

0.1. Introducción

La etapa de amplificación de tensión (o VAS) a menudo es considerada como la etapa mas crítica de un amplificador de potencia, dado que no solo provee la ganancia de tensión sino que también debe manejar todo el rango de la tensión de salida. Esto indicaría que puede jugar un rol significativo en la distorsión armónica de la señal, sin embargo un VAS bien diseñado contribuye relativamente poco a la distorsión total, y incluso si se tomasen pasos extra para intentar linealizar aun mas la salida, estas contribuciones comparadas con las hechas en una etapa de entrada, son completamente despreciables.

El primer diseño que se pensó fue un emisor común que se observa a continuación:

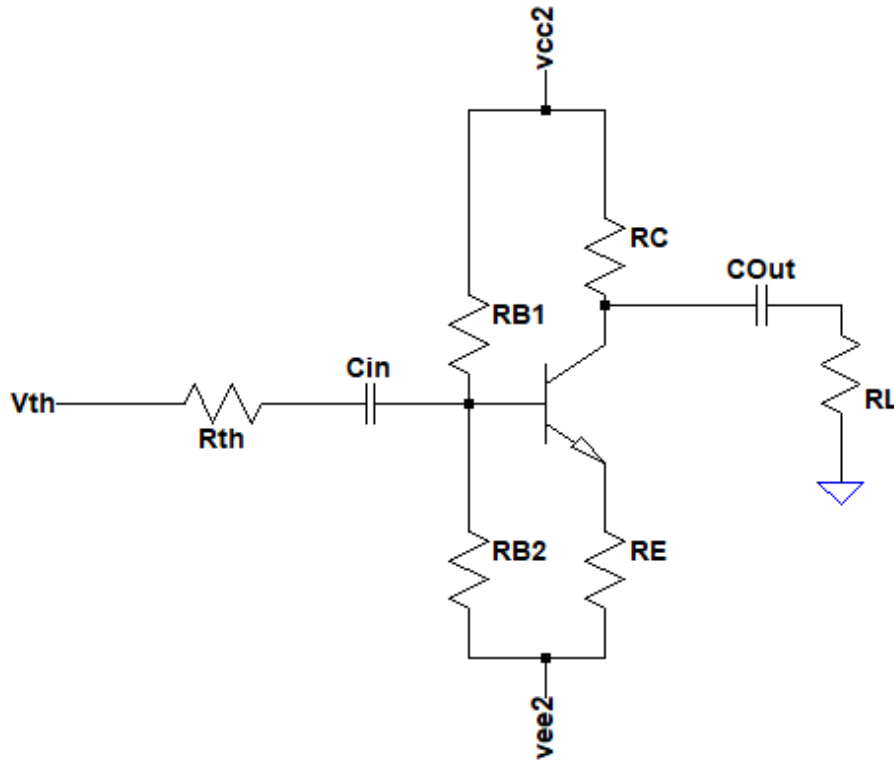


Figura 1: Primer diseño Emisor Común

El siguiente problema que se afrontó fue el de limitar la ganancia de altas frecuencias. Si bien la ganancia de tensión claramente depende de la linealidad de β , el cual en transistores reales suelen tener una gran dispersión. Utilizando uno de los principios de la ingeniería que dice, “Lo que no puede ser controlado, debe ser irrelevante”, se introduce una línea de realimentación negativa utilizando C_{dom} el cual limita la ganancia de altas frecuencia y así asegurar la estabilidad.

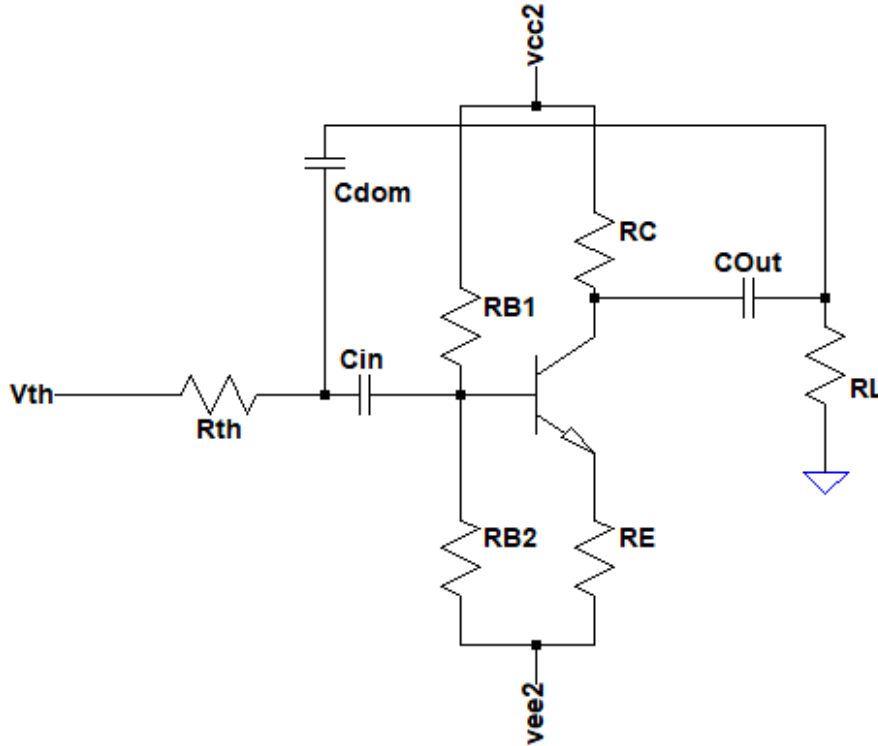


Figura 2: Segundo diseño Emisor Común

Es importante que la ganancia a lazo abierto del VAS sea alta, así este puede ser linealizado. Si se intenta aumentar la ganancia del emisor común, se sabe que la ganancia de este está descrito por la ecuación:

$$A_{vs} = \frac{-R_D}{R_E} \quad (1)$$

Por lo que si se quiere subir la ganancia puede subirse el valor de R_C , pero esto dado una I_C determinada por la malla de entrada, provocara que caiga mas tensión sobre la resistencia R_C y menos en la juntura CE, así reduciendo la transconductancia y devolviendote al comienzo en terminos de ganancia de tension. Una manera de asegurar una gran ganancia es utilizar una carga activa con una fuente de corriente, así suministrando la corriente necesaria, y mostrando una alta impedancia.

Ademas se optó por utilizar un acople por fuente de corriente en vez de uno capacitivo con la idea de no introducir singularidades no deseadas en el circuito.

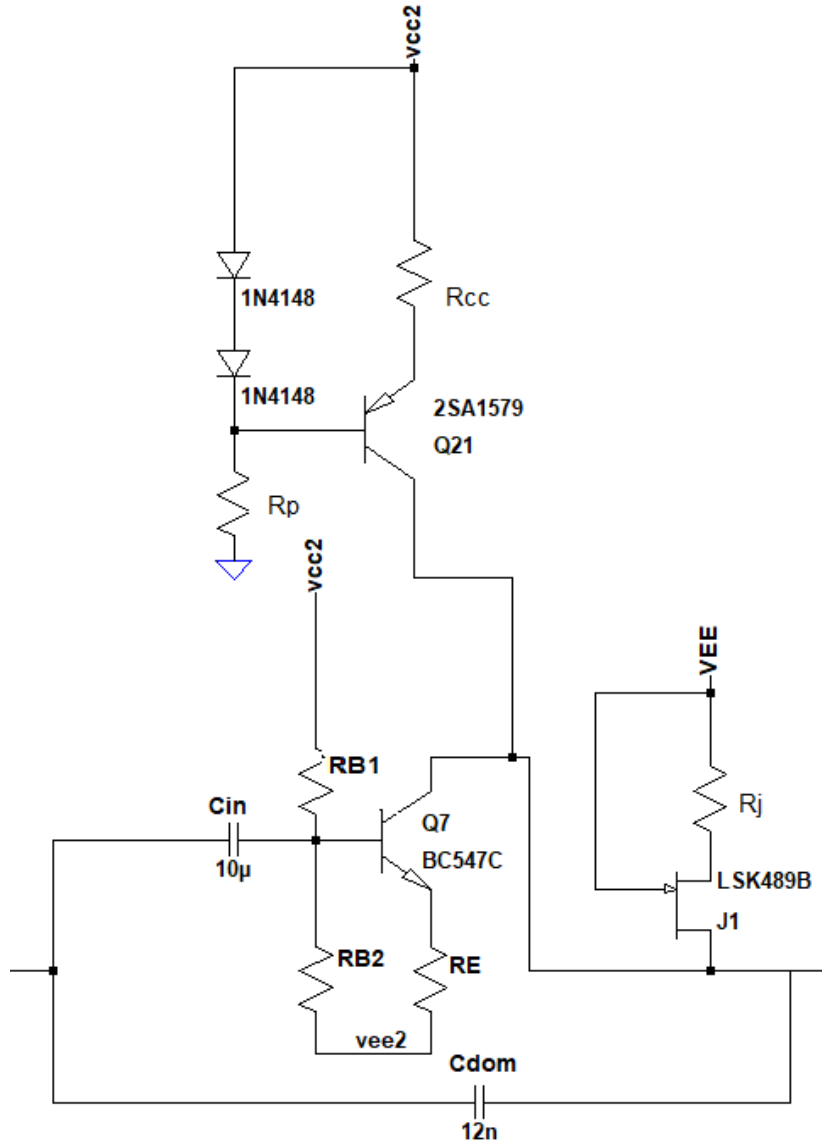


Figura 3: Tercer diseño Emisor Común

Para la fuente de corriente de la carga activa se optó por utilizar una fuente compensada. Mientras que para el acomplete se utilizó una fuente implementada con JFET, debido a que en esa zona el circuito tiene la máxima variación de tensión, lo cual si se hubiese implementado con una fuente con BJT podría tener problemas de Saturación / Corte. El transistor se le impuso una tensión de VCE de $\frac{V_{cc}+V_{ee}}{2}$ al igual que un valor de corriente $I_c = 10\text{mA}$, al igual que optar por una resistencia de emisor baja.

Los valores utilizados para el circuito responden a las siguientes ecuaciones:

$$R_{B2} = \frac{V_{Re} + V_{be}}{I_{RB}} = 380\Omega |_{I_{Rb}=5\text{mA} \wedge V_{re}=1.2\text{V}} \quad (2)$$

$$R_E = \frac{I_{Rb} \cdot R_{B2} - 2V_{be}}{I_c} = 120\Omega \quad (3)$$

$$R_{B1} = \frac{V_{cc} + V_{ee} - I_{Rb} \cdot R_{B2}}{I_{Rb}} \quad (4)$$

Luego para la fuente compensada, se tomo un valor de R_p para asegurar la estabilidad de polarización de los diodos zener, poniendo una corriente de 5mA, y la resistencia R_{cc} , tal que suministre los 10mA al colector del transistor.

$$R_p = \frac{V_{cc} - 2V_{be}}{I_z} = 3k3\Omega \quad (5)$$

$$R_{cc} = \frac{V_{be}}{I_c} = 80\Omega \quad (6)$$

También se obtiene el parámetro de la impedancia de salida de la fuente compensada la cual es de aproximadamente:

$$R_{of} = (R_{cc}/h_{ie}^*) + (1 + h_{fe}^*) \cdot r_{ce} \quad (7)$$

En cuanto a la compensación por corriente se optó por el transistor LSK489B debido a que puede manejar el rango de tensiones de la salida y puede proveer una corriente suficiente, en cuanto a la elección de la resistencia del Jfet, se consideraron los parámetros V_p , I_{dss} .

$$I_D = -\frac{V_{GS}}{R_j} \quad (8)$$

El valor de la corriente de drain que se necesitará será la corriente la cual se fugaría del VAS hacia la etapa de salida al no estar presente el capacitor, la cual es de un valor de 4.2mA

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (9)$$

De aquí se obtiene $R_j = 100\Omega$