
Parcial sobre Sistemas Analógicos para Comunicaciones

En las hojas adjuntas, tomadas de la referencia¹, se presenta una propuesta de su autor para medir o al menos estimar el ruido de fase de un oscilador LC y ver si varía en función de que el transistor del oscilador entre o no en saturación en los picos de señal que reducen su tensión entre colector y emisor (bottoming effect). Para centrar el tema, la Figura 7.34 muestra el espectro que se obtiene a la salida de un oscilador, en las cercanías de su frecuencia de oscilación f_o . Las bandas laterales están formadas por componentes de ruido tanto de amplitud (fluctuaciones aleatorias de la amplitud de señal de salida) como de ruido de fase (fluctuaciones aleatorias de la fase de la señal de salida). Como las primeras se pueden reducir mucho empleando recortadores o excitando en gran señal etapas de modo que limiten, vamos a considerar la salida del oscilador como la señal cosenoidal que aparece encima de la Figura 7.34, cuya frecuencia media de salida es f_o y que posee un término de fase $\Delta\Phi(t)$ que varía aleatoriamente en el tiempo.

Como puede verse en la Figura 7.37, el autor ha diseñado un oscilador Colpitts con un TRT BC109 que trabaja como amplificador en emisor común y un circuito LC tanque en torno a la bobina L1. La señal de salida de este oscilador se muestrea mediante el divisor capacitivo C_5 - C_6 para ser aplicada a la cadena amplificadora compuesta por IC1 e IC2, de modo que la señal que llega al punto de unión de R4 y R5 es de varios cientos de mV, suficiente para excitar en gran señal las entradas del modulador IC3.

- 1- A partir de los datos del párrafo (a) sobre L1, calcule la resistencia serie de esa bobina. (5 p)
- 2- ¿Qué misión tendrá la bobina de choque RF de 10 μ H etiquetada como RFC en la Figura 7.37? (5 p)
- 3- Calcule la frecuencia nominal de resonancia f_o del circuito LC tanque, indicando qué elementos del circuito ha utilizado para ello. Si difiere algo de los 10,377 MHz que el autor cita en un párrafo posterior, indique a qué puede deberse la diferencia. (10 p)
- 4- Como puede verse en las Figuras 7.36 y 7.37, la forma de medir el ruido de fase supone multiplicar la señal de salida del oscilador y una versión de la misma retardada $T_d=361$ nanosegundos, retardo que se consigue mediante un rollo de cable coaxial de 72,3 metros de longitud. Considerando en qué se convierte IC3 excitado en gran señal y el efecto de R10 y C12, dibuje y comente qué forma de onda de tensión habrá en la patilla de salida (12) en función de $\Delta\Phi(t)$. (15)
- 5- Considerando que en la salida debe haber señal proporcional a la diferencia de fase en dos instantes de tiempo y que esa diferencia “procede” de una variación Δf de la frecuencia f_o durante un pequeño intervalo de tiempo Δt ($\Delta\Phi=\Delta f*\Delta t$), razone cómo demodula FM el circuito propuesto y estime su sensibilidad $K_{FM}=\Delta v_o/\Delta f$ en voltios por hercio (V/Hz). Sugerencia: dibuje la tensión dc+ac en la patilla 12 para un desfase de $\pi/2$ entre las dos entradas asumiendo que la corriente a través de R11 es de 1.15 mA (5 p). A continuación obtenga la sensibilidad $K_D=\Delta v_o/\Delta\Phi$ del comparador de fase, donde v_o es la variación de tensión en la patilla 12 debido a una variación de fase entre las entradas (10 p) y obtenga luego K_{FM} (10 p). Si obtiene una K_{FM} mayor que la del autor, no se preocupe.
- 6- A la vista de los circuitos de las Figuras 7.37 y 7.38 indique cuáles son las tensiones de polarización de las bases de los TRTs de las entradas “carrier input” y “signal input” ANTES de conectar el cable coaxial. NOTA: el sufijo “R” tras el valor de una resistencia indica que tal valor es en Ohmios. (10 p)
- 7- Conectando ahora el cable coaxial, cuyo conductor central tendrá a efectos de continua unos pocos ohmios de resistencia, estime las tensiones de polarización de las bases de los TRTs de las entradas “carrier input” y “signal input”. Comente si hay alguna diferencia importante respecto al apartado anterior y su posible influencia en el circuito (p.e. en K_{FM}). Datos: $V_{BE}=0.6V$, $V_{CESAT}\approx 0.5V$. (20 p)
- 8- Proponga una solución que evite la diferencia entre las polarizaciones de los apartados 6 y 7. (10 p)

¹ Analog Circuits Cookbook (Second Edition) by Ian Hickmann. (1999) Newnes, ISBN: 0-7506-4234-3
...

The carrier voltage, complete with the noise modulation, is described by the expression

$$v(t) = V_c \cos[2\pi f_c t + \Delta\phi(t)] \quad (7.8)$$

where V_c is the peak value of the carrier (this expression assumes that the AM noise is negligible compared to the phase noise). Function $\Delta\phi$ of t is the randomly fluctuating phase noise term.

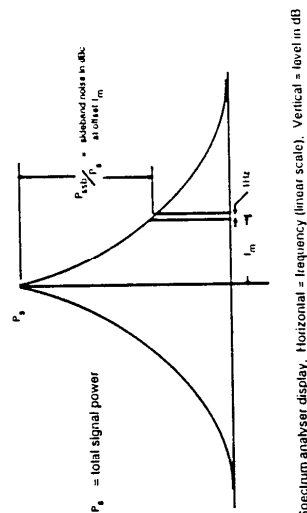


Figure 7.34 Defining sideband noise $1/f(f_m)$

To B or not to B(bottom)?

I wanted to try and measure the phase noise of an oscillator, in order to settle a question which has interested me for some time. Namely, is there an advantage in designing an LC oscillator in such a way that the transistor does not bottom at the negative-going peaks of the waveform? In fact, many LC oscillator designs do result in the transistor bottoming, and indeed this can be quite difficult to avoid in an oscillator with a wide tuning range such as a three-to-one frequency ratio, given production spreads in transistor characteristics. The effects of bottoming in an rf oscillator had been explored in an earlier article, Ref. 2, but equipment to measure phase noise was not available to me at that time.

An LC oscillator was therefore built up, operation at around 10 MHz rather than VHF being chosen, as more readily manageable for measurement purposes. This, together with the other items needed for the Figure 7.36 type set-up, is shown in detail in Figure 7.37. The tank circuit inductor L_1 was a Coilcraft *SIOT-TEN-1-03* unshielded inductor with a carbonyl E core, having a quoted nominal inductance of 2.2 microhenries and Q of 56 at 7.9 MHz. A Colpitts oscillator circuit was chosen, as the inductor was untapped, arranged

directly to circuit ground. To minimise loading and maintain a reasonably high working Q , the output was taken from the base end of the tank circuit. This is a much lower impedance point than the collector end, and loading was further reduced by using a capacitive divider, C_3 and C_6 , to buffer the 50 Ω input of IC_1 . Together with IC_2 , IC_1 provides a total gain of 26.7 dB nominal, providing a level of -8 dBm into 50 Ω at the coaxial socket connected to R_5 .

The frequency discriminator

The output of IC_2 (which sees a 50 Ω load approximately) is applied to the LO port of an active double balanced mixer, IC_3 , an *LM1496*. Figure 7.38(a) shows the internal circuit of IC_3 . The 'carrier' or LO is applied between pins 8 and 10, to four transistors connected in an arrangement often referred to as a Gilbert Cell. The signal input is applied between pins 1 and 4, the signal being steered in phase or in antiphase to the outputs at pins 6 and 12 (note the pin numbers quoted refer to the DIP packaged version of the *LM1496*). The transconductance of the signal long-tailed pair is set by the value of a resistor connected between pins 2 and 3. The magnitude of the tail currents is set by the current injected into the bias port, pin 5.

Figure 7.38(b) shows how the output at pin 12 is at its maximum positive level if the LO and signal are in phase, is at zero (relative to its level in the absence of a signal input) when they are in quadrature, and at maximum negative level when in antiphase. If pins 2 and 3 are shorted, so that both signal and LO ports are overdriven - equivalent to squarewave drive in each case - the input phase to output voltage characteristic is linear - Figure 7.38(b), right-hand side. If the signal port is operated in a linear manner, the characteristic is sinusoidal, also shown in Figure 7.38(b).

In Figure 7.37, the signal is applied to the signal input port via R_5 and a length of coaxial cable. The latter provides a fixed time delay, independent of frequency. Therefore if the oscillator frequency is varied, the electrical length of the cable varies, and so the phase of the signal applied to pin 4 of IC_3 will vary. So although IC_3 is a phase sensitive detector, in conjunction with the delay cable it forms a frequency discriminator.

The delay was provided by a reel of miniature polythene insulated coaxial cable, unearthened from my stock of handy bits and pieces. This coax had a silver on copper on steel inner, and might or might not have been UR91. Monitoring pin 4 of IC_3 with one 'scope probe and the junction of R_1 and R_5 with the other, the waveforms were found to be in quadrature at 10.377 MHz and in antiphase at 9.726 MHz.

From these results, and assuming the electrical characteristics in the

cable is two-thirds that in free space, some simple algebra gives the length of coax as 14.95 quarters of a wavelength at 10.377 MHz, say 3½ wavelengths, allowing for experimental error. Thus T_d is 361 ns and the physical length of the cable turns out to be 72.3 m. I took this figure on trust, rather than unreeing the cable to find out!

Frequency discriminator sensitivity

Maximum sensitivity is ensured by C_{11} which provides an ac short between pins 2 and 3 in Figure 7.37. As the dc resistance between these pins is infinite, in the absence of a signal input, the output sits at the midpoint of the characteristic, despite any small input offset voltage that there might be between pins 1 and 4.

By varying the tuning with the core of L_1 , measuring the frequency with a digital frequency meter and the output level at pin 12 of IC_3 with a DVM, the frequency discriminator characteristic was measured. This is shown plotted in Figure 7.38(c). Due to the limited available tuning range, for the most part, only one side of the characteristic could be plotted, as shown. The considerable length of coaxial cable used achieved a high sensitivity in the frequency discriminator, but introduced some inevitable attenuation. Consequently the signal voltage swing available at pin 4 was less than the LO input at pin 8, the attenuation in the cable being some 7 dB. The result is that the discriminator characteristic is intermediate between those shown in Figure 7.38(b). Over the central linear portion, the characteristic sensitivity is 164 kHz/V or 6.09 μ V/Hz.

The measured results

The output of the frequency discriminator, at pin 12 of IC_3 , was connected to an HP3580A LF spectrum analyser, via the lowpass filter shown in Figure 7.36. Figure 7.37 shows that the filter consisted simply of the 4K7 Ω phase detector output resistor R_{10} in conjunction with some 800 pF or so. This consisted of C_{12} plus about 100 pF due to a screened input lead and the analyser's input capacitance. The cut-off frequency of this filter is a little over 40 kHz, well clear of my range of interest, which was in noise sidebands up to 5 kHz.

First of all, to establish a measurement noise floor, a spectrum analyser sweep from 0 to 5 kHz was recorded with the power supplies switched off, Figure 7.39(a), lower trace. This shows a measurement noise floor of about 80 dB below a top-of-screen reference level of -60 dBV, or some -140 dBV. At this level, it is difficult to avoid some response from supply rail residual hum, visible as 100 Hz and

3

Next, the circuit was powered up, but with the coax cable disconnected. Figure 7.39(b) upper trace, 5 V/div, 0 V at centreline, shows the standing voltage at the frequency discriminator output, IC_3 pin 12. This was 48.75 V – corresponding to the discriminator centre frequency. The coax was then reconnected and the lower trace (50 mV/div, 20 ns/div ac coupled) shows the delayed signal applied to IC_3 pin 4. Some modulation of the trace is visible, but this was still there when the supplies were turned off – it turned out to be pick-up of the local FM radio station. As the frequency is unrelated to the LO waveform at IC_3 pin 8, it will not affect the result and can be safely ignored.

With the coaxial cable reconnected, the frequency was adjusted to 10.377 MHz, by means of the core in L_1 . At this frequency the signal input at pin 4 of IC_3 was in quadrature to the LO input at pin 8, corresponding to zero deviation from the discriminator's centre frequency. The oscillator's phase noise sidebands (on both sides of the carrier) are translated by the frequency discriminator to baseband – from 0 Hz upwards. The result is displayed in Figure 7.39(a), upper trace. This is over 30 dB clear of the measurement noise floor, due to the high system sensitivity ensured by the generous length of coax employed.

The corresponding value of $S(f_m)$ at 2.5 kHz offset was calculated as shown in the box on p. 327. The result seems plausible, even if only an approximation. However, for the purposes of comparing phase noise with the transistor bottoming, or not bottoming, comparative measurements suffice, and proved revealing, as shown below.

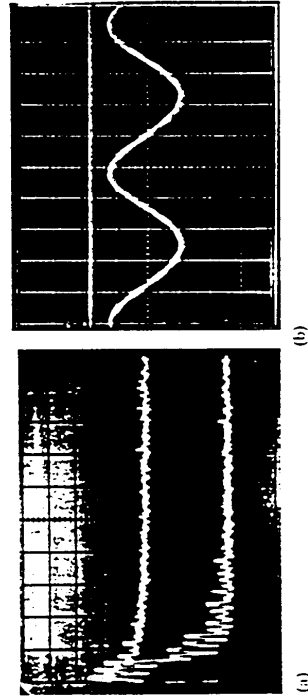


Figure 7.39 (a) Spectrum analyser sweep, 0–5 kHz, reference level (top of screen) –60 dB, 10 dB/div vertical, IF bandwidth 30 Hz, smoothing maximum, 100 seconds per division sweep speed. Lower trace, with + and –15 V supplies off. Upper trace, supplies on, circuit as in Figure 7.37. (b) Oscilloscope traces; horizontal, 20 ns/div. Upper trace, IC_3 pin 12, 5 V/div, 0 V at centreline, with coax cable disconnected. Lower trace, IC_3 pin 4, 50 mV/div, ac coupled, coax cable connected.

4

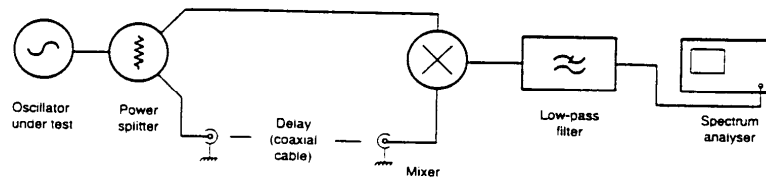


Figure 7.36 Block diagram of a set-up to measure oscillator phase noise

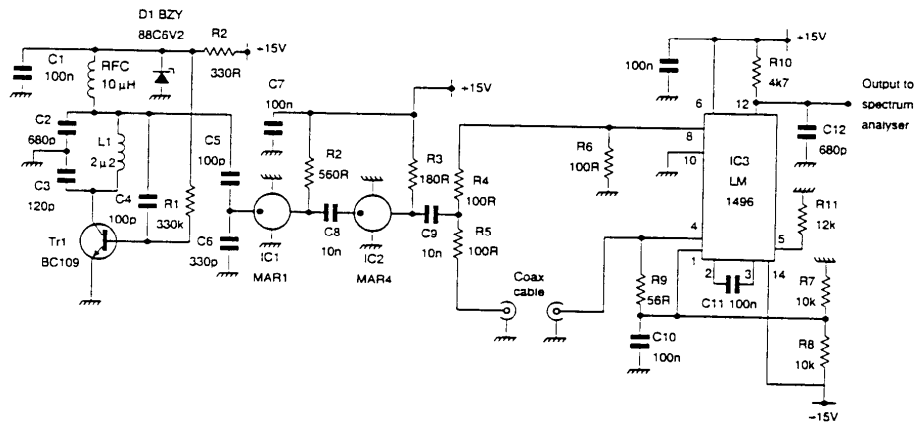


Figure 7.37 Circuit diagram of an experimental set-up to measure oscillator phase noise

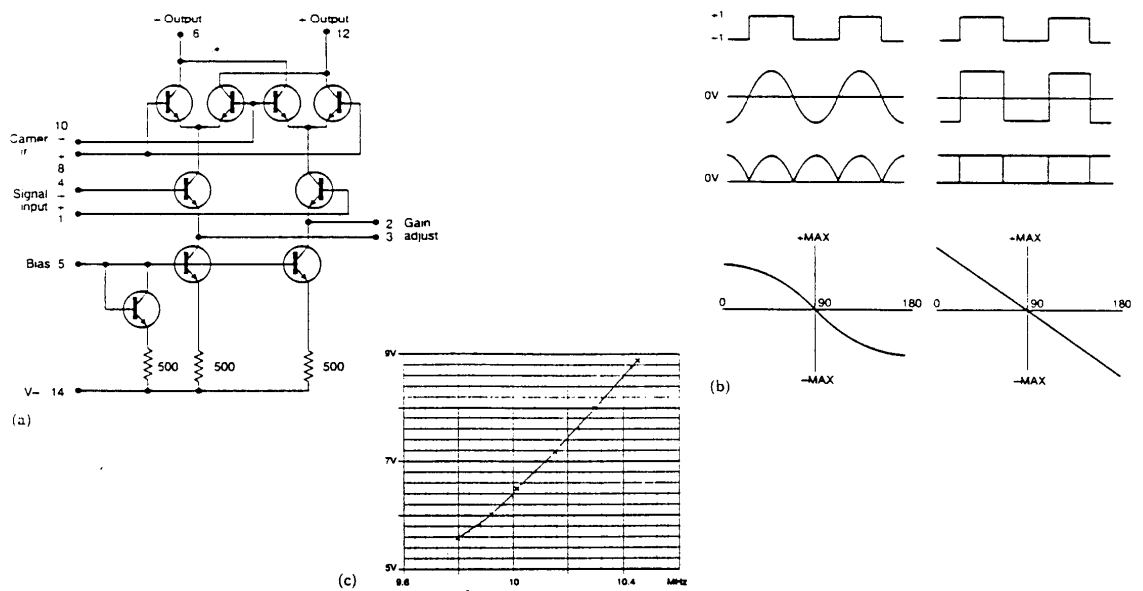


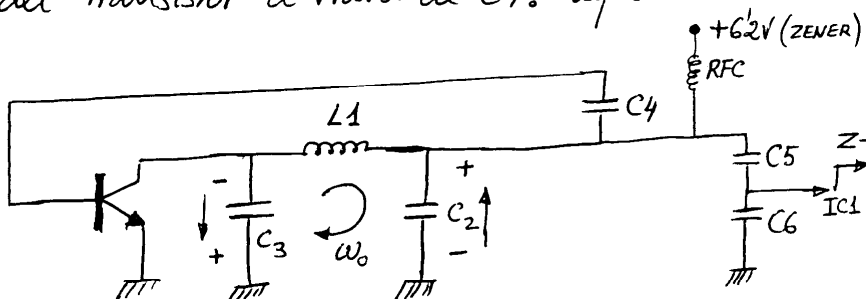
Figure 7.38 (a) Internal circuitry of the LM1496 active double balanced mixer. (b) Showing the response of the dc component of output voltage to phase changes between LO and signal inputs, for sinewave and squarewave signal inputs of equal peak-to-peak voltage, assuming linear operation of the signal port. (c) Showing the response of the Figure 7.36 frequency discriminator, as implemented in Figure 7.37. The black dot shows the measured centre frequency response, crosses show other measured points

(4)

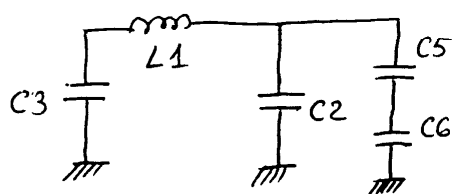
SOLUCION

$$\textcircled{1} \quad L = 2.2 \mu\text{H} \quad Q(f = 7.9 \text{ MHz}) = 56 \Rightarrow \frac{2\pi \cdot 7.9 \cdot 10^6 \cdot 2.2 \cdot 10^{-6}}{R} = 56 \Rightarrow \underline{\underline{R = 2.2 \Omega}}$$

- $\textcircled{2}$ La misión de RFC es la de evitar que las señales de frecuencia f_0 presentes en el circuito tanque se escapen hacia masa a través del raíl o conductor de alimentación positiva, todo ello permitiendo a la vez que la corriente continua de colector de Tr_1 pase desde dicho conductor hacia el colector del transistor. Ello permite que haya realimentación de señal ac desde el circuito LC tanque hacia la base del transistor a través de C_4 . Esquemáticamente:



- $\textcircled{3}$ En primera aproximación el circuito tanque estaría formado por L_1 y la combinación serie de C_2 y C_3 . Sin embargo en paralelo con C_2 aparece la combinación serie de C_5 y C_6 . Por lo tanto, el circuito L-C tanque más completo a considerar es:



$$C_5 \text{ serie } C_6 = \frac{C_5 \cdot C_6}{C_5 + C_6} = 76.7 \text{ pF}$$

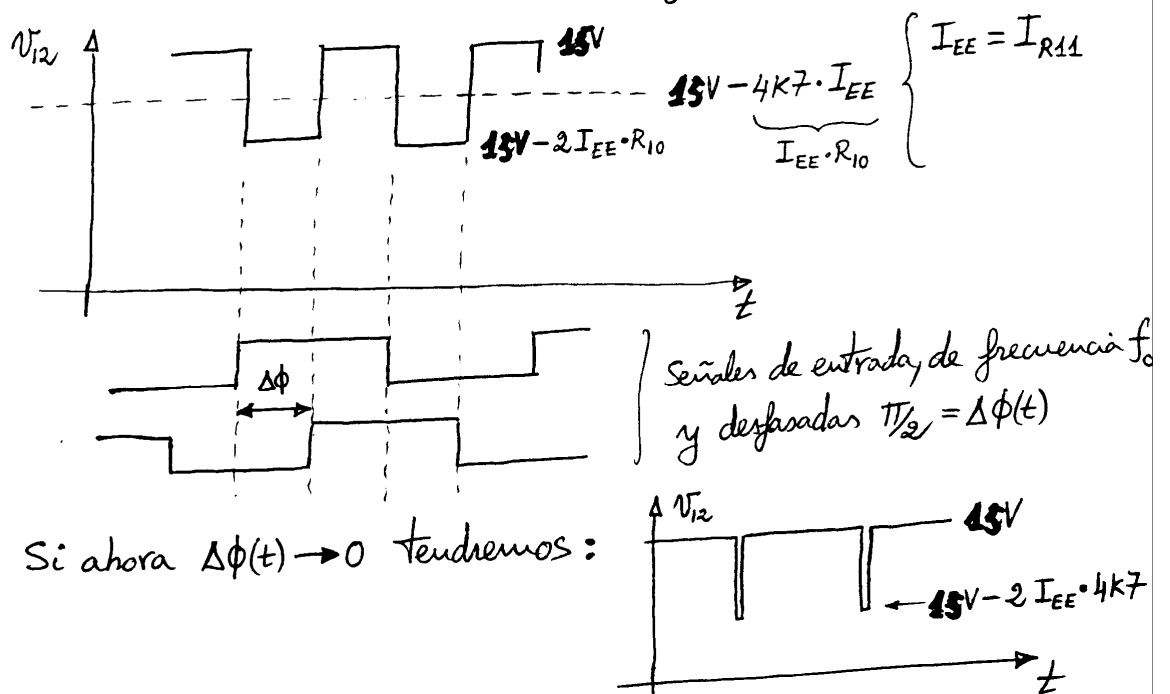
$$C_2 \text{ paralelo } 76.7 \text{ pF} = 75.7 \text{ pF}$$

$$C_3 \text{ serie } 75.7 \text{ pF} = \frac{75.7 \cdot 120}{75.7 + 120} = 103.6 \text{ pF}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \left\{ \begin{array}{l} L = L_1 = 2.2 \mu\text{H} \\ C = 103.6 \text{ pF} \end{array} \right\} \quad \underline{\underline{f_0 = 10.5 \text{ MHz}}}$$

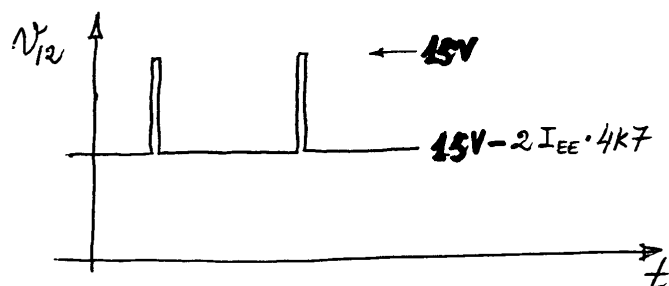
Esta frecuencia de 10.5 MHz queda bastante cerca de los 10.377 MHz ⁽²⁾ que se mencionan y la discrepancia aún podría ser menor si se considera que en paralelo con $C2$ estaría, además de lo que se ha considerado, la combinación serie de $C4$ y la capacidad de entrada del transistor, especialmente su capacidad colector-base. Esto bajaría el valor de f_0 obtenido.

④ El multiplicador IC3 (célula de Gilbert) excitado en gran señal y seguido de un filtro paso-bajo como el formado por $R10$ y $C12$ se convierte en un detector de fase. El filtro reduce las señales de frecuencia doble que la de entrada y queda un valor dc que depende del desfase entre las señales de entrada $\Delta\phi(t)$. Para el caso de $\Delta\phi(t) = \pi/2$ y en ausencia del condensador $C12$, la tensión entre la patilla 12 y masa sería:

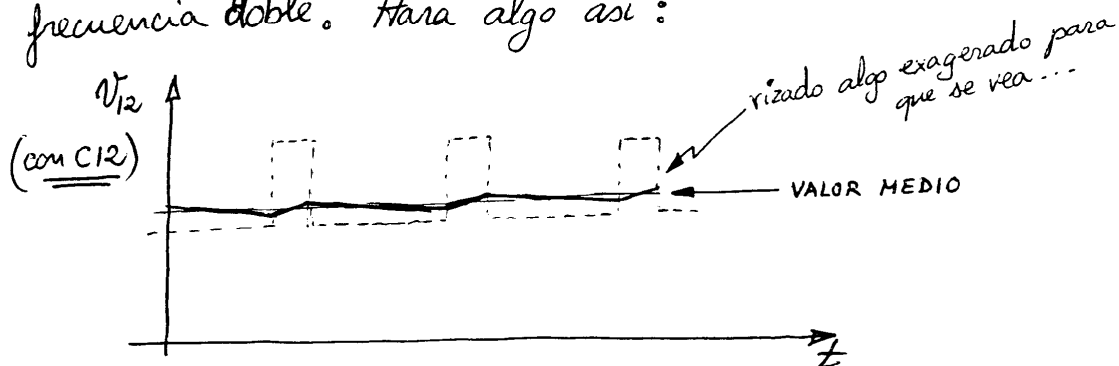


y por el contrario, si $\Delta\phi(t) \rightarrow \pi$ tendremos:

(3)



El efecto de C_{12} será el de suavizar esa forma de onda dejando su valor medio y reduciendo las componentes de frecuencia doble. Hará algo así:



⑤ En un instante t_0 la señal de salida del oscilador será:

$$V(t_0) = V_s \cos(2\pi f_0 t + \Delta\phi(t_0))$$

y esta señal se estará multiplicando por la señal de salida que se generó un tiempo T_d antes, que será:

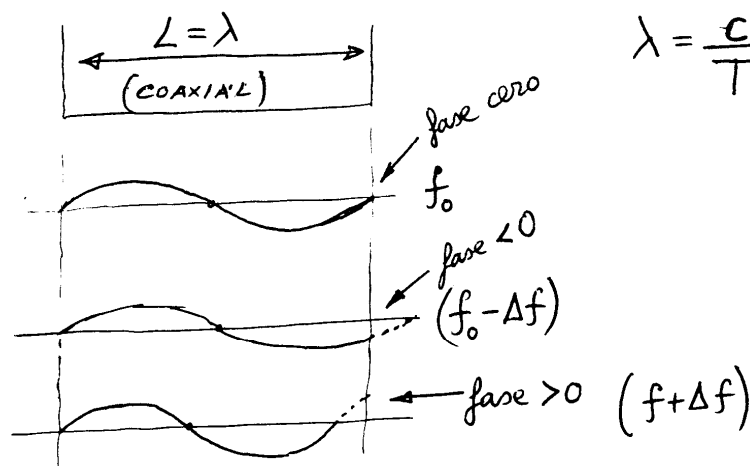
$$V(t_0 - T_d) = V_s \cos(2\pi f_0 t + \Delta\phi(t_0 - T_d))$$

donde estamos empleando la expresión cosenoidal mencionada al principio. En ella la frecuencia f_0 se mantiene, pero las fases aleatorias en $t = t_0$ y en $t = t_0 - T_d$ serán distintas.

(4)
Al pasar por el detector de fase, la señal de salida en la patilla (12) contendrá información sobre la diferencia de fases de las entradas. Esta es:

$$\Delta\phi = (2\pi f_0 t + \Delta\phi(t_0)) - (2\pi f_0 t + \Delta\phi(t_0 - T_d)) = \Delta\phi(t_0) - \Delta\phi(t_0 - T_d)$$

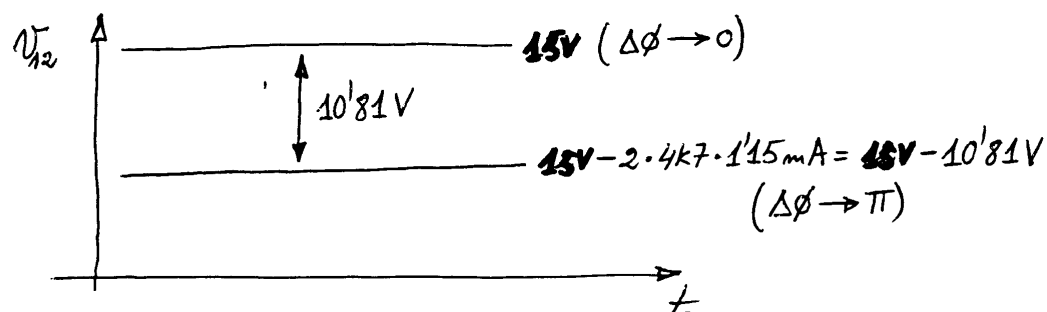
Esta diferencia de fases en dos instantes de tiempo separados $T_d = \Delta t = 361 \cdot 10^{-9}$ segundos, si se debe a una variación de frecuencia Δf de la frecuencia de oscilación f_0 , deberá cumplir $\Delta\phi = \Delta f \cdot \Delta t$ y como $\Delta t = 361 \text{ ns}$ es constante, el desfase $\Delta\phi$ y por tanto la desviación de frecuencia instantánea Δf aparecerán reflejadas en la señal de salida. En otras palabras, la señal de salida será proporcional a Δf , resultando que el circuito demodula FM. Ello se debe a la conversión frecuencia-fase que hace el cable coaxial de retardo. Visto gráficamente para un coaxial cuya longitud eléctrica sea $\frac{\lambda}{2}$ igual a la longitud de onda de la señal del oscilador, tenemos:



$$\lambda = \frac{c}{f} = c \cdot T \quad \left\{ \begin{array}{l} c: \text{veloc. de} \\ \text{propagación} \\ \text{en el coaxial} \\ T: \text{período} \end{array} \right.$$

Con lo dibujado en el Apartado anterior tendremos ahora:

⑤



Por tanto la señal dc (o cuasi dc) de la patilla 12 varía 10'81V para un cambio total de fase de π rad. Entences:

$$K_D = \frac{\Delta V_{12}}{\Delta \phi} = \frac{10'81}{\pi} = 3'44 \text{ Voltios/radián}$$

Si deseamos obtener $K_{FH} = \frac{\Delta V_{12}}{\Delta f}$ sólo hay que hacer:

$$K_{FH} = \frac{\Delta V_{12}}{\Delta f} = \frac{\Delta V_{12}}{\left(\frac{\Delta \phi}{\Delta t}\right)} = \frac{\Delta V_{12}}{\Delta \phi} \cdot \Delta t = K_D \cdot T_d = 1'24 \cdot 10^{-6} \frac{V}{\text{rad}} \cdot s$$

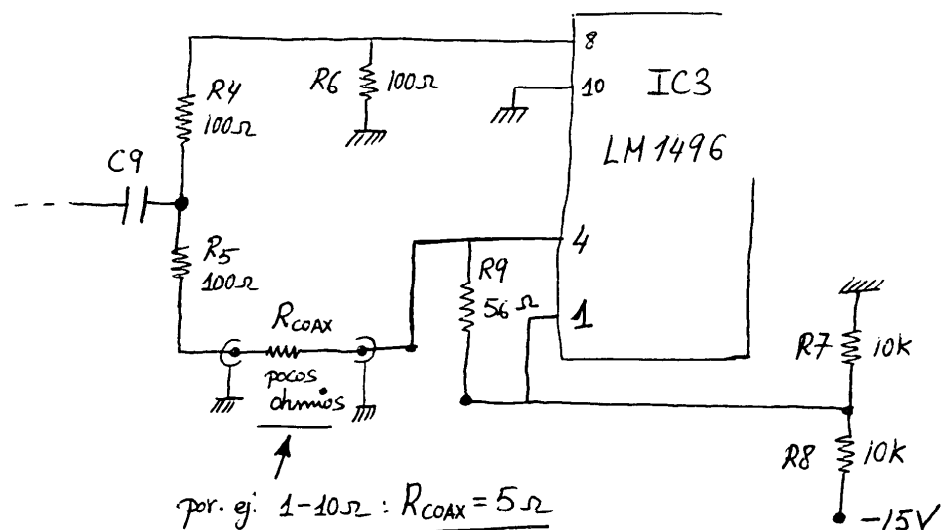
Tenemos por tanto:

$$K_{FH} = 1'24 \frac{\mu V}{\text{rad/s}} = 1'24 \frac{\mu V}{\text{rad/s}} \times 2\pi \left(\frac{\text{rad/s}}{\text{Hz}}\right) = 7'8 \frac{\mu V}{\text{Hz}}$$

⑥ Las ^{tensiones} de las bases que van a las patillas 8 y 10 (carrier input) serán tensiones próximas a cero voltios, ya que la patilla 10 va directamente a masa y la patilla 8 va a masa a través de $R_6 = 100\Omega$, por lo que la caída de tensión en R_6 debida a las corrientes de base será despreciable ($I_B \ll 1\text{mA}$ y $1\text{mA} \times 100\Omega = 0$)

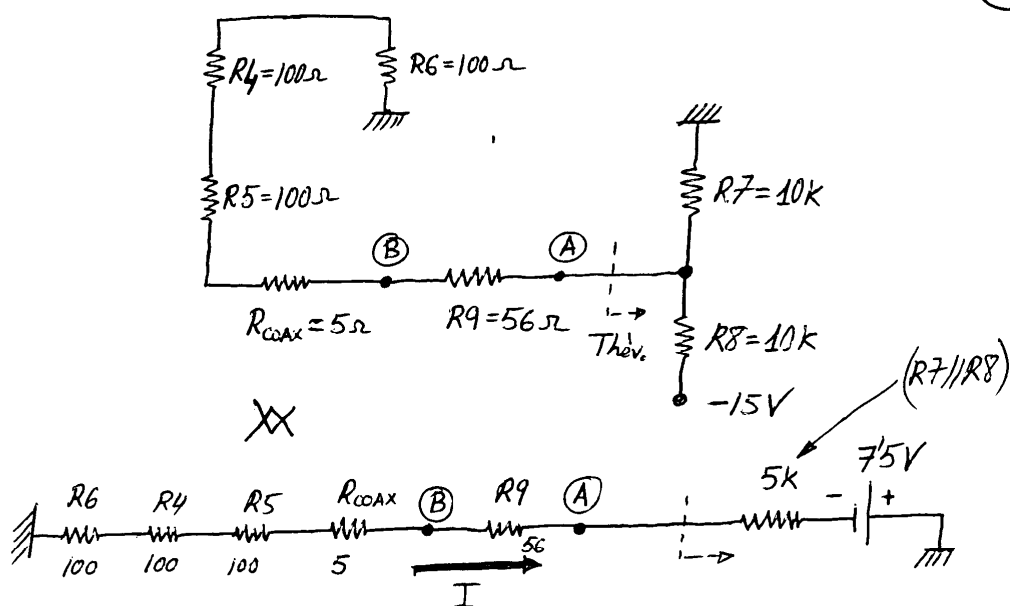
Por el contrario la patilla 1 (signal input) va al punto de unión de $R7$ y $R8$, de $10k\Omega$ cada una, luego la tensión d.c. de esa patilla será de -7.5 voltios. La de la otra patilla de la entrada "signal input" (patilla 4) será muy parecida, debido a que la caída de tensión en $R9 = 56\Omega$ será muy baja al serlo la corriente de base que la produce ($I_B \approx 1.15mA/\beta = 100 = 11.5\mu A \Rightarrow I_B \cdot R9 \approx 560\mu V \approx 0.6mV$).

⑦ Al conectar el cable coaxial tendremos el siguiente circuito:



En este caso la tensión de las entradas "signal input" (patillas 1 y 4) va a dejar de ser los $-7.5V$ que se obtenían con el divisor $R7-R8$. De hecho, la tensión en la patilla 1 y en la patilla 4 va a acercarse bastante a cero voltios.

En efecto, el nuevo circuito en d.c. nos queda:



$$I = \frac{7.5V}{5.361\Omega} = \underline{\underline{1.4mA}}$$

Con ello las tensiones en los puntos B y A (patillas 4 y 1 del IC3) serán:

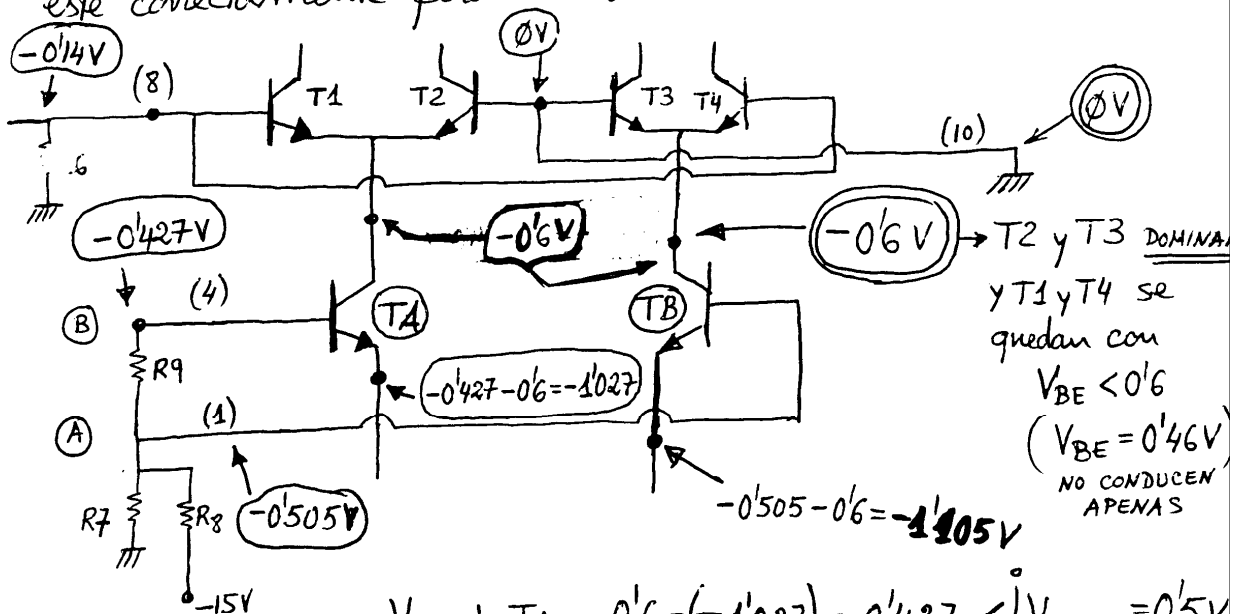
$$\left. \begin{aligned} V_B &= 0 - 305 \cdot 1.4 \cdot 10^{-3} = -0.427V \\ V_A &= 0 - 361 \cdot 1.4 \cdot 10^{-3} = -0.505V \end{aligned} \right\} \text{difieren en } 56\Omega \times 1.4mA = \underline{\underline{78.4mV}}$$

Por tanto, el no haber previsto que la inclusión del cable coaxial iba a modificar la tensión dc de polarización de las patilla ha hecho que las bases de los TRTs "signal input" pasen de tener una tensión de $-7.5V$ a tener una tensión entre $-0.427V$ y $-0.505V$ en modo común ($\frac{-0.427 + -0.505}{2} = -0.466V$) y además una tensión diferencial en dc de $78.4mV$, que habrá desequilibrado al par diferencial inferior de la célula de

8 Gilbert respecto a su mucho mayor equilibrio en el caso de no conectar el coaxial. Este "offset" de tensión d.c. probablemente será "barrido" por la excitación en gran señal de varios cientos de mV, por lo que el comparador de fase puede, en principio, seguir funcionando.

Análogamente ocurrirá con los pares diferenciales superiores de la célula de Gilbert debido a la caída en R_6 (140 mV) que los dejaría desequilibrados.

Lo que puede ser peor es que, al ser cercanas a cero las tensiones de base tanto de los diferenciales superiores (patillas 8 y 10) como del diferencial inferior (patillas 1 y 4), puede no haber suficiente tensión en algún TRT para que esté correctamente polarizado. Tenemos:



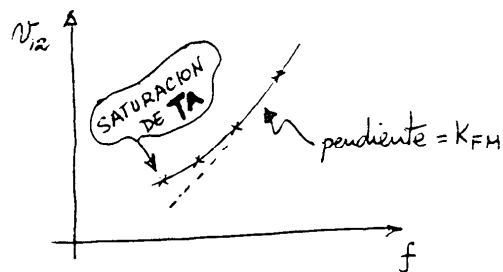
$$V_{CE} \text{ de TA} = 0.6 - (-1.027) = 0.427 < V_{CESAT} = 0.5V$$

$$V_{CE} \text{ de TB} = 0.6 - (-1.105) = 0.505 > V_{CESAT} \text{ OK!}$$

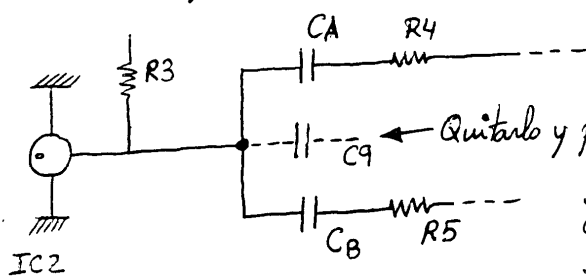
Por lo tanto, la conexión del coaxial de retardo hace que se cambie la polarización del diferencial inferior (TA-TB) de forma tal que el transistor TA queda metido en zona de saturación. La disminución de pendiente en la Figura 7.38-C (pendiente = K_{FM}) que encuentra experimentalmente el autor sería una consecuencia de ello.

Así, cuando la frecuencia con la que excita el discriminador FM va disminuyendo, la tensión de salida va cayendo hacia los 15V-10V. Para que ello suceda al ritmo esperado (marcado por el desfase progresivo al variar f , debido a T_d), los transistores deben estar polarizados en activa. El mal reparto de tensiones de base modo

que todos sigan en activa y TA entra en saturación. Así se pierde la linealidad esperada en K_D y en K_{FM} por tanto y ello además podría justificar que la K_{FM} que mide el autor ($6.09 \mu V/Hz$) sea menor que los $7.8 \mu V/Hz$ que esperaríamos del circuito.



8) La solución podría ser simplemente esta:



Quitarlo y poner en su lugar CA y CB
En cuanto al valor de CA y CB, el mismo que C9 (10 nF) serviría:

La reactancia de C9 a 10 MHz es:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \text{ MHz} \cdot 10 \text{ nF}} = 1.6 \Omega$$

Mucho menor que R4, R5, ...
por lo que la señal a.c. entrará bien hacia R4 y R5.