

Trabajo Práctico 2-2 - Circuitos Electrónicos II - Ing. Electrónica

Construcción de un Amplificador de audio con Bootstrapping.

Ignacio Nahuel Chantiri 69869/1

Universidad Nacional De La Plata, Argentina, Septiembre 2024.

Resumen— El informe presentado desarrolla paso a paso el análisis analítico y la construcción física de un amplificador de audiofrecuencias.

El circuito, en general, hace uso de un par complementario para la etapa de ganancia de corriente, una etapa de emisor común para ganancia de tensión, con una realimentación positiva para reducir la distorsión y aumentar la ganancia, mediante la técnica de "Bootstrapping". Finalmente, se emplea una realimentación negativa para fijar la ganancia y el rango de frecuencias.

Además, se implementa una etapa de rectificación, filtrado y regulación de tensión con un puente de diodos, capacitores, y un regulador, que sirve de alimentación para el amplificador.

I. INTRODUCCIÓN

lorem ipsum

II. MARCO TEÓRICO

La placa utilizada es la diagramada en la figura ??.

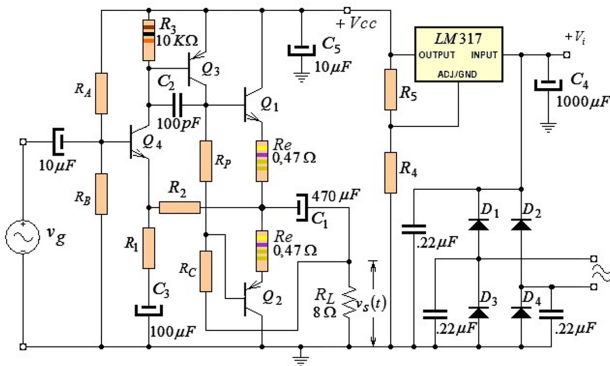


Fig. 1. Diagrama circuital de la placa utilizada.

III. SELECCIÓN DE COMPONENTES

En el diagrama del circuito no se encuentran detallados varios de los valores de los componentes, a fin de que sean calculados según una serie de especificaciones.

En esta sección, se desarrollan los criterios de diseño utilizados para la selección de cada uno de ellos, mientras que en la sección IV se justifican con cálculos analíticos.

III-A. Etapa de regulación — Criterios de diseño.

La especificación indica que se requiere una continua regulada $V_{cc} = 13 \pm 0.5V$, debiéndose seleccionar resistencias de ajuste para el integrado "LM317".

Se tuvo en cuenta:

- Que el divisor resistivo no derive mucha corriente en comparación con el circuito. Para ello se eligieron resistencias que supongan una impedancia mayor que la del circuito, que es $R_s = 50\Omega$
- Que sean utilizados valores de resistencias recomendados en la hoja de datos.
-

Luego de varias iteraciones en los cálculos, se llegó a fijar:

Resistencia	Valor
R_5	240Ω
R_4	2200Ω

A pesar de que no existan resistencias comerciales de 240Ω , esta elección fue definitivamente la más conveniente, pues es la que mejor se ajusta a las especificaciones. Para realizarla, se utilizaron 2 resistores de 120Ω .

Se obtienen así $12,9V$ a la salida del regulador. Los cálculos pertinentes están desarrollados en la sección IV-A.

III-B. Relación de espiras del transformador — Criterios de diseño.

La elección de la relación de espiras parte de la necesidad de tener una tensión determinada a la entrada del regulador. Esta tensión necesaria de "continua rectificada" se determinó teniendo en cuenta:

- Que el regulador necesita al menos $3V$ más a la entrada que en la salida regulada.
- Que a la entrada del regulador, existirá un ripple del 10.4% de la continua rectificada.

Se consideró así necesaria una tensión continua a la entrada del regulador de $18V$, ya que aún con un pico de ripple de $-1.87V$, permite al regulador seguir funcionando, con $16.12V$ en su entrada.

III-C. Ajuste de polo dominante — Criterios de diseño.

La transferencia de tensión desde la entrada (por la base de Q_4) a salida (tensión V_s sobre la carga) está acotada en frecuencia por dos "pasa-altos": Uno definido por la frecuencia de corte de la realimentación ($A_{v1} = 1 + \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_3}}$); y el otro por la frecuencia de corte del "filtro" que forman C_1 y la carga R_L ($A_{v2} = \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{sC_1}}$).

Al ser dos "pasa-altos", la transferencia total queda definida en frecuencia por el polo más alto. El polo

- El primero, definido

La transferencia de voltaje puede dividirse en dos etapas, la primera considera la entrada de señal por la base del transistor $Q4$ y su salida por el emisor de $Q1$ y a través de R_e .

IV. APÉNDICE DE CÁLCULOS AUXILIARES.

IV-A. Etapa de regulación — Cálculos.

Se requiere seleccionar el par de resistencias $R4$ y $R5$ de modo que:

- $V_{cc} = 13 \pm 0.5V$

La etapa de regulación se configura con el regulador ajustable "LM317".

Observando la hoja de datos, podemos referirnos a un esquema de uso típico del regulador, similar al utilizado en la placa:

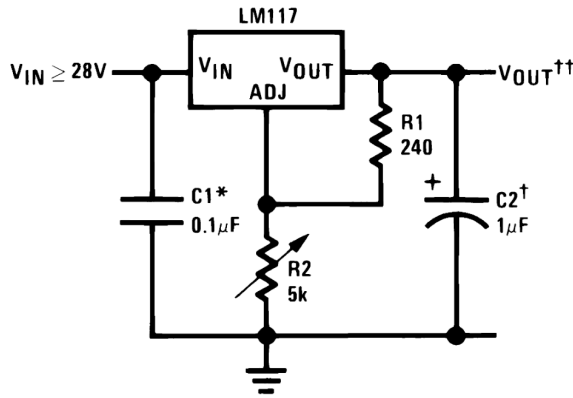


Fig. 2. Esquema típico de regulador con LM317. (Aclaración: el esquema indica LM117 pero es válido de igual manera, ya que el LM117 es una versión del LM317 de mayor precisión, y operación en un mayor rango de temperaturas.)

En la hoja de datos también se dispone la ecuación:

$$V_{out} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ} R_2 \quad (1)$$

Y considerando:

- $R_1 = 240\Omega$ (Recomendada por el fabricante)
- $I_{ADJ} = 100\mu A$ (Especificado en la DS)
- $V_{out} = 13V$ (Especificación para la fuente)

Se puede calcular el valor de R_2 :

$$R_2 = \frac{13V - 1.25V}{\frac{1.25V}{240\Omega} + 100\mu A} = 2213.5\Omega \quad (2)$$

Finalmente, utilizando valores comerciales, se determinaron las resistencias $R4$ y $R5$ de la placa:

- $R_4 = 2200\Omega$
- $R_5 = 240\Omega$ (Realizable con 2 resistencias de 120Ω en serie)

Se verificó además que el par de resistencias supongan una impedancia mayor que la del circuito (50Ω), de modo que no deriven corriente considerable.

Recalculando con el valor comercial, se obtiene una V_{cc} final de $12.92V$, que está dentro del rango especificado.

La simulación se encuentra en la sección V-A.

IV-B. Relación de espiras del transformador — Cálculos.

El transformador debe proveer, aún en el peor de los casos, una tensión suficiente para que el regulador opere adecuadamente.

Según lo calculado en la sección previa IV-A, la tensión de salida del LM317 es de $12.9V$, que sumados a los $3V$ que el componente necesita de margen, se determina que a la entrada del regulador deben haber, como mínimo, $16V$.

Para lograr esos $16V$, se desarrolló una serie de cálculos basados en el método de Schade, explicados a continuación:

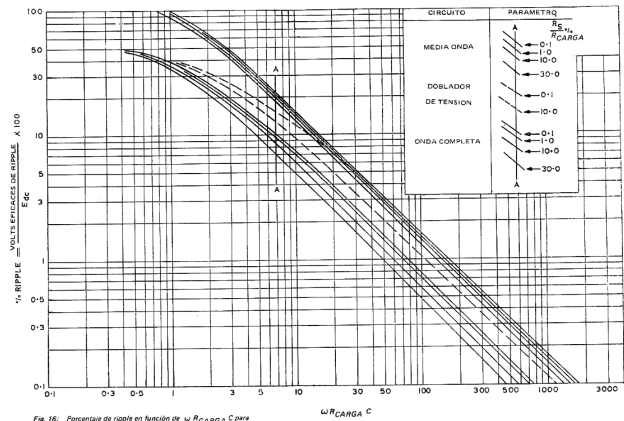


Fig. 16. Porcentaje de ripple en función de $\omega R_C C$ para el filtro de entrada a capacitor C en F , y R_C en Ω . $\omega = 2\pi f$, f = frecuencia de línea

Fig. 3. Figura 16 de la página 86 del boletín de FAPESA. El gráfico relaciona $\omega R_C C$ con el ripple eficaz y el cociente $\frac{R_S}{R_C}$

Inicialmente, se disponen de cuatro datos, la frecuencia de la red " f ", la carga vista hacia el lado del rectificador " R_S ", la resistencia que ve el regulador " R'_C ", y el capacitor de filtrado " C " (que corresponde a $C4$ en el esquema de la figura 1):

- $\omega = 2\pi 50Hz = 314,159 \frac{rad}{s}$
- $R_S = 10\Omega$
- $R'_C = 50\Omega$
- $C = 1000\mu F$

Puesto que el regulador también es considerado parte de la resistencia de carga, se debió incluirla dentro de R_C . Los cálculos para obtenerla se encuentran desarrollados en el apéndice IV-C.

Su valor es:

- $R_C = 69.23\Omega$

De manera que podemos obtener el producto $\omega R_C C$:

$$\omega R_C C = (314,159)(62)(1000\mu) = 19.47 \quad (3)$$

Y el cociente:

$$\frac{R_S}{R_C} = \frac{10}{62} = 0,1612 = 16,12\% \quad (4)$$

Estos dos últimos valores definen un porcentaje de ripple eficaz que se puede obtener del gráfico de la figura 3:

$$Ripple_{ef} = 3\% \text{ (se redondeó al peor caso)} \quad (5)$$

Y a partir de la siguiente relación, se puede establecer el valor pico del ripple como porcentaje de la continua rectificada:

$$\%V_{pr} = (2\sqrt{3})\%Ripple_{ef} = (2\sqrt{3})(3\%) = 10,392\% \quad (6)$$

Se calcula que con un voltaje de continua rectificado $E_{dc} = 18V$, el ripple pico negativo establece un valor de $16.12V$ en la entrada del regulador, lo que está dentro del rango de operación del mismo.

De la figura 4 se puede determinar $\frac{E_{dc}}{E_{Tmax}}$, y de allí, el voltaje pico necesario en la salida del secundario del transformador E_{Tmax} :

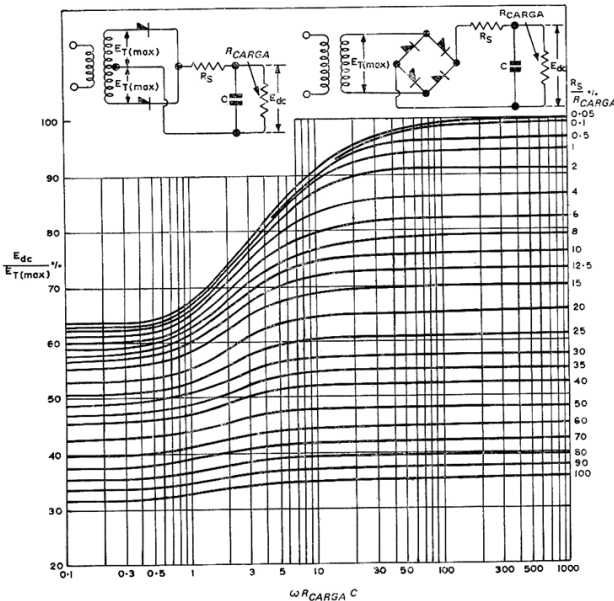


Fig. 14: $E_{dc}/E_T(max)\%$ en función de $\omega R_{CARGA} C$ para los circuitos de onda completa. C en F, y R_{CARGA} en Ω $\omega = 2\pi f$

Fig. 4. Figura 14 de la página 84 del boletín de FAPESA. Se determina $\frac{E_{dc}}{E_{Tmax}}\% \approx 68$.

$$E_{Tmax} = \frac{E_{dc}}{(0,68)} = \frac{18V}{(0,68)} = 26,47V \quad (7)$$

Es requerida entonces una tensión XV en el secundario. Se sabe además que la tensión de red tiene un valor pico de $220V \pm 10\%$, lo que lleva a una tensión pico de red de $198V$ en el caso peor. Se tiene entonces:

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_P}{V_S} = \frac{198V}{XV} = X \quad (8)$$

Lo que significa una relación de espiras $X : X$.

IV-C. Cálculo de la resistencia de carga vista desde la entrada del regulador LM317

IV-D. Ajuste de polo dominante — Cálculos.

Se busca que el polo dominante esté fijado por el valor de R_C y de C_1 , para ello se debe analizar primero de qué manera afecta a la respuesta en frecuencia.

En la figura 5 se considera un diagrama en bloques, representando la etapa de ganancia de tensión con un operacional, de modo que la señal entra por el terminal positivo (en la placa, V_{bQ4}), y la realimentación se da por el terminal negativo. La salida V_{OUT} es a su vez la tensión en la carga R_L .

La transferencia de tensión desde la entrada V_{IN} a salida V_{OUT} está acotada en frecuencia por dos "pasa-altos"; correspondientes a los Bloques 1 y 2.

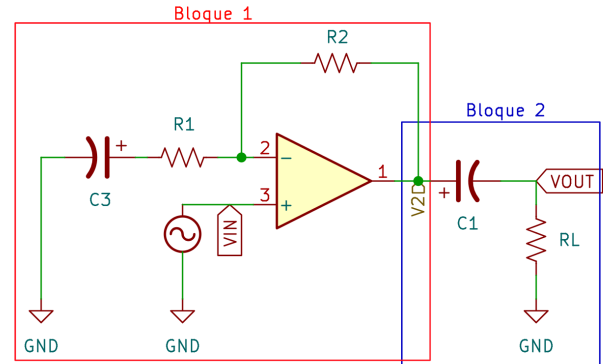


Fig. 5. Diagrama en bloques de la etapa de ganancia de tensión.

Considerando que la ganancia directa es muy grande:

$$A_{v1} = \frac{V_2}{V_{IN}} = 1 + \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_3}} \quad (9)$$

$$A_{v2} = \frac{V_{OUT}}{V_2} = \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{sC_1}} \quad (10)$$

Y siendo ω_{c2} la frecuencia de corte de $-3dB$ del Bloque 2:

$$|A_{v2}| = \left| \frac{R_C}{R_C + \frac{1}{j\omega_{c2}C_1}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Despejando, se obtiene:

$$\omega_{c2} = \sqrt{\frac{0.707^2}{C_1^2(1 - 0.707^2)R_C^2}} = \sqrt{\frac{0.707^2}{570\mu^2(1 - 0.707^2)8^2}}$$

$$\omega_{c2} = 263.337 \frac{rad}{s}$$

Como se trata dos *pasa-altos*, la transferencia total queda definida por la frecuencia de corte más alta, por lo que si se quiere que R_1 y C_1 definan el comportamiento, la transferencia del *Bloque 2* necesariamente tendrá que tener una frecuencia de corte mayor, o lo que es lo mismo, se deberá fijar la frecuencia de corte del *Bloque 1* en un valor menor que $\omega_{c2} = 263.337 \frac{rad}{s}$:

IV-E. Ajuste de ganancia de tensión a lazo cerrado — Cálculos.

Se pretende que la etapa amplificadora de tensión gane 16 una vez realimentada y a frecuencias medias, y para ello se dispone del valor de R_2 como grado de libertad.

Como el rango auditivo útil se extiende de los 20Hz a los 16KHz, se considera que el valor medio de frecuencias se encuentra aproximadamente en los 8KHz.

Si además consideramos que la ganancia de tensión directa es muy alta, la ecuación 9 es válida y se puede plantear:

$$|A_{v1}| = 1 + \left| \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{(2\pi 8000Hz)(j100\mu F)}} \right| = 16 \quad (11)$$

Y despejando R_2 :

$$R_2 = 15 \sqrt{R_1^2 + \frac{1}{C_3^2}} \quad (12)$$

V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN.

A continuación se disponen los resultados simulados en LTspice que verifican lo calculado en secciones previas.

V-A. Regulador de tensión.

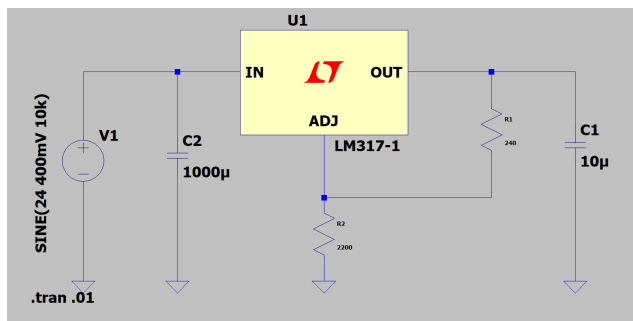


Fig. 6. Esquema del circuito simulado.

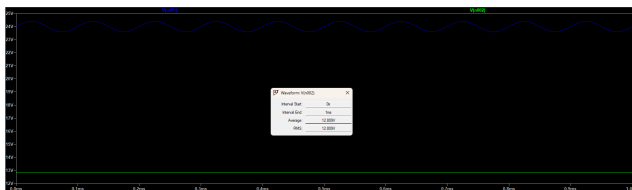


Fig. 7. Salida para una entrada de 24V DC con ripple pico a pico de 400mV.

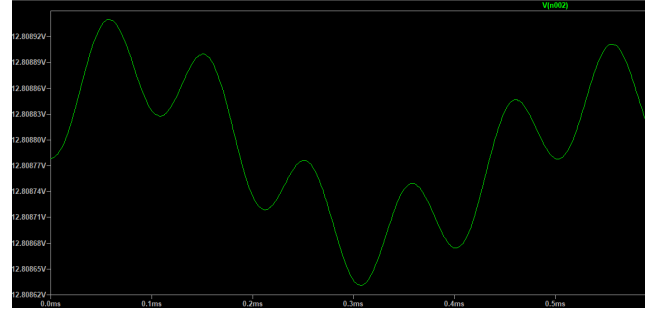


Fig. 8. La salida oscila pero se mantiene prácticamente en 12.8V .

VI. CONCLUSIONES

lorem ipsum

REFERENCES

- [1] J. Millman and A. Grabel, "Microelectrónica," McGraw-Hill, New York, 6ta edición, 1993.
- [2] P. R. Gray and R. G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," John Wiley Sons, New York, 4th edition, 2001