

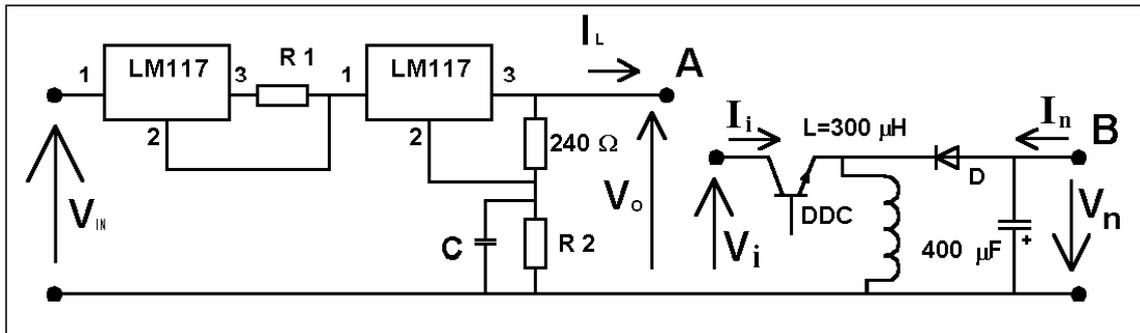
APELLIDOS

NOMBRE:

SOLUCION

Parcial sobre Sistemas Analógicos de Alimentación

Con dos reguladores lineales de 3 terminales con salida fija de 1.2V se ha montado el regulador lineal que aparece en la Figura, donde $R1=2\Omega$ y $R2=1.56K\Omega$.



- 1- Explique cuál es la misión de cada CI LM117, cómo consigue realizarla y cómo se logra mediante el condensador C, que cuando se conecta la tensión de entrada V_{IN} bruscamente, la tensión de salida no sea bruscamente la tensión V_o , sino una tensión que se aproxima a ella gradualmente (característica de arranque suave o "soft start"). (10 p)
- 2- Calcule la tensión de salida V_o y la máxima corriente I_L sabiendo que el LM117 tiene una V_{drop} de unos 2V y una limitación interna de corriente de 2A. (5 p)
- 3- Considerando que la corriente que atraviesa la resistencia de 240Ω es la que va hacia R2 en paralelo con C, dibuje la evolución de $V_o(t)$ desde el momento en que se aplica V_{IN} , explicando sus valores inicial y final y la causa de esa evolución. Estime la constante de tiempo del sistema "soft start" para $C=100\mu F$. (10 p)
- 4- Obtenga la V_{IN} mínima necesaria para que el circuito pueda dar su corriente máxima I_L con su tensión de salida V_o . En estas condiciones obtenga la potencia disipada por cada LM117 y por la resistencia R1. (7 p)
- 5- Considerando que los CI LM117 no llevan disipador de calor adosado a su encapsulado TO220 cuya resistencia térmica Θ_{JA} es de $40\text{ }^\circ\text{C/W}$, obtenga la temperatura de las uniones T_j dentro de cada CI en las condiciones del apartado anterior. (8 p)
- 6- Si la tensión V_{IN} se obtuviese mediante un rectificador de onda completa en puente conectado al secundario de $12V_{ef}$ de un transformador, ¿qué condensador sería necesario conectar en paralelo con la entrada V_{IN} para entregar a la carga una potencia $V_o \times I_L$? (10 p)

A la salida de la fuente anterior queremos conectar un regulador conmutado inversor de tensión para disponer de una fuente auxiliar de $-V_o$ referidos al raíl de masa. Esta fuente se ha diseñado para una corriente de salida de sólo 200 mA que se absorberán por el terminal B ($I_N=200\text{mA}$). La etapa de potencia del inversor sin su electrónica de control, aparece también en la Figura. Si no obtuvo V_o anteriormente, suponga ahora $V_o=10.5\text{V}$.

- 7- Considerando que las caídas de tensión en el diodo D y en el dispositivo de control (DDC) cuando conducen son de 0.3V, obtenga las formas de onda de la corriente $I_i(t)$ y de la corriente del diodo $I_D(t)$ sabiendo que la frecuencia de conmutación es de 50 KHz. (20 p)
- 8- Calcule el rendimiento del inversor con esta I_N . (10 p)
- 9- Con un condensador $C=400\mu F$ de muy baja ESR ($10^{-2}\Omega$) el rizado pico-pico de V_N era de unos pocos mV_{pp}. Pensando en reducir este rizado cambiamos C por otro condensador $C^*=1600\mu F$ reutilizado de otro circuito y observamos que el rizado aumentó a unos 55mV_{pp}. Dibuje la forma de onda de la corriente de esos condensadores y basándose en ello, obtenga la ESR del nuevo condensador. ¿Le sugiere esto alguna forma de medir la ESR de condensadores electrolíticos? Coméntela. (20 p)

Parcial sobre sistemas analógicos de comunicaciones

Usando el Circuito Integrado 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 convertidor de frecuencia con salida asimétrica (referida a masa) y alimentación simétrica de +8 y -8 voltios respecto a masa.

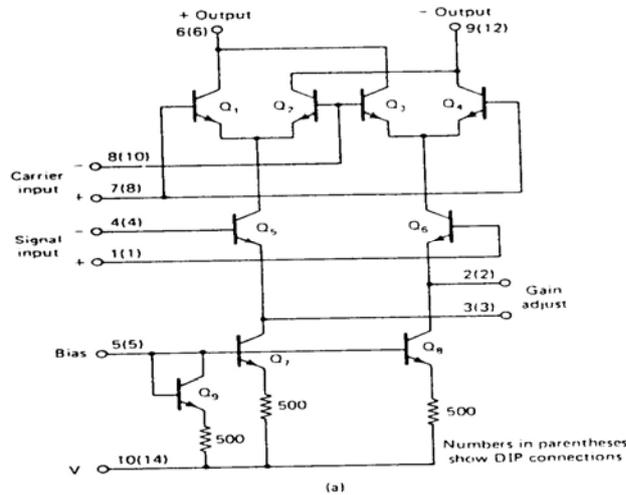


Figura 1a

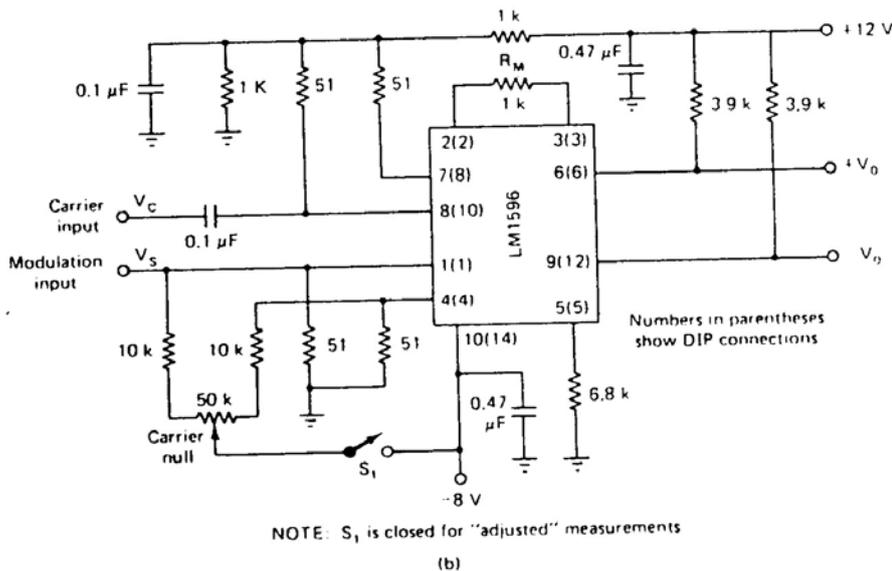


Figura 1b

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 Circuito Integrado (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 $3.9k\Omega$ 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 +8V 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 $f_{FI}=455kHz$ para que acepte bien ($\approx 3dB$ 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 supondremos que proviene de un preamplificador con impedancia de salida de 50Ω y la señal de oscilador local que entrega un generador de igual impedancia de salida. Diseñe el valor de cualquier condensador que use 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 $V_T = kT/q = 26mV$ 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. **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 $V_{CEsat}=0.4V$ (10 p).
- 10- Supongamos que la fuente de alimentación de -8V tiene un rizado de $3mV_{pp}$ y la de +8V 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)



Asignatura		Fecha	
Apellidos		Curso	
Nombre	— SOLUCION —		Calificación
		Grupo	

1) El LM117 asociado con R_1 será CI_1 y el otro LM117 será CI_2 . CI_2 es el regulador de tensión V_0 porque tratará de que sobre la resistencia de 240Ω haya $1.2V$. Esto hará que V_0 sea proporcional a $1.2V$ al ser despreciable la corriente I_2 por la patilla 2 de CI_1 y CI_2 . La corriente que fluirá por esa resistencia será (en dc y en régimen permanente) la siguiente: $I_{div} = 1.2V / 240\Omega = 5mA$ y también fluirá a través de R_2 por lo que la tensión V_0 será:

$$V_0 = I_{div}(R_2 + 240\Omega) = 5mA \times 1800\Omega = 9V \quad (V_0 = 1.2V \times \frac{240 + R_2}{240})$$

El regulador CI_2 se encargará de que esto sea así dando, además de I_{div} , la corriente I_L de salida que pida la carga (suponiendo que I_L no exceda las posibilidades de IC_2 , cosa que no va ocurrir porque antes de que eso ocurra, CI_1 va a limitar la corriente I_1 que llega al terminal 1 de CI_2 , limitando por tanto $I_L \approx I_1$.

CI_1 es el limitador de corriente I_1 y por tanto de I_L ya que $I_L \approx I_1$ al ser despreciable la corriente I_2 . Este CI_1 intenta que la tensión sobre R_1 sea de $1.2V$, dando la corriente que haga falta para ello. Si $I_L = 0 \Rightarrow I_1 \approx 0$ con lo que la tensión sobre R_1 es nula. CI_1 nota esto, pero no puede hacer nada para remediarlo: queda o está dispuesto a dar corriente hasta que $V_{R_1} = 1.2V$ pero no se la piden, por lo que la tensión de su patilla 3 aumentará hasta que su tensión entre patillas 1 y 3 se haga

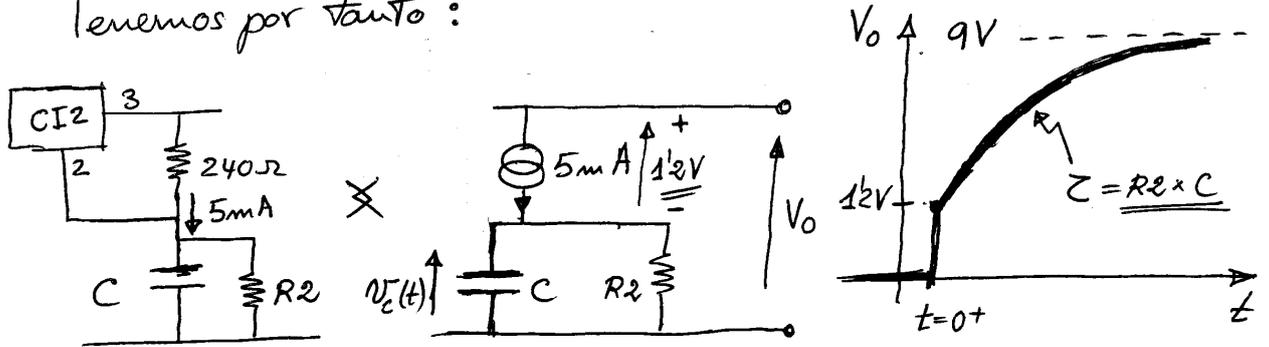
algo inferior a su V_{drop} , momento en que su electrónica interna ya no tratará o ya no podrá hacer que V_{R1} sea de $1'2V$, y ya no se "sentirá frustrado" como regulador que no pudo conseguir el objetivo para el que fue diseñado (hacer que $V_{R1} = 1'2V = V_{31}$ en CI2), porque al estar en estas condiciones ($V_{13} < V_{drop}$) tal regulador no existe o CI1 no funciona como tal.

Sin embargo, en cuanto le pidan suficiente I_1 , puede llegar a cumplir su objetivo, "despertando" de su situación anterior. Así, en cuanto $I_1 \times R_1$ sea de $1'2V$, CI1 se dará cuenta de ello y no permitirá que fluya una mayor corriente I_1 para que su V_{31} no suba de $1'2V$, verdadero objetivo para el que fue diseñado CI1. De esta forma CI1 limita I_1 al valor $I_{1MAX} = 1'2V/R_1 = 600mA \Rightarrow \underline{I_{LMAX} = 0'6A}$.

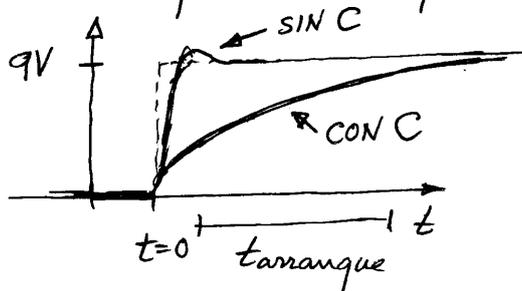
Para que esto ocurra, la tensión V_{13} de CI1 deberá ser mayor o igual que su V_{drop} a fin de que su electrónica interna pueda cumplir su objetivo, limitando de ese modo I_L a $600mA$. (NOTA: esto se usará en el Apdo. 4 [1]).

En cuanto a la característica de arranque suave, el condensador C juega el siguiente papel: hacer que el divisor de tensión de salida cambie con el tiempo durante el transitorio de arranque. Ello ocurre porque antes de conectar V_{IN} , C estará descargado. Nada más conectar V_{IN} en

$t=0^+$ el regulador CI2 dará los 5mA sobre la resistencia de 240Ω para que su V_{32} sea de $1.2V$ y además dará cierta I_L si la carga lo pide y es inferior a I_{LMAX} .
Tenemos por tanto:



Como vemos, en $t=0^+$ la tensión de salida es de $1.2V$ y a partir de ese instante tiende a los $9V$ finales de forma exponencial a medida que C se va cargando. Así se logra ese arranque suave que necesitan algunas cargas delicada



Como $V_0 = 1.2V + V_C(t)$ para $t > 0^+$
y $V_C(t) = 7.8V(1 - e^{-t/\tau})$,
 $\tau = R_2 C$ puede diseñarse para que taranque sea de varios ms ó seg.

2) Ya ha sido contestado: $V_0 = 9V$, $I_{LMAX} = 0.6A$

3) Ya ha sido contestado casi en su totalidad. Falta: $\tau = 1.56K\Omega \times 100\mu F$
 $\tau = 156 ms$

4) Se contestó algo de lo que aquí se pide en la NOTA [1] de la respuesta al Apdo 1. Según aquella nota el limitador basado en CI1 dando $I_{LMAX} = 600mA$ requería $V_{13} \geq V_{drop}$ y en R_1 caían los $1.2V$ que fija CI2. Por tanto, en estas

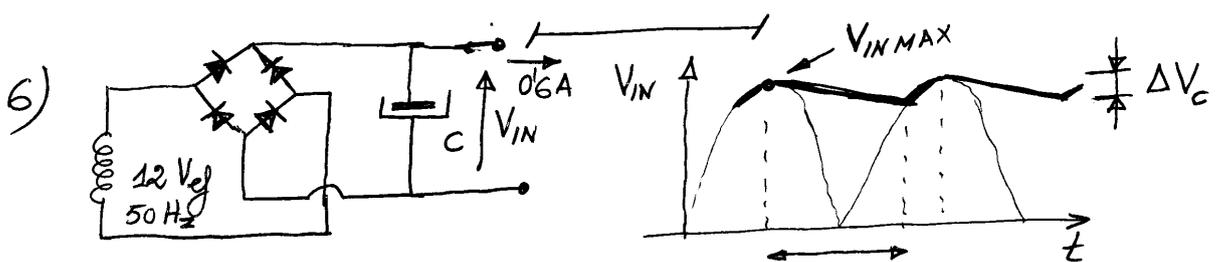
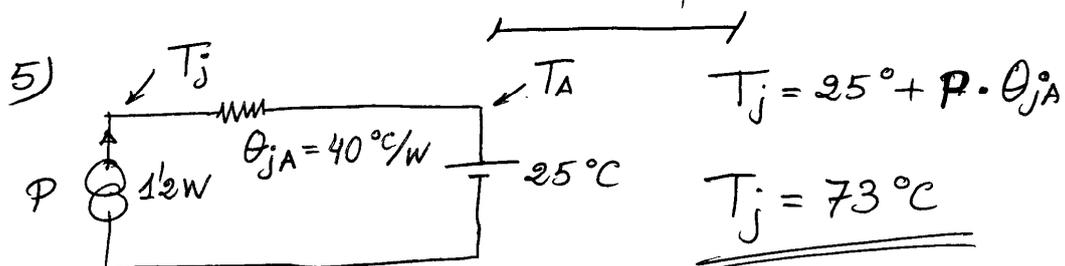
condiciones, la caída de tensión entre la patilla 1 de ⁽⁴⁾ CI1 y la patilla 1 de CI2 debe ser mayor o igual que $(V_{drop} + 1'2V) = 3'2V$.

Para respetar la V_{drop} de CI2, la caída entre sus patillas 1 y 3 no debe ser inferior a $2V$. Por tanto, la caída de tensión entre la entrada V_{IN} o patilla 1 de CI1 y la salida V_o (punto A) debe ser mayor o igual que $3'2 + 2 = \underline{5'2V}$.

Como estamos dando $V_o = 9V \Rightarrow V_{IN\ MINIMA} = \underline{14'2V}$.

Con esta $V_{IN\ MINIMA}$ y en estas condiciones, cada LM117 tiene una caída $V_{13} = V_{drop} = 2V$ y una $I_1 = 600mA \Rightarrow$

$$P_{CI1} = 2V \times 0'6A = \underline{1'2W} = P_{CI2} \quad | \quad P_{R1} = I_1^2 \cdot R = \underline{0'72W}$$



$$V_{IN\ MAX} = V_{pico} - 2V_D = 12\sqrt{2} - 1'2 = \underline{15'77V} \quad t_{descarga} \approx T/2 = 10ms$$

Por tanto ΔV_c puede ser como máximo $15'77 - 14'2 = \underline{1'57V}$
 (miculombios)

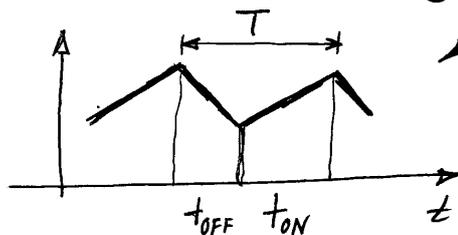
$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int_{T/2} 0'6A dt = \frac{1}{C} \cdot 6mC \Rightarrow C = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{1'57} = 3800 \mu F / 25V$$

(por seguridad)

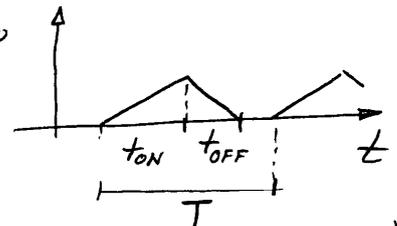
7) Durante t_{ON} la bobina se carga de energía con una tensión ($V_i - 0'3V$) que hace crecer linealmente su corriente de la forma: $\Delta I_L(t) = \frac{V_i - 0'3}{L} \cdot t \Rightarrow \Delta I_L \uparrow = \frac{9-0'3}{300\mu H} \cdot t_{ON}$ (5)

Durante t_{OFF} la bobina se descarga o pierde energía luchando contra una tensión ($V_N + V_D$) = $(9+0'3)V$ por lo que su corriente decrece linealmente así: $\Delta I_L(t) = \frac{-(9'3V)}{L} \cdot t \Rightarrow \Delta I_L \downarrow = \frac{9'3}{300\mu H} \cdot t_{OFF}$

En régimen estacionario $\Delta I_L \uparrow = \Delta I_L \downarrow$ por lo que la corriente de la bobina será en general así:)



Aunque podríamos estar en modo discontinuo así:



(aquí $t_{ON} + t_{OFF} < T$)

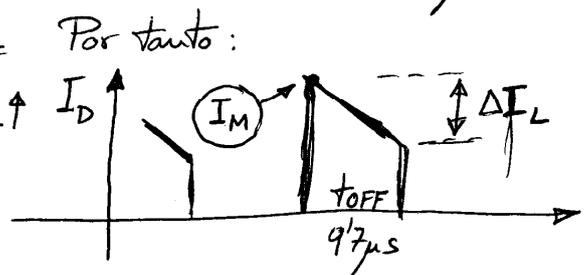
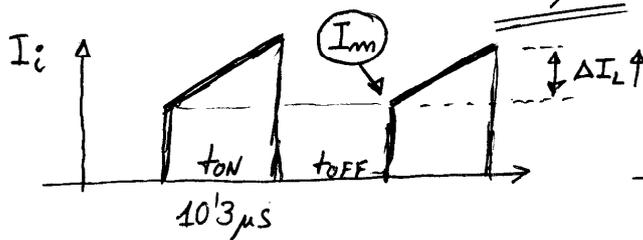
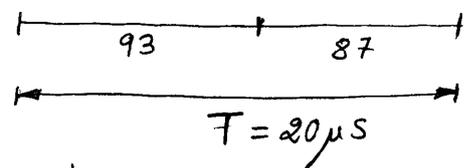
Supondremos la primera opción en la que $t_{ON} + t_{OFF} = T$.

Como $\Delta I_L \uparrow = \Delta I_L \downarrow$ tenemos:

$$\frac{9-0'3}{300\mu H} \cdot t_{ON} = \frac{9+0'3}{300\mu H} \cdot t_{OFF} \Rightarrow \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{9'3}{8'7} = \frac{93}{87} \Rightarrow$$

$$t_{ON} = \frac{93}{93+87} \times 20\mu s = 10'3\mu s$$

$$\text{y } t_{OFF} \approx 9'7\mu s$$



Por tanto:

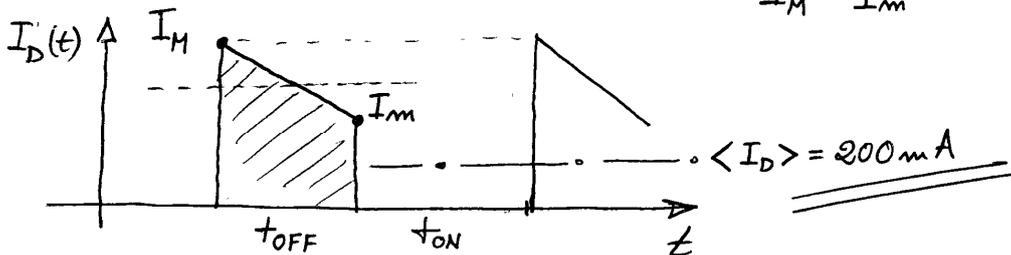
Falta determinar los valores ΔI_L , I_M e I_m .

⑥

$$\Delta I_L = \frac{(9-0.3)V}{300\mu H} \cdot 10^3 \mu s = \underline{\underline{300mA}}$$

Por la estructura del circuito, el valor medio de $I_D(t)$ debe ser igual a la corriente $I_M = 200mA$ absorbidos por el terminal B. Por tanto:

$$I_M - I_m = \Delta I_L = \underline{\underline{300mA}}$$



El valor medio de $I_D(t)$ durante t_{OFF} es $\frac{I_M + I_m}{2} = \frac{\Delta I_L + 2I_m}{2}$

Luego el valor medio en el tiempo de la corriente $I_D(t)$ será:

$$\langle I_D(t) \rangle = \frac{t_{OFF}}{t_{ON} + t_{OFF}} \times \frac{\Delta I_L + 2I_m}{2} = 200mA \Rightarrow I_m = \frac{t_{ON} + t_{OFF}}{t_{OFF}} \cdot 200mA$$

$$I_m = \frac{t_{ON} + t_{OFF}}{t_{OFF}} \cdot 200mA - \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_m = \frac{93 + 87}{87} \cdot 200mA - 150mA = \underline{\underline{264mA}} \Rightarrow I_M = \underline{\underline{564mA}}$$

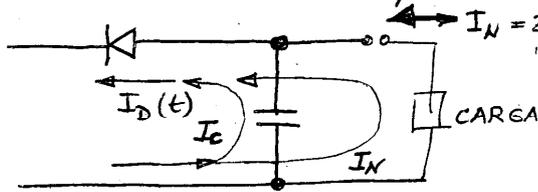
$$8) \quad \eta = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{9V \times 200mA}{9V \times \langle I_i \rangle} \left\{ \begin{array}{l} \text{El valor medio de } \langle I_i \rangle \text{ durante } t_{ON} \\ \text{es } \frac{I_M + I_m}{2} = 414mA \text{ por lo que su} \\ \text{valor medio en el tiempo será:} \end{array} \right.$$

$$\langle I_i(t) \rangle = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \times 414mA = \frac{93}{180} \times 414 = \underline{\underline{214mA}} \Rightarrow$$

$$\eta = \frac{9V \times 200mA}{9V \times 214mA} = \underline{\underline{93.46\%}}$$

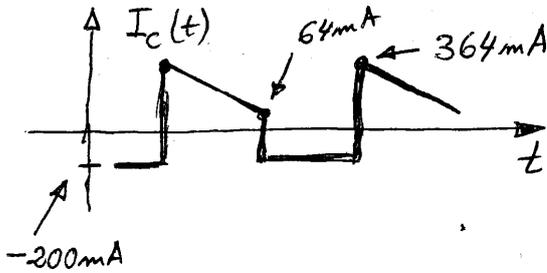
El circuito de salida que tenemos es:

(7)

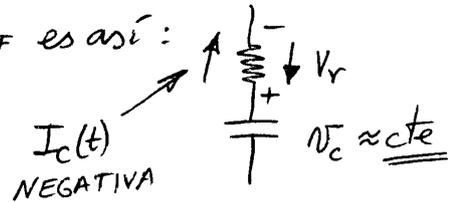
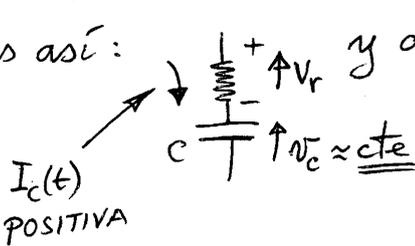


La corriente a través del condensador es: $I_C(t) = I_D(t) - I_N$

Por tanto tenemos esta corriente en el condensador donde vemos que su valor de pico es de 364 mA y su valor pico-pico es de 564 mA ($\approx 0.56A$)



Con una ESR (electrical series resistance) de $10\text{ m}\Omega$ en serie con el condensador es fácil intuir que el efecto debido a esa ESR será añadir un rizado de unos $10^{-2}\Omega \times 0.56A = 5.6\text{ mV}_{pp}$ debido a que cuando absorbe corriente el condensador (durante t_{on} esencialmente) la caída de tensión en la ESR es así:



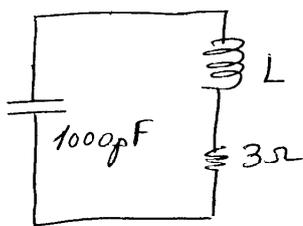
Si con un condensador 4 veces mayor (que mantendrá 4 veces mejor la tensión V_c por tanto) vemos un rizado que es unas 10 veces mayor que el original de 5.6 mV_{pp}. es porque la ESR del nuevo condensador reutilizado es unas 10 veces mayor es decir de unos 0.1Ω ó $100\text{ m}\Omega$.

Lo anterior sugiere una forma de medir las ESR de condensadores conectándolos como condensadores de salida en este circuito, cuya tensión de salida (rizado) mediríamos con un analizador adecuado.

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 raíl 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 $2'4V$. 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: $0'5mA \times 2'4V = 1'20mW$ 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)

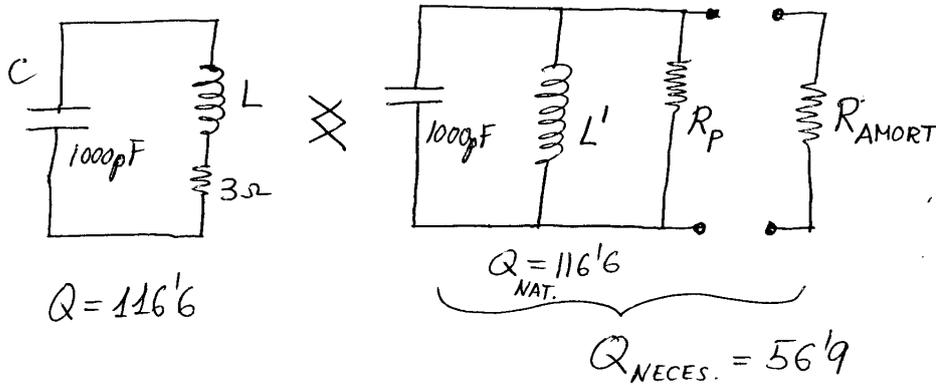


$$f_{FI} = 455 \cdot 10^3 \text{ Hz} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot 10^{-9}}} \Rightarrow L = 122'4 \mu\text{H}$$

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

$$Q_{\text{NECESARIO}} = \frac{f_{FI}}{10 \cdot 0'4 \text{ Hz}} = 56'9 \quad (\text{aproxim. } \frac{Q_{\text{NATIVO}}}{2})$$

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:



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

$$R_P = R_S (1 + Q_{NAT.}^2)$$

$$\underline{\underline{R_P = 40'8\text{k}\Omega}}$$

Por tanto:

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

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

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

Pero servía la respuesta: como $R_P = 30'8\text{k}$ y esto dejaría Q_{NATIVO} que es el doble de $Q_{NECESARIO} \Rightarrow$ Añadimos $R_{AMORT} \approx R_P = 30'8\text{k}\Omega$ en paralelo y no calculamos ese valor exacto.

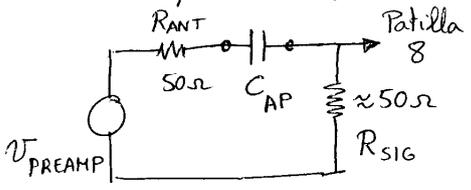
5) Habría que reducir el valor de $R_M = 1\text{k}\Omega$ que introduce realimentación negativa en el diferencial $Q_5 - Q_6$ (resistencia de emisor en a.c.). Como necesitamos hacer $R_M \rightarrow 0$ en a.c., un condensador que ofreciese una baja reactancia (p.e. $\frac{1}{\omega C} < 1\Omega$) a las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

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:

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

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 .

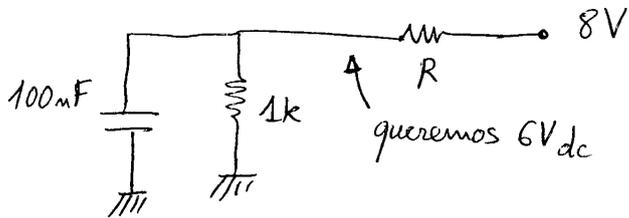
6) Como las señales portadora y de oscilador local son ambas de alta frecuencia, no es difícil acoplarlas capacitivamente como se hace con la entrada "Carrier input" en la Figura 1-b. Usando esta entrada para la portadora de 27MHz tendríamos:



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 $C_{AP} = 6\text{mF}$ ofrece 1Ω a 27MHz $\Rightarrow C_{AP} = 10\text{mF}$ serviría y mejor aún $C_{AP} = 100\text{mF}$ 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 100mF 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 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 de apreciable, podemos usar el acoplamiento directo (en dc) de la Figura 1-b. No estaría de más intercalar en serie un condensador similar al C_{AP} usado para inyectar la portadora.

7) Tendremos: $\Delta I = \Delta V_c \cdot 0.637 \cdot 10^{-3} / 25 \cdot 10^{-3} = 24.5 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta V_c$

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: $408k\Omega // R_{AHORT} = 197k\Omega$

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: $\underline{\underline{244}} \frac{V}{V}$

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:

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

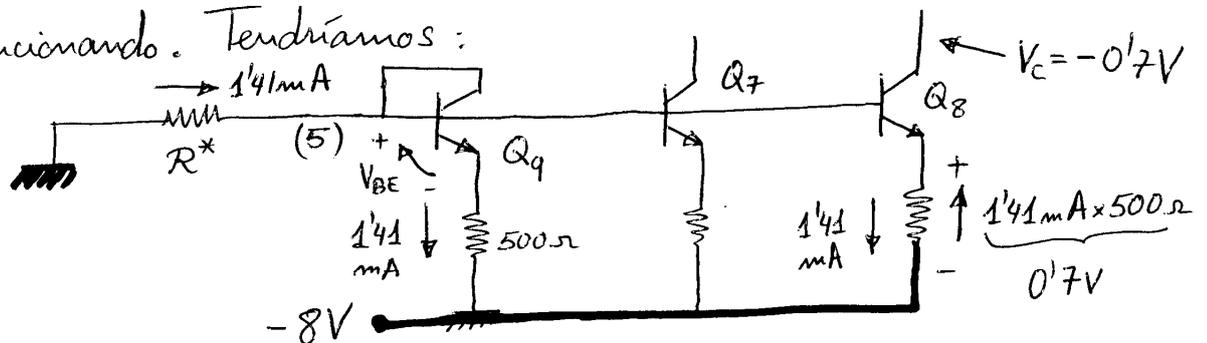
La amplitud de la señal de frecuencia ($3f_{OL} - f_{carrier}$) = $55'365 \text{ MHz}$ estará
 unas 3 veces por debajo de la anterior ($-9'5 - 76'7 = -86'2 \text{ dB}$)

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 incremen-
 tadas en un 41% , por lo que las tensiones de emisor de
 los TRT's $Q_1 \rightarrow Q_4$, 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:



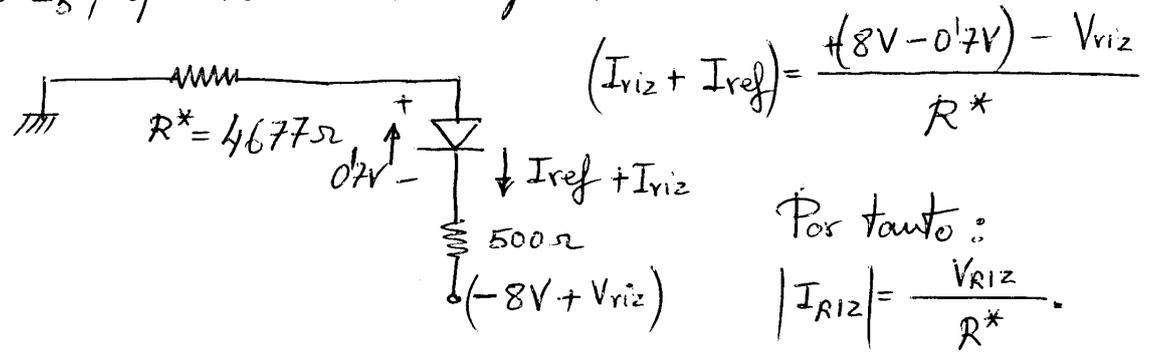
Ahora R^* sería menor que $6k8$, en concreto:

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

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 sería $3dB$ 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 ($I_{EE} = 2 I_5$ 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 $I_5 = 141\mu A$ fluctuaría en $|I_{RIZ}| = 3mV / 4677\Omega = 0.64\mu A$ (el 0.045% de I_5) lo que daría una pequeña modulación de amplitud de señal de salida al ritmo de V_{riz} . Para disminuirla usáramos el raíl de $+8V$ (que tiene menos rizado) y que además requiere una mayor R^* , por lo que resulta doblemente beneficioso. Haríamos esto:

