

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).

2. Diseño de la fuente regulada de tensión

El circuito básico del que se partió (como se observa en la figura ??) 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.

toda esta sección falta estructurarla bien

dibujo del
circuito sin
fuente ni
protección

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 $I_{Z\ MAX} = 21.1mA$.

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

Dicha corriente, así como la corriente de salida, es proporcionada por el par Darlington que conecta la entrada con la salida. Este 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.

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.

2.2. Circuito de control: par Darlington

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 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 ???. 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 $V_{BE_3} = V_D$.

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:

$$I_{REF} = \frac{1.1 \cdot I_{O MAX}}{\beta_{MIN1} \cdot \beta_{MIN2}} = \frac{1.1 \cdot 1.5A}{100 \cdot 15} = 1.1mA$$

Por lo tanto, se eligieron los componentes:

esquema de la fuente

- $R_5 = 10\text{k}\Omega$, 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 Ω en serie con 82 Ω), con lo cual se tiene $I_{O\text{MAX}} \simeq 1.6355\text{A}$, que es lo más cercano que se pudo llegar, con valores comerciales, a los 1.65A que se propuso.
- $T_3 = \text{BC557}$, 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 $I_C = 100\text{mA}$ y $V_{CE} = 45\text{V}$ es más que suficiente para este uso.

2.5. Compensación de ganancia