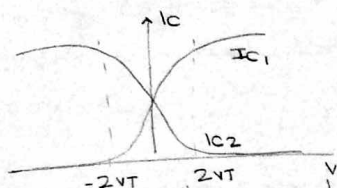
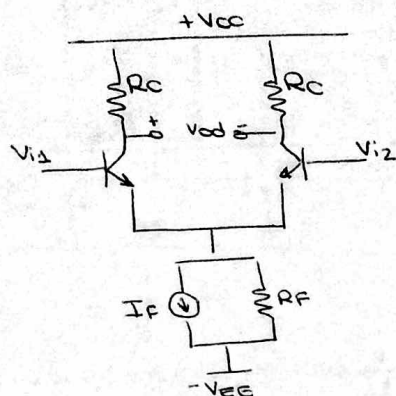


ETAPA DE ENTRADA

Por diferencial:
Con carga resistiva



V_{id} Si quiero aumentar este rango, tengo que agregar R_E

sensible a la diferencia entre dos tensiones de entrada, rechazando señales comunes a las mismas.

$$Se\ puede\ escribir\ V_{i1} = V_{ic} + \frac{V_{id}}{2}$$

$$V_{i2} = V_{ic} - \frac{V_{id}}{2}$$

Separando en hemicircuitos, para modo:

- Diferencial:

$$\frac{V_{od}}{2} = -g_m \cdot R \cdot \frac{V_{id}}{2}$$

$$\Rightarrow A_{vd} = -g_m \cdot R$$

- Común:

$$V_{oc} = \frac{-g_m \cdot R}{1 + g_m \cdot 2R_F} V_{ic}$$

$$\Rightarrow A_{vc} = - \frac{g_m R}{1 + g_m 2R_F}$$

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} = 1 + 2g_m R_F \Rightarrow \text{a mayor } R_F, \text{ mejor es el RCMC del circuito.}$$

Impedancia de entrada y de salida?

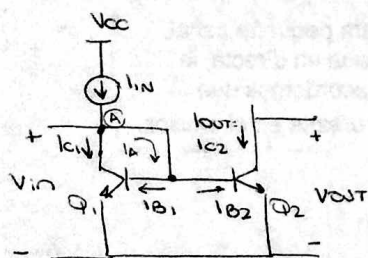
$$R_{id} = ? \rightarrow \frac{V_{id}}{2} = i_b \cdot r_{\pi} \Rightarrow R_{id} = 2r_{\pi} \rightarrow \text{la resistencia de entrada del ampli. en modo diferencial depende de } r_{\pi} \rightarrow \text{A mayor } r_{\pi}, \text{ mayor } R_{id}$$

↓ se logra con $\downarrow I_C$, necesito una corriente de bias chica.

$$R_{ic} = r_{\pi} + \beta \cdot 2R_F$$

Fuentes de corriente

Fuente espejo simple



$$V_{BE1} = V_{BE2} \Rightarrow V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}}$$

$$\Rightarrow I_{C2} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \cdot I_{C1}$$

$$\text{Si } I_{S2} = I_{S1} \Rightarrow I_{C2} = I_{C1}$$

Para el nodo A:

$$I_{IN} - I_{C1} - \frac{I_{C1}}{\beta} - \frac{I_{C2}}{\beta} = 0$$

$$I_{IN} - I_{C1} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) = 0$$

$$\Rightarrow I_{C1} = \frac{I_{IN}}{1 + 2/\beta}$$

$$\text{Si } \beta \rightarrow \infty \Rightarrow I_{C1} = I_{IN}$$

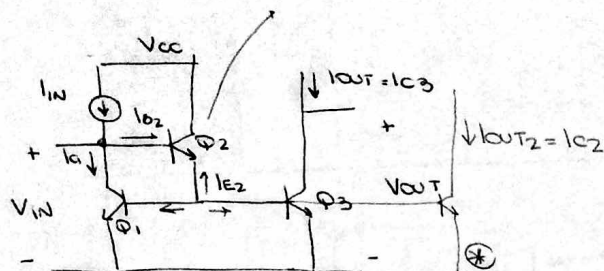
espejo con "beta helper"

En los MOS, $\beta \rightarrow \infty$ por lo que no hace falta agregarlo.

Con el valor finito de β , existe cierta diferencia entre I_{C1} e I_{IN} .

Solución:

Se reduce la corriente chupada de la entrada en un factor β



Asumiendo $I_{S1} = I_{S2}$

$$I_{E2} = -\frac{I_{C1} + I_{C3}}{\beta} \approx -\frac{2}{\beta} I_{C1}$$

$$\Rightarrow I_{B2} = \frac{2}{\beta(\beta+1)} I_{C1}$$

$$\Rightarrow I_{IN} - I_{C1} - \frac{2}{\beta(\beta+1)} I_{C1} = 0$$

$$I_{IN} - \left(1 + \frac{2}{\beta(\beta+1)}\right) I_{C1} = 0$$

Se usa generalmente para fuentes de corriente con transistores pnp, debido a su bajo β .

Siendo $Q_1 = Q_3 \Rightarrow I_{C3} = I_{C1}$

$$\Rightarrow I_{OUT} = \frac{I_{IN}}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+1)}} \approx I_{IN} \left(1 - \frac{2}{\beta(\beta+1)}\right)$$

El error entre I_{IN} e I_{OUT} se reduce en un factor $\beta+1$

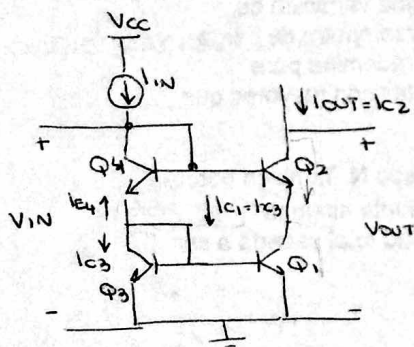
⊛ Fuente de corriente con salidas múltiples

- Fuente espejo simple con $R_E \rightarrow$ aumenta la resistencia de salida.
- Fuente de corriente cascode \rightarrow logra una alta resistencia de salida.

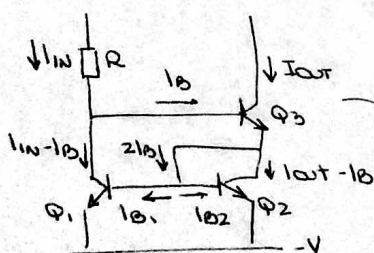
→ Problema \rightarrow Peor error con β que la fuente simple.
→ Lo soluciona la fuente Wilson

$$R_O \approx R_{O2} \cdot \left(1 + \frac{\beta R_{O1}}{R_{O1} + R_{O2} + R_{O3}}\right) \approx \frac{\beta \cdot R_{O2}}{2}$$

Por la fuente formada por Q_3 y Q_4



• Fuente Wilson



$$I_{OUT} = I_{IN} \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + \beta + 2}\right)$$

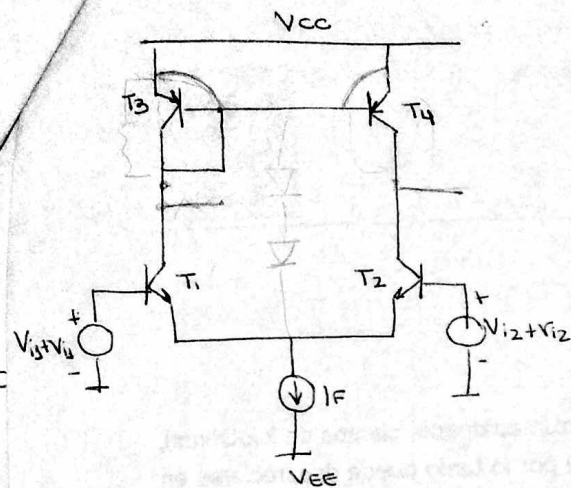
Estabiliza la corriente de salida

$I_{IN} = \text{cte}$

$$\rightarrow \uparrow I_{C3} \Rightarrow \uparrow I_{C2} \Rightarrow \uparrow I_{C1} \Rightarrow \downarrow I_{B3} \Rightarrow I_{C3}$$

ACTIVA

El par diferencial cancela los 2do armónicos



Dado que $T_3 = T_4 \Rightarrow I_{C3} = I_{C4}$

→ la carga activa espejo ayuda a balancear las ramas del par, cancelando los armónicos de orden 2 o superior.

→ Mejora el slew rate en comparación del caso con carga resistiva (la etapa de entrada puede entregar o chupar corriente de I_{C3} sin desperdiciarla en una carga de colector).

→ Aumenta la ganancia de la primera etapa

Si quiero mejorar la linealidad de la etapa de entrada, agrego una realimentación local por medio de resistencias en los emisores

(ahora r_i puede ser mayor a r_e en un valor $I_{C3} R_E$)

DOBLE PAR DIFERENCIAL → Baja distorsión (transparencia altamente lineal)

Cancelación de armónicos (x la simetría)

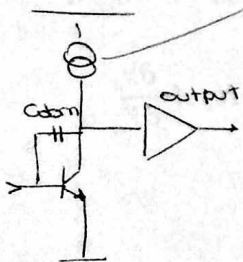
Cancelación mutua de las corrientes de polarización de bases entre ambos pares → mejora del compromiso de la tensión de salida originado por la polarización

VAS (Voltage amplifier Stage)

CONFIGURACIONES DE VAS

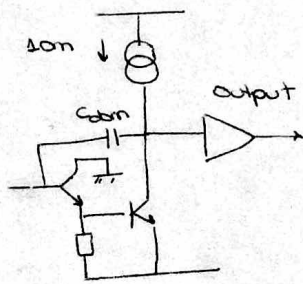
Necesito una impedancia de carga alta, para lograr una elevada ganancia (si pongo una R_C gde $\Rightarrow \downarrow I_C \Rightarrow A_v$ etc.)

VAS CONVENCIONAL CON FUENTE DE CORRIENTE



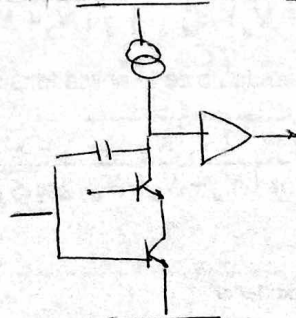
→ Limitada por el efecto Early.

La impedancia del colector depende de R_C del VAS



Aumento el β del VAS, por lo que necesito chuparle menos corriente a la entrada.

CASCODE

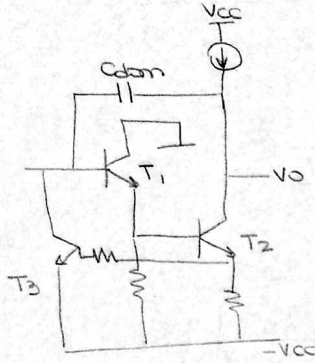


→ Aumento la impedancia de colector para obtener una mayor ganancia local.

importante que la VAS opere con una corriente de polarización elevada, de modo de lograr la distorsión deseada a plena carga.

se usa una configuración sin el seguidor por emisor por lo al este es emisor común, debe verse que no se dupe mucha corriente de la etapa de entrada, si no se desbalancea el par.

→ La mejor configuración de la VAS parece ser la que tiene un buffer de corriente



$T_3 \rightarrow$ Introduce una realim local que mueve I_{C2} ,

En caso de que I_{C2} sea muy gte \Rightarrow se pierde T_3
y le saca corriente a la base de T_1

$\Rightarrow I_{C2} \downarrow$

ETAPA DE SALIDA

Salida con cuasi darlington \rightarrow presentan mejor estabilidad térmica que la salida Darlington,

El transistor más externo no se controla por tensión sino por corriente

\leftarrow pues el vbe de los transistores de salida no se encuentra en el "camino de la señal"

Entonces, cómo logro una mayor estabilidad térmica de la etapa de salida?

→ Agregó una RE en los transistores de salida de manera de lograr una realimentación en su polarización.

→ $> \beta$ de los transistores de salida con tecnología Darlington/ se logra el aumento de la ganancia de la segunda etapa aislada de la impedancia de carga.