

APELLIDOS:

NOMBRE:

SOLUCION

Parcial sobre sistemas analógicos de comunicaciones

Empleando el Circuito Integrado (CI) LM1596 cuyo diagrama interno es el de la Figura 1a y para el que la Figura 1b muestra una aplicación como modulador de producto, vamos a diseñar un convertor de frecuencia con salida asimétrica (referida a masa) y alimentación simétrica de +8 y -8 voltios respecto a masa.

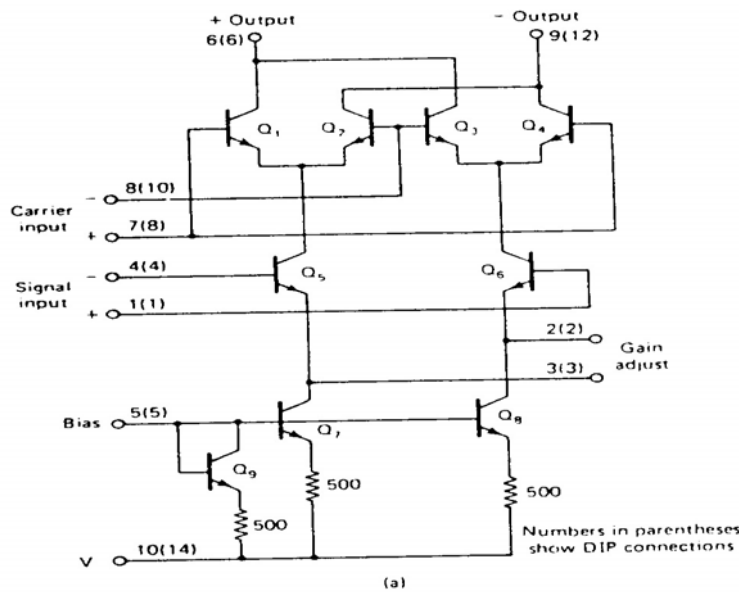
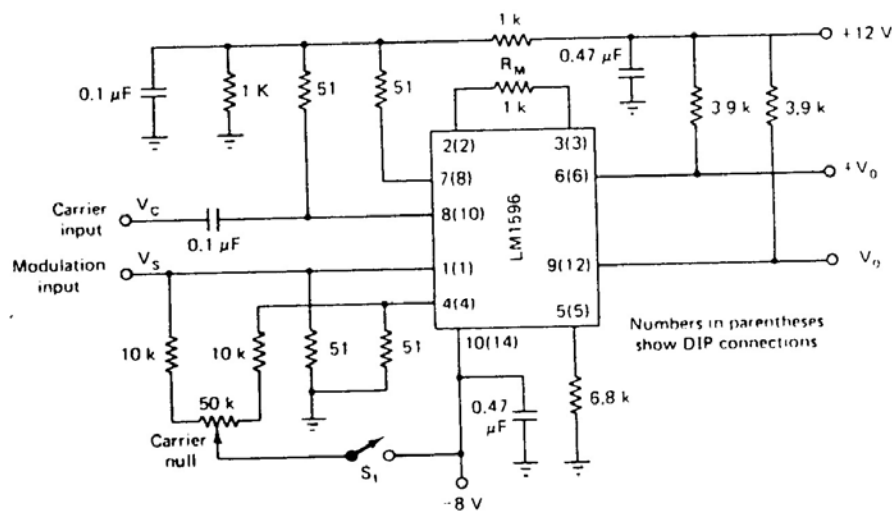


Figura 1a



NOTE: S₁ is closed for "adjusted" measurements

(b)

Figura 1b

Para ello aprovecharemos lo que creamos conveniente del circuito de la Figura 1-b teniendo en cuenta que deseamos convertir una portadora de $f_c=27\text{MHz}$ modulada en amplitud (AM) con una señal vocal de 4kHz de frecuencia máxima en una señal de frecuencia intermedia $f_{FI}=455\text{kHz}$ con la mayor ganancia de conversión posible. Respetaremos la corriente de polarización de la patilla (5) del CI LM1596, por lo que la primera cuestión se refiere a esta corriente I_5 .

- 1- Calcule el valor de I_5 y de las corrientes que polarizarán a los transistores de la célula de Gilbert de este CI. (5 p)
- 2- Como vamos a usar una salida asimétrica y sintonizada mediante un circuito L-C tanque, comente qué tenemos que hacer con las resistencias de $3.9\text{K}\Omega$ a la salida del circuito y dibuje cómo quedarán conectadas las patillas 6 y 9 del CI para nuestra aplicación concreta. (5 p)
- 3- Considerando su respuesta del Apartado 2 y con la nueva alimentación de $+8\text{V}$ y -8V (simétrica) que vamos a utilizar, indique en qué transistores cambiará mucho (más de un 20%) la potencia media disipada en reposo con relación a la que disipaban en la Figura 1-b. (15 p)
- 4- Para convertir esa portadora con la modulación AM de señal vocal indicada sin perder información debemos prever el ancho de banda suficiente en el circuito L-C de salida, amortiguándolo si es preciso. Considerando que la capacidad de tal circuito es de 1000pF y que la resistencia serie de la bobina en paralelo con C es de 3Ω , indique si es necesario amortiguar ese circuito sintonizado a $f_{FI}=455\text{kHz}$ para que acepte bien ($\approx 3\text{dB}$ de pérdidas) los 8kHz de ancho de banda Δf en torno a f_{FI} que el sistema necesita. En caso afirmativo indique cómo lo amortiguaríamos. (15 p).
- 5- ¿Qué hay que cambiar en el circuito de la Figura 1-b para tener la mayor ganancia de conversión posible? Comente posibles alternativas en función de su precio y de sus prestaciones de cara al circuito para ese cambio. (10 p)
- 6- Dibuje la forma de inyectar al circuito la señal portadora (que podemos pensar que proviene de un preamplificador con impedancia de salida de 50Ω y la señal de oscilador local que proviene de un generador con impedancia de salida similar. Diseñe el valor de cualquier condensador que emplee para hacer esas conexiones. (10 p)
- 7- Considerando que la expresión del desequilibrio de corrientes entre las patillas 6 y 9 para una señal portadora pequeña Δv_C y una señal de oscilador local $f_{OL} \neq 0$, de amplitud mucho mayor que V_T donde $V_T = kT/q = 26\text{mV}$ a T ambiente, es (a efectos de señal de f_{FI}) la siguiente:

$$\Delta I = (\Delta v_C \times 0.637 \times I_5) / V_T$$

Obtenga la ganancia de conversión del circuito, indicando qué amplitud de señal de frecuencia intermedia de 455kHz se obtiene a la salida con 1 microvoltio de portadora. Nota: considere cómo se aprovecha ΔI en el circuito de salida. (10 p)

- 8- Elija una frecuencia f_{OL} adecuada del oscilador local y en función de ella indique las frecuencias de las señales de corriente ΔI y su mayor o menor amplificación en el circuito L-C de salida. Estime la amplitud de tensión que habrá a la salida para señales de frecuencias en torno a $2f_{OL}$ y $3f_{OL}$ (10 p)
- 9- Necesitamos una ganancia de conversión 3dB mayor (doble de potencia de salida). Razone si eso sería posible aumentando I_5 en un 41%. Explique: 1) por qué se necesitaría ese incremento y no otro (5 p) y 2) si el circuito seguiría funcionando razonablemente considerando $V_{CEsat} = 0.4\text{V}$ (10 p).
- 10- Supongamos que la fuente de alimentación de -8V tiene un rizado de 3mV_{pp} y la de $+8\text{V}$ uno de 0.3mV_{pp} . Indique cómo puede influir ese rizado en la señal de salida del circuito a través del circuito de polarización y si se le ocurre alguna forma de disminuir esa influencia. (10 p)



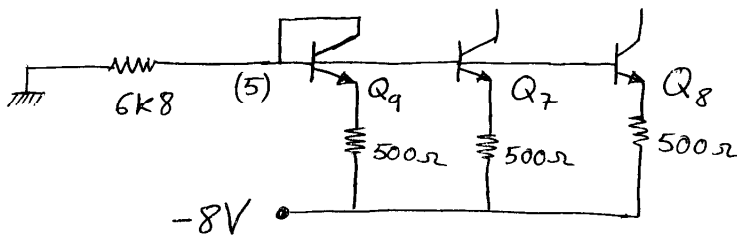
POLITÉCNICA

Escuela Técnica Superior
de Ingenieros de Telecomunicación
Universidad Politécnica de Madrid

ETSIT
UPM

Asignatura		Fecha	
Apellidos		Curso	
Nombre	— SOLUCION —		Calificación
		Grupo	

1) Para obtener el valor de I_5 tenemos lo siguiente:



$$I_{E7} = I_{E8} = I_{E9}$$

$$I_{B7} = I_{B8} = I_{B9}$$

$$I_{C9} + 3I_{B9} = I_{E9}$$

$$I_{E9} \cdot 500\Omega + V_{BE9} + (I_{C9} + 3I_{B9}) \cdot 6k8 = 0 - (-8V) = 8V$$

$$I_{E9} + 2 \frac{I_{B9}}{\beta} \approx I_{E9} (\beta \gg 1)$$

$$I_{E9} (6800\Omega + 500\Omega) = 8V - V_{BE9} = 8V - 0.7V = 7.3V$$

$$\text{Por tanto: } I_5 = I_{E9} + 2 \frac{I_{B9}}{\beta} \approx I_{E9} = \frac{7.3V}{7300\Omega} = \underline{\underline{1mA}}$$

Corrientes en los TRT's: (Asumiendo $I_C \approx I_E$, $\beta \gg 1$)

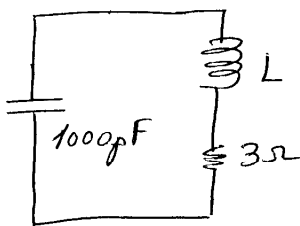
$$I_{E7} = I_{E8} = I_{E5} = I_{E6} = \underline{\underline{1mA}}, \quad I_{E1} = I_{E2} = I_{E3} = I_{E4} = \underline{\underline{0.5mA}}$$

2) Sustituiremos las resistencias de 3k9 a la salida por un cortocircuito y por el circuito LC tanque, de modo que la corriente que entraba por la patilla 6 a través de la resistencia de 3k9 conectada al rail de +12V siga fluyendo (ahora desde el nuevo rail de +8V) a través del cortocircuito mencionado y la corriente

que entraba por la patilla 9 lo haga ahora a través del hilo ² de la bobina del circuito L-C (otro "cortocircuito" en d.c.) que conectará en dc esa patilla 9 al rail de +8V ahora.

3) De esta forma los colectores de Q_1-Q_4 que antes estaban a una tensión de: $12V - 3k\Omega \times I_5 = 8'1V$, ahora estarán a 8V. Si respetamos (ya veremos cómo) las tensiones de las bases de Q_1-Q_4 en dc (patillas 7 y 8) que en la Figura 1b son de 6V, la tensión en los emisores de Q_1-Q_4 seguirá siendo de $6V - 0'7V$ es decir: de 5'3V. Por tanto la tensión colector-emisor de Q_1-Q_4 en la Figura 1b es de $8'1 - 5'3 = 2'8V$ y con nuestra propuesta del Apdo. 2 será de $2'2V$. Como las corrientes de colector de Q_1-Q_4 siguen siendo de 0'5mA como en la Figura 1b, la potencia disipada con nuestra propuesta por Q_1 por ejemplo, pasa de: $0'5mA \times 2'8V = 1'40mW$ (Figura 1b) a: $0'5mA \times 2'2V = 1'10mW$ con nuestra propuesta. Por tanto, en ningún transistor hay variaciones de potencia disipada en reposo que varíen en más del 20% respecto a la que disipaban en la Figura 1-b con nuestra propuesta.

4)

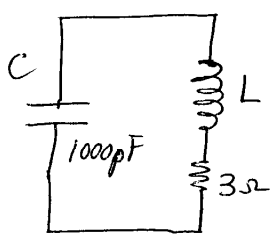


$$f_{FI} = 455 \cdot 10^3 \text{ Hz} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot 10^{-9}}} \Rightarrow L = 122'4 \mu\text{H}$$

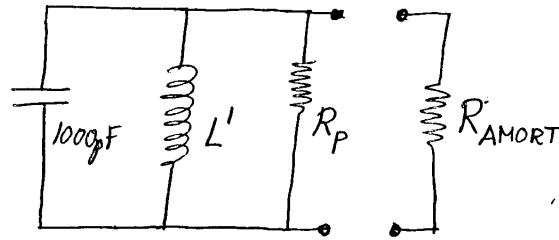
$$Q = \frac{2\pi \cdot 455 \cdot 10^3 \cdot 122'4 \cdot 10^{-6}}{3} = 116'6 \text{ (Q NATIVO)}$$

$$Q_{NECESARIO} = \frac{f_{FI}}{10 \cdot 10^4} = 56'9 \text{ (aproxim. } \frac{Q_{NATIVO}}{2} \text{)}$$

4) (CONTIN.) Por tanto, debemos amortiguar el circuito de modo ③ que tengamos $Q = 56'9$ en vez de $Q = 116'6$. Usaremos una resistencia R_{AMORT} tal que:



$$Q = 116'6$$



$$Q_{NAT} = 116'6$$

$$Q_{NECES.} = 56'9$$

$$L' = \frac{1 + Q_{NAT}^2}{Q_{NAT}^2} \cdot L$$

$$R_p = R_s (1 + Q_{NAT}^2)$$

$$\underline{\underline{R_p = 40'8 k\Omega}}$$

Por tanto:

$$Q_{NECES} = 56'9 = \omega_0 \cdot C \cdot (R_p \parallel R_{AMORT}) = 0'488 = \frac{R_p \parallel R_{AMORT}}{R_p}$$

$$Q_{NATIVO} = 116'6 = \omega_0 \cdot C \cdot R_p$$

$$0'488 = \frac{\frac{R_p \cdot R_{AMORT}}{R_p + R_{AMORT}}}{R_p} = \frac{R_{AMORT}}{R_p + R_{AMORT}} \Rightarrow \begin{cases} (1 - 0'488) R_{AMORT} = 0'488 R_p \\ R_{AMORT} = \underline{\underline{38'9 k\Omega}} \text{ (exacto)} \end{cases}$$

Pero servía la respuesta: como $R_p = 50'8 k\Omega$ y esto dejaría Q_{NATIVO} que es el doble de $Q_{NECESARIO} \Rightarrow$ Añadimos $R_{AMORT} \approx R_p = 50'8 k\Omega$ en paralelo y no calculamos ese valor exacto.

5) Habría que reducir el valor de $R_M = 1 k\Omega$ que introduce realimentación negativa en el diferencial $Q_5 - Q_6$ (resistencia de emisor en a.c.). Como necesitamos hacer $R_M \rightarrow 0$ en a.c., un condensador que ofreciese una baja reactancia (p.e. $\frac{1}{\omega C} < 1 \Omega$) a las frecuencias de trabajo

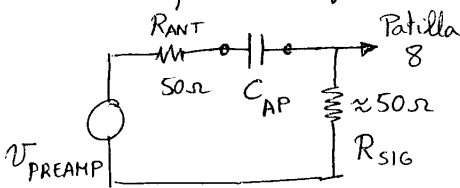
4

sería necesario en sustitución de R_H . Para señales de 27MHz (portadora) o $27\text{MHz} \pm 455\text{kHz}$ (oscilador local) que podrían excitar al diferencial Q_5-Q_6 , el condensador C_H que sustituiría a R_H debería ser tal que:

$$\frac{1}{2\pi \cdot 27 \cdot 10^6 \cdot C_H} < 1\Omega \Rightarrow C_H > 6\text{nF} \quad (\text{Por ejemplo } C_H = 20\text{nF} \text{ cerámico})$$

Otra solución más barata sería un cortocircuito directo (pista del circuito impreso) entre las patillas 2 y 3, pero si Q_5 y Q_6 no fuesen muy parecidos, esta solución daría lugar a que I_{E5} e I_{E6} no fuesen tan parecidas como lo son debido al espejo de corriente doble formado por Q_9 , Q_7 y Q_8 .

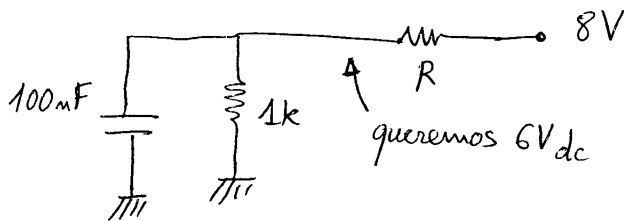
6) Como las señales portadora y de oscilador local son ambas de alta frecuencia, no es difícil acoplarlas capacitivamente como se hace con la entrada "Carrier input" en la Figura 1-b. Usando esta entrada para la portadora de 27MHz tendríamos:



El condensador de Acoplo de Portadora C_{AP} deberá ofrecer a 27MHz una reactancia mucho menor que $(50\Omega + 50\Omega) = R_{ANT} + R_{SIG}$

Un $C_{AP} = 6\text{nF}$ ofrece 1Ω a 27MHz $\Rightarrow C_{AP} = 10\text{nF}$ serviría y mejor aún $C_{AP} = 100\text{nF}$ que existe en la Figura 1-b para inyectar portadora entre la patilla 8 del LM1596 y masa, a la que debe ir conectada la patilla 7 del LM1596. Esto se consigue mediante el condensador de 100nF en paralelo con la resistencia de 1kΩ del divisor de tensión que polarizará las bases de Q_1-Q_4 , que ya no será

un divisor por dos ($1k\Omega$ y $1k\Omega$) para obtener 6V a partir del ³ rail de 12V de la Figura 1-b. Ahora será:



$$8V \cdot \frac{1k}{1k+R} = 6V \Rightarrow \underline{\underline{R = 333\Omega}}$$

Para inyectar la señal de oscilador local, ~~ahora~~ que hemos de emplear la entrada "modulation input" de la Figura 1-b y si nuestro oscilador local no tiene un nivel dc apreciable, podemos usar el acoplamiento directo (en dc) de la Figura 1-b. No estaría de más intercalar en serie un condensador similar al CAP usado para inyectar la portadora.

7) Tendremos: $\Delta I = \Delta V_c \cdot 0'637 \cdot 10^{-3} / 26 \cdot 10^{-3} = 24'5 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta V_c$

Pero de este desequilibrio entre corrientes de las patillas 6 y 9 sólo se aprovecha el 50% (la de la patilla 9 donde va el LC-tanque) y se convierte en tensión mediante la impedancia ofrecida por el LC a $f_{FI} = 455 kHz$ que era de: $408k\Omega // R_{AMORT} = 197k\Omega$

Por tanto: $\Delta V_{FI} = \frac{1}{2} \times \Delta I \times 197k\Omega = \Delta V_c = 244 \Delta V_c$.

Entonces, una amplitud de portadora de $1\mu V$ dará $244\mu V$ de señal de frecuencia intermedia \Rightarrow Ganancia de conversión: 244 $\frac{V}{V}$.

8) Tomamos $f_{OL} = 27'455 MHz$ que como excita en gran señal al multiplicador equivale a una señal cuadrada cuyas componentes son: f_{OL} (amplitud A), $3f_{OL}$ (amplitud $A/3$), $5f_{OL}$ (amplitud $A/5$), etc.

No hay pues armónico par a $2f_{OL}$ pero sí hay armónico impar ⁶ a $3f_{OL}$ cuya amplitud es $\frac{1}{3}$ de la de frecuencia f_{OL} que generó la señal de 455 kHz ($f_{OL} - f_{carrier}$) y que generó una señal de frecuencia ($f_{OL} + f_{carrier}$) = $54'455 \text{ MHz}$ que queda cerca o en torno a $2f_{OL} = 54'91 \text{ MHz}$. La amplitud de esta señal será menor que la de 455 kHz debido a la baja impedancia del LC a esta frecuencia que ya no será de $19'9 \text{ k}\Omega$ sino la reactancia de los 1000 pF esencialmente. Esta es:

$$\frac{1}{2\pi \cdot 54'9 \cdot 10^6 \cdot 1000 \cdot 10^{-12}} = \underline{2'9 \Omega} \left\{ \begin{array}{l} \text{Por tanto la amplitud de esta señal} \\ \text{en relación con la de } 455 \text{ kHz} \text{ será} \\ 19'9 \text{ k}\Omega / 2'9 \Omega = 6862 \text{ veces menor } (-76'7 \text{ dB}) \end{array} \right.$$

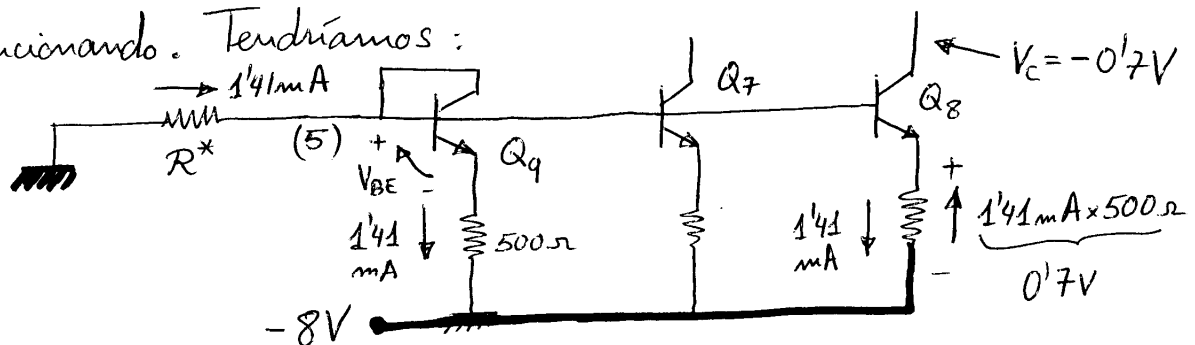
La amplitud de la señal de frecuencia ($3f_{OL} - f_{carrier}$) = $55'365 \text{ MHz}$ estaría unas 3 veces por debajo de la anterior $(-9'5 - 76'7 = -86'2 \text{ dB})$

9) Para aumentar en 3 dB la potencia de salida habría que multiplicar por $\sqrt{2} = 1'41$ la tensión de 455 kHz a la salida. Como ésta es proporcional a I_5 , si I_5 se multiplicase por $1'41$ (es decir se incrementase en un 41%) se tendría ese incremento de ganancia de 3 dB , siempre que el circuito funcionase correctamente.

Como las caídas de tensión en las resistencias de 51Ω debidas a las corrientes de base de $Q_1 - Q_4$ y $Q_5 - Q_6$ son despreciables, lo seguirán siendo para esas corrientes incrementadas en un 41% , por lo que las tensiones de emisor de los TRTs $Q_1 \rightarrow Q_4$, Q_5 y Q_6 serán esencialmente iguales

a las de la Figura 1b. Las tensiones de colector de Q_5 y Q_6 serán por tanto similares a las de la Figura 1-b ($6V - 0.7V = 5.3V$), y las de $Q_1 - Q_4$ serán de $+8V$ debido al cortocircuito de la patilla 6 con el raíl de $+8V$ y a la bobina (cortoc. en d.c.) que conecta la patilla 9 con ese mismo raíl en d.c.

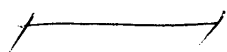
Por tanto sólo queda por ver si el espejo de corriente seguirá funcionando. Tendríamos:



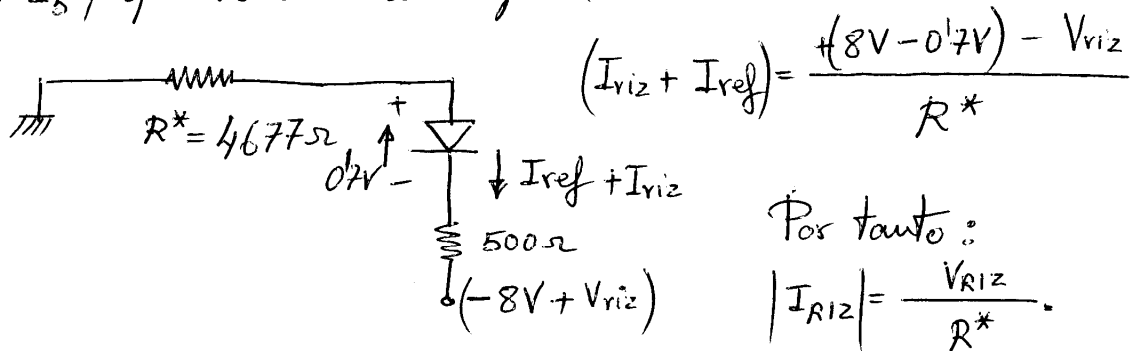
Ahora R^* será menor que $6K8$, en concreto:

$$1.41 \text{ mA} (R^* + 500 \Omega) + V_{BE} = 8V \Rightarrow R^* = \frac{8 - V_{BE}}{1.41 \cdot 10^{-3}} - 500 \Omega = \underline{\underline{4677 \Omega}}$$

Con esto la tensión V_{CE} de Q_8 (y de Q_9) sería de $6.6V$, muy por encima de $V_{CE_{sat}} = 0.4V$ todavía (en la Figura 1-b era $6.8V$) por lo que el circuito seguiría funcionando correctamente al cambiar la resistencia de $6K8$ por $R^* = 4K68$ y la ganancia de conversión será $3dB$ mayor ($244 \times 1.41 = 344$) y habría posibilidad de aumentarla algo más todavía si fuera necesario, bajando el valor de R^* .



10) La corriente del TRT de referencia del espejo de corriente es I_5 , que vendría dada por:



Es decir: si el voltaje de $-8V$ fluctúa algo (V_{RIZ}) la corriente de referencia también lo hace y su fluctuación es directamente proporcional a V_{RIZ} e inversamente proporcional a R^* .

Este rizado en la corriente de polarización de la célula de Gilbert ($I_{EE} = 2I_5$ en este caso) hará que la ganancia de conversión fluctúe un poco al ritmo de V_{RIZ} . Con $3mV_{pp}$ de rizado en la fuente de $-8V$, la corriente $I_5 = 1.41mA$ fluctuaría en $|I_{RIZ}| = 3mV / 4677\Omega = 0.64\mu A$ (el 0.045% de I_5) lo que daña una pequeña modulación de amplitud de señal de salida al ritmo de V_{RIZ} . Para disminuirla usáramos el rail de $+8V$ (que tiene menos rizado) y que además requiere una mayor R^* , por lo que resulta doblemente beneficioso. Haríamos esto:

