

Amplificador de audio con bootstrapping

Tomás Vidal

Circuitos Electrónicos II

Facultad de Ingeniería, UNLP, La Plata, Argentina.

30 de Septiembre, 2024.

I. PLACA

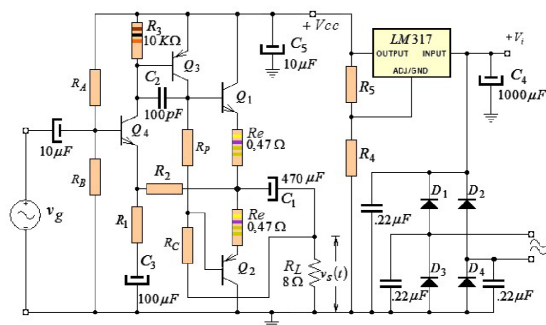


Fig. 1. Esquemático del circuito a diseñar

El circuito a implementar consiste de una **fente de alimentación**, un **par complementario** que amplifica la corriente, y dos etapas de **emisor común** realimentadas que amplifican tensión. Además hay una rama de realimentación de **bootstrapping**. La dos etapas de amplificación hacen que se tenga mucha ganancia de lazo directo, así la red beta dada por R_1 , R_2 y C_3 puede establecer la ganancia de lazo cerrado.

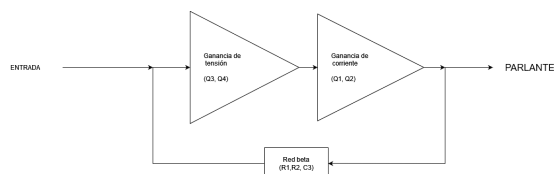


Fig. 2. Diagrama en bloques del sistema

II. CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DE DISEÑO

II-A. Fuente de alimentación

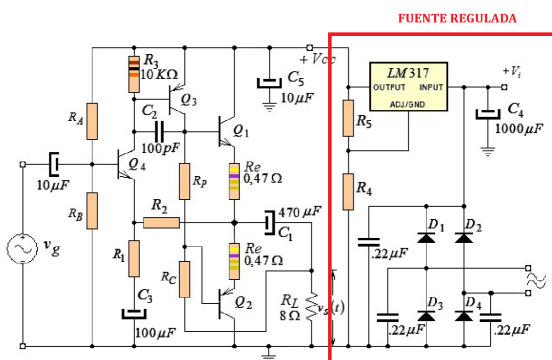


Fig. 3. Sección de la fuente regulada

Especificaciones de entrada:

- $220V_{ef} AC$ a $50Hz$ con un ripple del 10 %

Requerimientos de salida:

- 13V con ripple máximo de 8 %

Para cumplir con estas condiciones se empleó un análisis con las siguientes consideraciones:

- 60V y 1.5A máximos en el LM317
- 3V mínimos entre entrada y salida del LM317
- La corriente de ajuste del LM317 tiene que ser del orden de los μA , contra la de R_1 y R_2 que debe ser del orden de los mA

Partiendo de que en la salida del regulador se tiene una carga de 50Ω , y se quiere una tensión *estable* de 13V; se puede calcular la corriente máxima en la carga, para lo cual se consideró que la carga puede variar un 10 % (como medida de seguridad, ya que menor carga será mayor corriente), es decir, puede variar a 45Ω en el peor caso, resultando así en una corriente máxima de aproximadamente 300 mA.

Sabiendo la tensión mínima del regulador, y agregándole un margen de seguridad de 1V; se calcula la resistencia equivalente del LM317:

$$R_{LM317} = \frac{4V}{300mA} \cong 15\Omega \quad (1)$$

Por lo que se puede calcular la tensión máxima requerida en el secundario con las curvas de **Schade**; haciendo la carga del rectificador filtrado 65Ω (la carga original de 50Ω en serie con los 15Ω), como se muestra en la figura 4

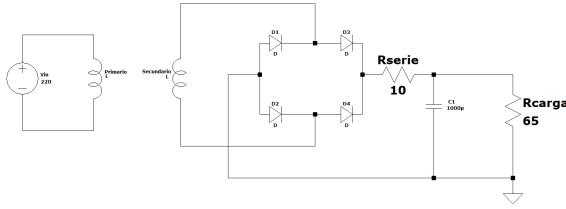


Fig. 4. Circuito equivalente con LM317 como resistencia

Tomando $\frac{R_s}{R_{carga}} \% = \frac{10}{65} * 100 \cong 15 \%$ (R_s es un dato conocido); y calculando $wR_{carga}C \cong 20$, se puede obtener de las curvas de **Schade** el ripple en el capacitor, que será aproximadamente de 3%, y la tensión máxima del secundario, que será de 26V pico para el peor caso, es decir cuando en el primario se tenga 90% de la tensión. Con estos datos se puede obtener la relación de espiras entre el primario y el secundario del transformador:

Se debe considerar que en el puente de diodos hay caída de tensión también (aproximadamente de 1.5V). Por eso resulta tan alta la tensión del secundario.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = N \cong 10,78 \quad (2)$$

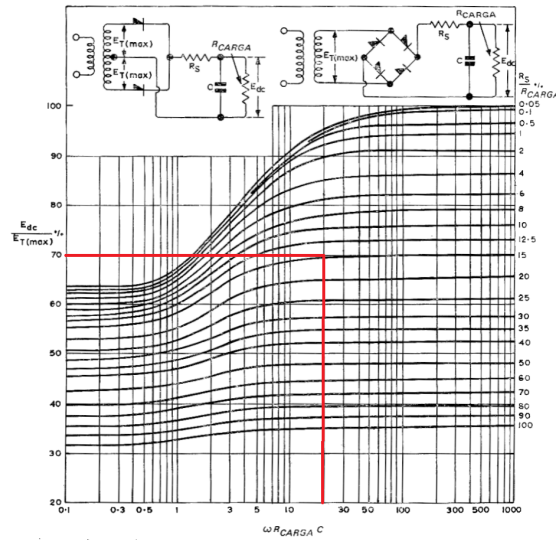


Fig. 5. Curva de Schade

Los cálculos anteriores se consideraron para el caso de carga nominal y carga mínima, que es el peor caso, cuando más corriente se demanda en la carga. $N \cong 10,78$ es el caso pesimista.

Se observa que los cálculos de tensión dan resultado altos pero también se simularon, y para tensiones menores el regulador empieza a fallar (no suministra la tensión aproximada de 13V a la salida)

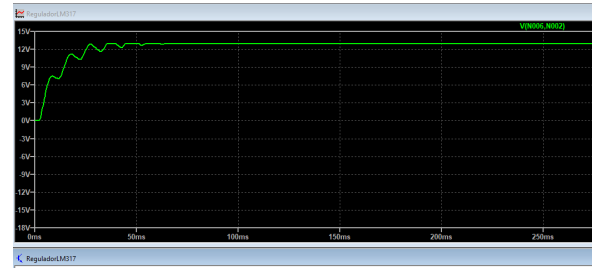


Fig. 6. Fuente alimentada con 26V pico de secundario

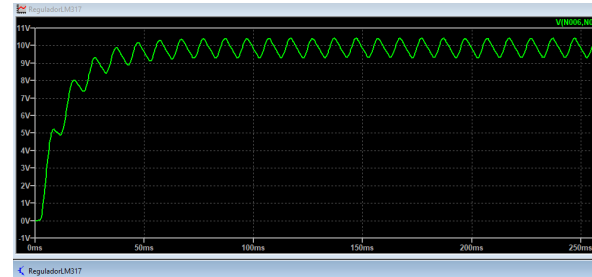


Fig. 7. Fuente alimentada con 20V pico de secundario

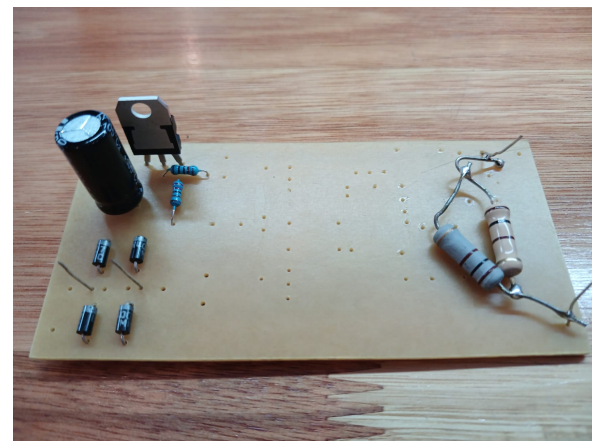


Fig. 8. Fuente soldada y cargada con 50Ω

Lamentablemente el regulador LM317 estaba roto, por lo que no se pudo hacer funcionar correctamente la fuente.

II-B. Amplificador de tensión realimentado

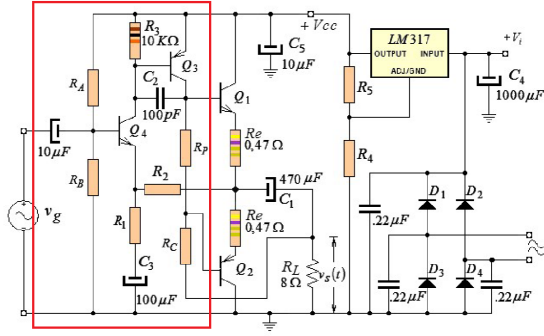


Fig. 9. Sección de amplificación de tensión realimentada

Los transistores Q_3 y Q_4 , en configuración **emisor común**, en combinación con el divisor resistivo R_1 y R_2 ; forman un **amplificador de tensión realimentado negativamente**(10). El propósito del mismo es tener una ganancia en tensión elevada, proporcionada por Q_3 y Q_4 , y la realimentación estabiliza la tensión a coste de ganancia. Estos componentes se pueden pensar como el siguiente circuito equivalente (fig 10), tanto se cumpla que la ganancia de tensión proporcionada por Q_3 y Q_4 sea lo *suficientemente*¹ elevada.

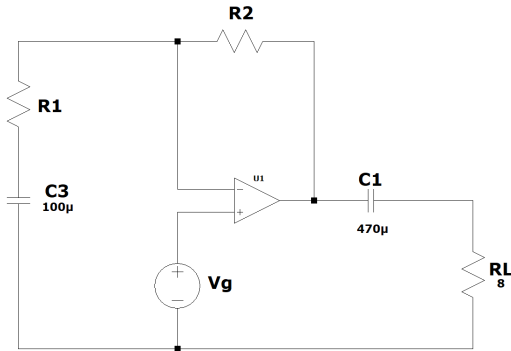


Fig. 10. Circuito equivalente del amplificador realimentado

La ganancia de este circuito equivalente (*en frecuencias medias*) se puede ajustar fácilmente con R_1 y R_2 , sabiendo:

$$G_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

Además para ajustar R_1 se consideró que el polo de baja frecuencia que genera con C_3 , debe ser de menor frecuencia que el que genera R_L y C_1 . Por lo que si se quiere que $f_1 = \frac{1}{2\pi R_L C_1} \cong 42Hz$ sea dominante (una década de separación en frecuencia), entonces $f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_3} \cong 4Hz$, por lo tanto $R_1 \cong 398\Omega$.

Entonces empleando la ecuación 3 se puede obtener

¹Es decir que se cumpla $a\beta \gg 1$. Se puede asumir que lo hace, ya que las etapas de emisor común se ajustan para que así lo sea.

$$R_2 \cong 6k\Omega.$$

Para calcular R_C se consideró el estado en el que Q_3 se encuentra *prácticamente* en corte (es decir la corriente de colector es la menor posible), quedando el siguiente circuito equivalente (el capacitor C_1 se considera con tensión constante para este caso):

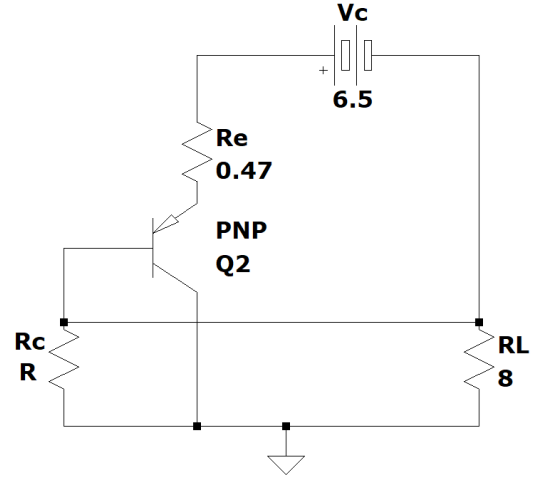


Fig. 11. Circuito equivalente del amplificador realimentado

Donde resolviendo la maya de R_L y luego la de R_C se puede obtener el valor de $R_C \cong 1100\Omega$.

Luego, considerando que la caída de tensión sobre R_p debe ser de 750 mV, y sabiendo que la corriente cuando no hay señal es de aproximadamente 5 mA, se obtuvo $R_p \cong 140\Omega$.

Para poder obtener los valores de R_A y R_B , que polarizan al transistor Q_4 y establecen la tensión del capacitor cuando no hay señal (se desean que hayan 6V), se consideró que la corriente que debe pasar por R_A y R_B debe ser *mucho* más grande que la corriente que entra por la base de Q_4 , es decir se I_{B4} de los μA , entonces con que la corriente por R_A y R_B se de los 10 mA se puede ignorar I_{B4} , por lo que la suma de estas resistencias debe de ser del orden de los k Ω . Además se debe considerar que si no hay señal y se tiene la tensión deseada en el capacitor, por R_2 no hay corriente, entonces en el emisor de Q_4 la tensión debe ser la deseada de 6V, de esta manera se sabe que la tensión del divisor resistivo debe de ser $6V + V_{BE4}$, por lo que las resistencias son:

$$\begin{cases} R_A + R_B = \frac{13V}{10mA} = 1300\Omega \\ \frac{R_B 13V}{R_A + R_B} = 6,55V \end{cases}$$

Resolviendo:

$$R_A \cong 645\Omega$$

$$R_B \cong 655\Omega$$

II-C. Valores reales

Todos los valores teóricos calculados previamente fueron reemplazados por valores comerciales reales, de la serie de resistores E12 (al 10 %), a excepción de las resistencias R_4 y R_5 que fueron elegidas al 1 %.

- $R_4 = 2200 \Omega$
- $R_5 = 220 \Omega$
- $R_A = 680 \Omega$
- $R_B = 680 \Omega$
- $R_2 = 6200 \Omega$
- $R_1 = 470 \Omega$
- $R_p = 150 \Omega$
- $R_c = 1200 \Omega$

III. SIMULACIONES

Para corroborar que todo funciona correctamente se hizo una simulación completa del circuito en LTSpice. En esta simulación se fueron viendo que los parámetros de diseño sean acordes, como por ejemplo la tensión que cae entre los terminales de R_p , o la tensión entre las resistencias R_A y R_B . Todos los parámetros fueron acordes, con variaciones, pero no tan significativas, del orden del 15 % en el peor caso, y para los parámetros que no son tan importantes.

En la simulación la entrada es una senoide de 1Khz y 300mV pico, y actúa después de 1ms (así se puede observar el estado sin señal de entrada)

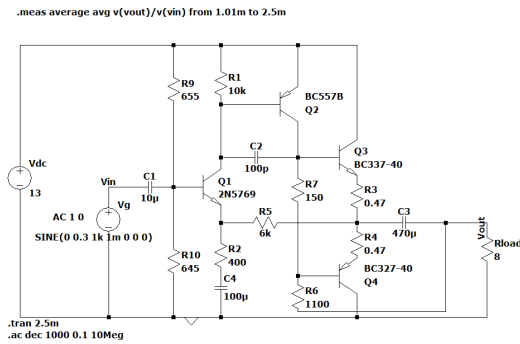


Fig. 12. Simulación del circuito completo

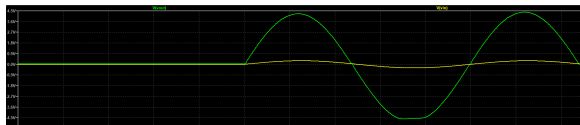


Fig. 13. Simulación señal de salida y entrada

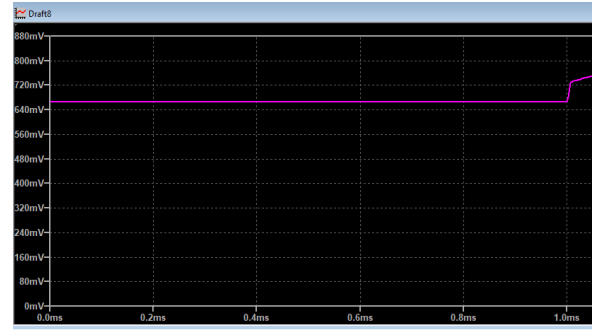


Fig. 14. Tensión de V_P en la simulación

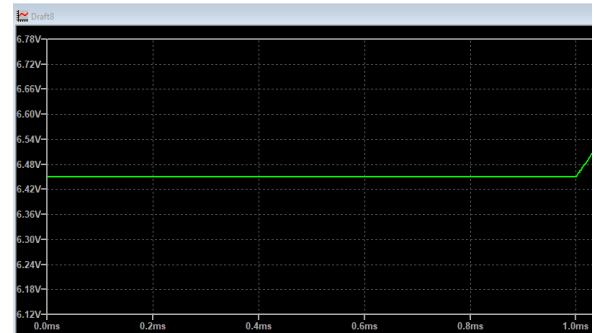


Fig. 15. Tensión entre R_A y R_B en la simulación