:

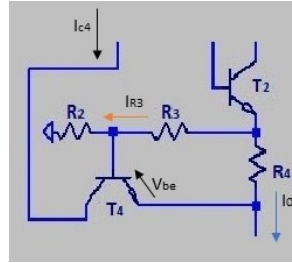


Figura 4: Análisis del circuito

De la figura 4 al recorrer la malla marcada obtenemos la siguiente ecuación:

$$(I_o - I_{e4})R_4 = V_{be} + \frac{V_0 + (I_o - I_{e4})R_4}{R_2 + R_3}R_3$$

Dado que la corriente I_{e4} es la corriente que viene de la fuente de corriente y debido a que la corriente I_o es dado por $\beta_1\beta_2$ podemos despreciar la corriente I_{e4} dando como resultado la siguiente ecuación:

$$I_o R_4 = V_{be} + \frac{V_0 + I_o R_4}{R_2 + R_3}R_3$$

Para la elección de los componentes se fijaron los componentes R_3 y R_4 de forma tal que el componente R_2 se elige a partir del siguiente despeje:

$$R_2 = \frac{(V_o + I_O R_4) R_3}{I_0 R_4 - V_{be}} - R_3$$

Se despejo el valor de R_2 utilizando las siguientes condiciones:

Elemento	Valor
R_4	0.6Ω
R_3	$1 k\Omega$
V_o	$9 V$
I_0	$1,58 A$

Dando como resultado que $R_2 = 396112 \Omega$ donde asumiendo la posibilidad de un error del 8 % se eligió a I_0 como el valor dado por 3 así como el valor de V_o fue elegido para mantener la máxima corriente requerida incluso para el valor más chico de V_o . Finalmente, con la simulación generada en LTSpice se vario ligeramente el valor para tener el resultado querido, dando como valor final a $R_2 = 39 k\Omega$. Al realizar la comprobación empírica para obtener lo querido se tuvo que cambiar $R_3 = 1,5 k\Omega$ dando como resultado final los siguientes valores para los componentes:

Elemento	Valor
R_4	0.6Ω
R_3	$1,5 k\Omega$
R_2	$39 k\Omega$

4. Compensación de ganancia

Si bien el comportamiento del circuito que más nos interesa es en continua, las múltiples capacidades de juntura y el lazo de realimentación provocan que la respuesta en frecuencia de este circuito no sea constante. Por lo tanto, surge la necesidad de garantizar que para ninguna frecuencia se cumpla el criterio de Barkhausen, es decir:

$$\begin{cases} |T(f)| = 1 \\ \angle T(f) = 180^\circ \end{cases}$$

Una forma de garantizar que esto no ocurra es forzar la existencia de un polo en bajas frecuencias, de forma tal que se llegue a 0dB para frecuencias bajas y controlando que ese salto no sea en simultáneo con una fase cercana a 180° para que el sistema no oscile

Se procuró lograr esto insertando un capacitor entre la salida del amplificador de error y la realimentación, de forma tal que en altas frecuencias (cuando el capacitor es un cable) la señal se vea atenuada. Al simular con un capacitor de 10nF, se obtuvieron los márgenes observados en la tabla 3.

Margen de amplitud (dB)	12.9
Margen de fase (°)	90

Tabla 3: Márgenes de ganancia y amplitud con C=10nF

5. Cálculo del disipador

5.1. Introducción

Cuando uno o varios componentes electrónicos de un circuito por cuestiones de diseño deben disipar mucha potencia (traducida en calor al exterior), generalmente dichos dispositivos no son capaces de hacerlo sin llegar a la propia falla y/o romperse. Es por esto que para estos casos se utilizan los llamados disipadores térmicos. Estos disipadores son piezas generalmente metálicas que utilizando las leyes de la termodinámicas son capaces de extraerle calor al componente y liberarlo al ambiente. Existen disipadores de varias formas, tamaños y materiales.

5.1.1. Fundamento matemático

Gracias a la física, es posible establecer una analogía entre la ley de Ohm para corrientes y la propagación térmica del calor en los distintos materiales, de manera tal como podemos observar en la tabla siguiente:

Ley de Ohm	Propagación térmica
Intensidad de corriente (I)	Calor (W)
Tensión (V)	Temperatura (T)
Resistencia (R)	Resistencia Térmica (R)
$V = I \cdot R$	$T = W \cdot R$

Tabla 4: Analogía térmica-ley de Ohm.

Siendo el calor expresado en Watts, la temperatura expresada en °C, y la resistencia térmica expresada en °C/W.

La resistencia térmica, al igual que la resistencia para la ley de Ohm, es inherente a cada material en sí, de manera tal de que por ejemplo un aislante térmico posee alta resistencia térmica, y un conductor térmico perfecto posee baja resistencia térmica.

5.2. Elección del disipador

5.2.1. Cálculo de Potencia máxima disipada

Correspondiente al análisis que se hizo del circuito en puntos anteriores, el transistor de nuestro circuito que mayor potencia va a disipar es el transistor T_2 , correspondiente al par dárlington, el cual por diseño va a tener que soportar una corriente cercana de aproximadamente 1.5 A. Para hallar la potencia máxima que este transistor disipa, primero debemos saber en qué condiciones va a hacerlo. Para ello, sabiendo que:

$$\begin{cases} P_{DT_2} = [V_i - V_0(i_0)] \cdot i_o & \text{siendo la potencia que disipa el transistor } T_2 \text{ (1)} \\ i_0 R_4 = (V_0 + i_0 R_4) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} + 0.7 & \text{ecuación de FoldBack (2)} \end{cases}$$

Debemos de despejar V_0 de la ecuación de foldback, insertarla en la ecuación de la potencia del transistor T2 y derivarla respecto a i_0 para hallar su máximo.

Haciendo las cuentas pertinentes, notamos que la mayor disipación de potencia en el transistor T_2 ocurre cuando se pone la fuente en corto, es decir cuando $i_0 = 1.5 A$. Sobredimensionando $V_i = 22 V$, reemplazando los valores en la ecuación (1) obtenemos una potencia $P_{T_2} = 22.88 W$.

5.2.2. Elección del disipador

Una vez conocida la potencia máxima disipada, podemos aplicar la ley de propagación térmica vista previamente para así calcular cuál es la resistencia térmica que debe tener el transistor. La ecuación pertinente se puede observar a continuación:

$$T_{m\acute{a}x} = T_a + P_{max}(\sum R_{\theta i})$$

Donde T_{max} es la temperatura máxima a la cual el componente puede operar, T_A es la temperatura ambiente a la cual está expuesto el dispositivo, P_{max} es la potencia máxima, y R_θ es la resistencia térmica (de lo/s componentes que correspondan).

Sabemos por la hoja de datos que el transistor TIP 41 posee una resistencia térmica juntura-ambiente es de un valor $R_{\theta ja} = 50 \frac{^{\circ}C}{W}$. Sabiendo además que la T_{max} de operación del transistor es de $150^{\circ}C$, y suponiendo una $T_A = 24^{\circ}C$, la temperatura del dispositivo se expresa según la ecuación de arriba como $T = 24 + 24 * 50 = 1224^{\circ}$ donde claramente es evidente el uso de un disipador para poder funcionar.

Procedemos entonces a calcular cuánto debe valer la resistencia térmica de todo el conjunto para que el transistor no se queme. Para ello, despejamos R_θ de la ecuación de arriba, de manera tal de que, reemplazando, obtenemos:

$$\sum R_\theta = \frac{T_{max}-T_A}{P_{max}} = 5.25 \frac{^{\circ}C}{W}$$

Ahora, con el acoplado del disipador, la R_θ total, está compuesta por la resistencia juntura-carcasa del transistor; y las resistencias carcasa-sink, sink-ambiente del disipador. Por la hoja de datos del transistor, sabemos que la resistencia juntura-carcasa es de un valor $R_{\theta jc} = 1.67 \frac{^{\circ}C}{W}$ como máximo, ergo debemos buscar un disipador cuyas $R_{\theta cs} + R_{\theta sa} \leq 3.847 \frac{^{\circ}C}{W}$.

Existen disipadores de varios tamaños, formas y materiales distintos, por lo que para elegir el correcto, comparamos las resistencias de dichos disipadores para así poder elegir el óptimo. En particular, el nuestro debe ser para encapsulados TO220, y con un R_θ relativamente bajo.

Vemos como el modelo del disipador ZD-1, con unas medidas medidas de base 58 mm, altura 29mm, espesor del núcleo central 3.5mm, distancia entre aletas de 33mm, genera una superficie total de $525.10 mm^2/mm$ lo que produce un $R_{\theta ca} = 3.5^{\circ}C/W$, la cual se acopla perfecto con nuestro diseño.

Habiendo elegido este modelo, ahora la temperatura final del componente va a ser de $T_{m\acute{a}x} = 24 + 22.88 \cdot (3.5 + 1.67) = 130.85^{\circ}C$ con lo cual el dispositivo puede operar en todos los rangos posibles para los que fueron diseñados.

6. Característica de salida

Se realizaron mediciones de la tensión y la corriente de salida para distintos valores de carga, obteniéndose así las curvas características del circuito. Las mismas se realizaron para tres tensiones de regulación distintas: 9V (figura 5), 12V (figura 6) y 15V (figura 7).

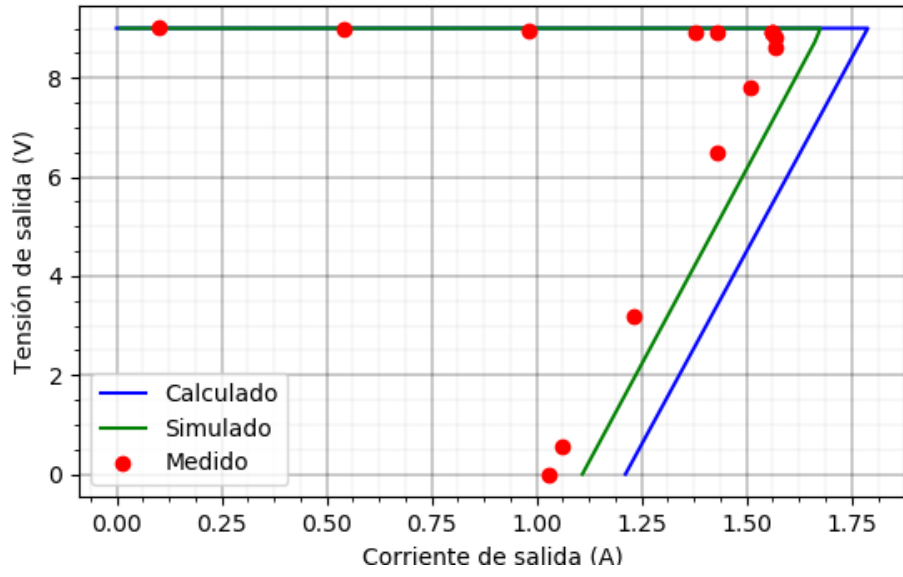


Figura 5: Curva de salida calculada, simulada y medida, con $V_{O|REG} = 9V$

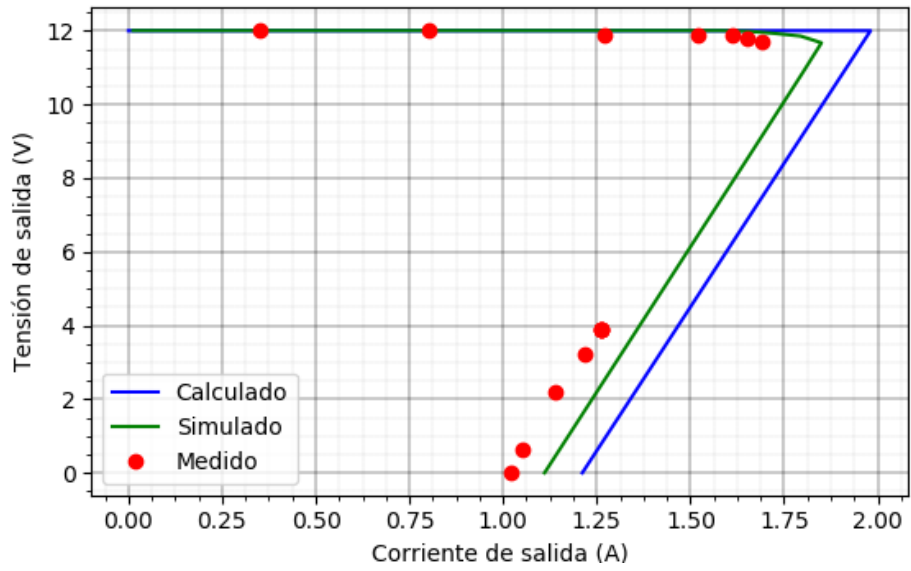


Figura 6: Curva de salida calculada, simulada y medida, con $V_{O|REG} = 12V$

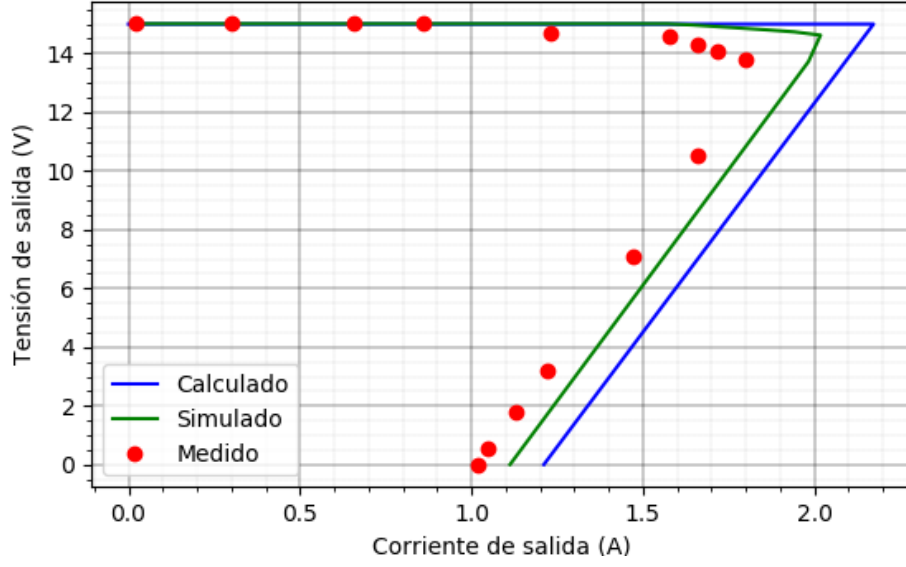


Figura 7: Curva de salida calculada, simulada y medida, con $V_{O|REG} = 15V$

En las mediciones, se observa que la tensión de corto circuito real fue menor a la simulada, que a su vez fue menor a la calculada. Recordando la expresión de esta corriente:

$$I_{OCC} = \left(\frac{V_{BE4}}{R_4} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$$

De aquí resulta evidente que esta corriente depende considerablemente de la polarización de T_4 . Si bien en los cálculos se consideró $V_{BE} = 0.7V$, en la simulación se observa que esta tensión es de $0.65V$, lo cual reduce el valor de I_{OCC} un 7.14 %: de $1.2A$ a $1.11A$, lo cual explica la diferencia entre el cálculo y la simulación. En cuanto a la diferencia entre la simulación y la medición, puede atribuirse el error obtenido a la tolerancia de los componentes (sobre todo de R_2 , cuya sensibilidad es particularmente alta, dado que R_2 es considerablemente menor a R_3).

Otra diferencia notable entre la curva calculada y las demás está en la caída de tensión que se observa en la salida incluso antes de entrar en foldback. Los cambios pequeños que se observan para corrientes menores a $1.5A$ se pueden atribuir a que la impedancia de salida no es exactamente 0, y por lo tanto la regulación de línea no es del todo perfecta. Pero para corrientes superiores, se comienza a observar un descenso mayor en la tensión. Esto se debe a que la protección no se activa para un valor concreto de corriente, como se modeliza, si no que T_4 pasa gradualmente de corte a modo activo.

7. Power supply rejection ratio (PSRR)

El factor de rechazo de a fuente de alimentación se utiliza para describir que tan inmune es un circuito electrónico a variaciones en la tensión de entrada y se define de la siguiente manera:

$$PSRR(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{\Delta V_{fuente}}{\Delta V_{output}} \right) \quad (3)$$

Acontinuación se analizará dicho factor en la fuente regulada realizada utilizando una fuente de tensión continua de 12V provista con un nivel prominente de ripple($1V_{pp}$) y a su vez variando la carga. En las siguientes tablas se puede observar los resultados de las simulaciones y las mediciones.

R_{load}	V_{in}	$Ripple_{in}(V_{pp})$	$Ripple_{out}(V_{pp})$	$PSRR(dB)$
∞	12	1	0.0024	52,177
21Ω	12	1	0.3527	9,051891

Tabla 5: valores de PSRR simulados

R_{load}	V_{in}	$Ripple_{in}(V_{pp})$	$Ripple_{out}(V_{pp})$	$PSRR(dB)$
∞	12	0.144	0.0009	44.082
21Ω	12	1,7	0.4	12.56

Tabla 6: valores de PSRR medidos

Como se puede observar los valores del PSRR de las mediciones presentan diferencias considerables que se deben a multiples factores. Uno de estos se debe a que al estar presente esta variación en la tensión de entrada los valores de tensión en los cuales trabajan los diodos y transistores, por lo cual cambian sus puntos de trabajo y polarización de estos ultimos.

8. otra sección