

APELLIDOS:

NOMBRE:

SOLUCION

Parcial sobre sistemas analógicos de comunicaciones

Empleando el Circuito Integrado (CI) LM1596 cuyo diagrama interno es el de la Figura 1 y el CI LM565 que permite construir un lazo enganchado en fase (PLL), se puede hacer el demodulador síncrono para portadora de 2400 Hz modulada en amplitud (AM) como el que se da como aplicación típica del LM565 en sus hojas de datos y características. Para hacer una demodulación síncrona de la señal etiquetada como "Composite Input", que será esa portadora con cierta modulación AM, se necesitaría una señal de referencia que fuese esa misma portadora sin la modulación AM o síncrona con ella, señal que llamaremos "portadora de referencia". Esta señal, que podría ser enviada por el mismo transmisor en que se generó la portadora modulada AM, no está disponible sin embargo, por lo que se necesita un sistema que "recupere la portadora" o que genere una señal de frecuencia igual a la de la portadora que tiene la modulación AM. Los valores de los condensadores vienen dados en microfaradios y los de las resistencias en ohmios.

- 1- Indique razonadamente qué CI "recupera portadora", qué CI "demodula síncronamente" y cómo logran hacer estas misiones a partir de la señal "Composite Input". Puede suponer, si le sirve de ayuda en sus razonamientos, que la portadora de 2400 Hz lleva una modulación AM por una señal moduladora cuyo espectro en banda base no pasa de los 200Hz. Preste atención a la resistencia de 510Ω asociada al LM1596, elegida de modo que la amplitud de señal "Composite Input" no excite en gran señal la entrada "Signal Input" de la Figura 1, mientras que la señal del seguidor de emisor Q1, sí que excitará en gran señal la entrada "Carrier Input" de la Figura 1. (15 p) Indique además qué se consigue con esta forma de excitar el LM1596. (5 p)

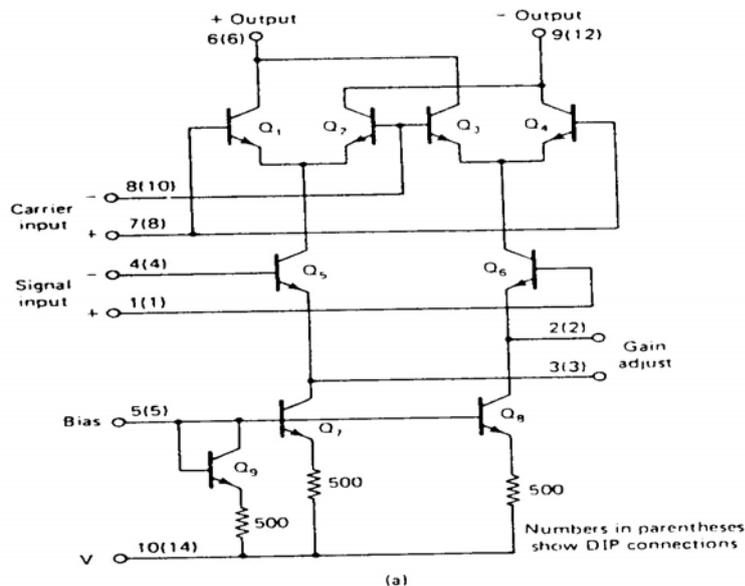


Figura 1

- 2- Calcule el valor de la corriente I_5 que entra por la patilla (5) del LM1596 y de las corrientes que polarizarán a los transistores de la célula de Gilbert de este CI. (10 p)
- 3- Comente la utilidad de las resistencias de 68 k Ω del circuito en cuanto a polarización e inyección de señal, indicando también la caída de tensión continua (DC) en ellas y su motivo. Suponga si lo necesita que la ganancia en corriente de los transistores del LM1596 es de 100. (10 p)
- 4- Calcule la frecuencia de corte de la salida "Demodulated Output", que debería ser mayor que 200 Hz pero no conviene que sea demasiado alta, indicando por qué ello es necesario. (10 p)
- 5- Estime qué ocurriría aproximadamente con la señal en la salida "Demodulated Output" si para una posición fija del potenciómetro de 25 k Ω , modificásemos el valor de la resistencia de 33k Ω bajándolo a 11k Ω por ejemplo. (10 p).
- 6- Aunque la señal de la patilla (7) que ataca al VCO resulta filtrada por la acción del condensador de 250 microfaradios en serie con la resistencia de 100 ohmios, vamos a olvidarnos de este filtrado o mejor dicho, vamos a pensar en variaciones muy lentas de tensión que puedan aparecer en esa patilla (7) a las que apenas afectará ese filtrado, con el fin de medir algunas cosas interesantes. Así ocurre con la frecuencia del transmisor y para ello vamos a suponer en primer lugar que la diferencia de tensión medida entre las patillas (7) y (6) es prácticamente cero cuando la frecuencia de la señal "Composite Input" que demodulamos y la frecuencia central del VCO son iguales. Dicho de otro modo: la tensión en (6) es un nivel DC igual al que hay en la patilla (7) cuando no hay que modificar la frecuencia del VCO. Supongamos ahora que la señal "Composite Input" proviene de una nave espacial orbitando alrededor de Marte, de modo que unas veces se acerca hacia nosotros (Caso A) y otras veces se aleja de nosotros (caso B), porque la sonda orbita en el plano donde está la recta que uniría la Tierra y Marte. En un tercer caso en el que la nave orbitase en un plano perpendicular a esa recta (Caso C) la nave ni se acercaría ni se alejaría de nosotros. Suponiendo que en este Caso C la frecuencia de la señal "Composite Input" es de 2400 Hz y que el efecto Doppler hace que en el Caso A la frecuencia recibida sea de 2416 Hz, y en el caso B de 2384 Hz, calcule cuánto valdrá la diferencia de tensión medida entre las patillas (7) y (6) en los casos A y B suponiendo que tal diferencia es $\Delta V_{DC} \approx 0$ en el Caso C. Desprecie por ahora el movimiento relativo entre la tierra y Marte, que también conlleva cierto efecto Doppler. (15 p)
- 7- Al pasar la luna entre la Tierra y Marte y estando en el Caso C por ejemplo, perdimos la conexión radio con la nave mientras estábamos midiendo la diferencia de tensión entre las patillas (7) y (6). En ese momento notamos que esta diferencia de tensión sufrió una variación de 5 mV, porque la tensión de la patilla (7) aumentó en 5 mV y la de la patilla (6) no varió al ser la referencia DC ya explicada. De este hecho deduzca cuál es la frecuencia de oscilación libre del VCO (5 p) y calcule a partir de ello cuánto debía valer ΔV_{DC} en los casos A, B y C del apartado anterior (10 p).
- 8- Aprovechamos la pérdida de conexión radio para ajustar la frecuencia de oscilación libre del VCO a 2400 Hz exactamente con el potenciómetro de 10 k Ω , lo que nos permitió observar que en el Caso C ya obteníamos $\Delta V_{DC} \approx 0$. ¿Podemos deducir de esto que el transmisor de la nave está centrado en 2400 Hz? ¿Por qué? (10 p).

NOTA: Las frecuencias tan bajas manejadas en este ejemplo, no permitirían su fácil emisión desde la nave en cuestión, por lo que esta "portadora" de 2400 Hz sería en realidad una subportadora que modulase una portadora RF de mucha mayor frecuencia, adecuada al previsible radioenlace utilizado. Hemos simplificado pasando por alto este detalle y la forma de recuperar esta subportadora.

LM565/LM565C Phase Locked Loop

General Description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system — bandwidth, response speed, capture and pull in range — may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565H is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM565CN is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

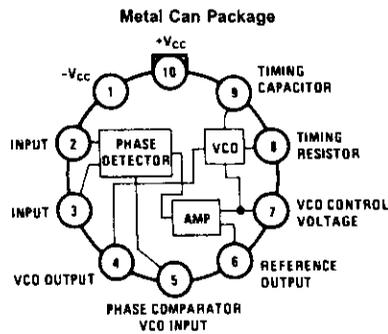
- 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ frequency stability of the VCO
- Power supply range of ± 5 to ± 12 volts with 100 ppm/% typical

- 0.2% linearity of demodulated output
- Linear triangle wave with in phase zero crossings available
- TTL and DTL compatible phase detector input and square wave output
- Adjustable hold in range from $\pm 1\%$ to $> \pm 60\%$

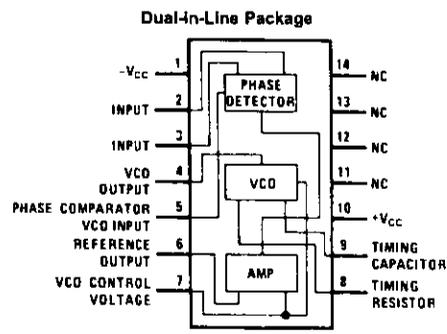
Applications

- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators

Connection Diagrams



Order Number LM565H
See NS Package Number H10C



Order Number LM565CN
See NS Package Number N14A

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	±12V
Power Dissipation (Note 2)	1400 mW
Differential Input Voltage	±1V

Operating Temperature Range

LM565H	-55°C to +125°C
LM565CN	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C

Electrical Characteristics

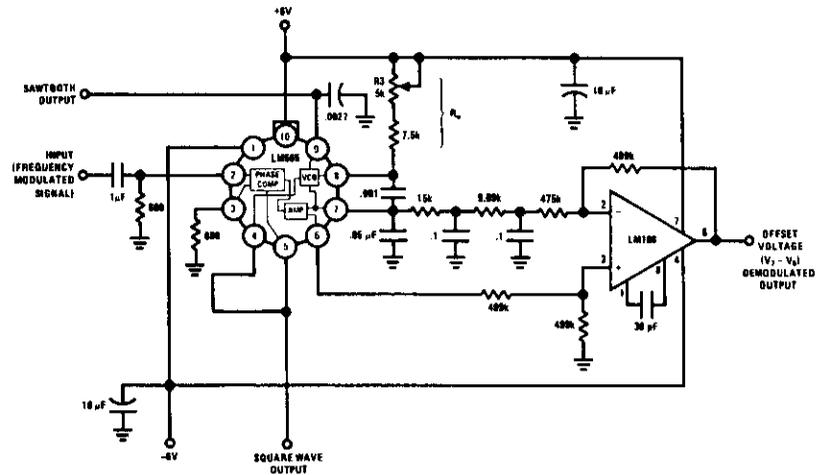
AC Test Circuit, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 6\text{V}$

Parameter	Conditions	LM565			LM565C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Current			8.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Pins 2, 3)	$-4\text{V} < V_2, V_3 < 0\text{V}$	7	10			5		k Ω
VCO Maximum Operating Frequency	$C_o = 2.7\text{ pF}$	300	500		250	500		kHz
VCO Free-Running Frequency	$C_o = 1.5\text{ nF}$ $R_o = 20\text{ k}\Omega$ $f_o = 10\text{ kHz}$	-10	0	+10	-30	0	+30	%
Operating Frequency Temperature Coefficient			-100			-200		ppm/°C
Frequency Drift with Supply Voltage			0.1	1.0		0.2	1.5	%/V
Triangle Wave Output Voltage		2	2.4	3	2	2.4	3	V_{p-p}
Triangle Wave Output Linearity			0.2			0.5		%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		V_{p-p}
Output Impedance (Pin 4)			5			5		k Ω
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Output Current Sink (Pin 4)		0.6	1		0.6	1		mA
VCO Sensitivity	$f_o = 10\text{ kHz}$		6600			6600		Hz/V
Demodulated Output Voltage (Pin 7)	±10% Frequency Deviation	250	300	400	200	300	450	mV_{p-p}
Total Harmonic Distortion	±10% Frequency Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Output Impedance (Pin 7)			3.5			3.5		k Ω
DC Level (Pin 7)		4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage $ V_7 - V_6 $			30	100		50	200	mV
Temperature Drift of $ V_7 - V_6 $			500			500		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
AM Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity K_D			0.68			0.68		V/radian

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM565 and LM565C is +150°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of +150°C/W junction to ambient or +45°C/W junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is +85°C/W.

AC Test Circuit

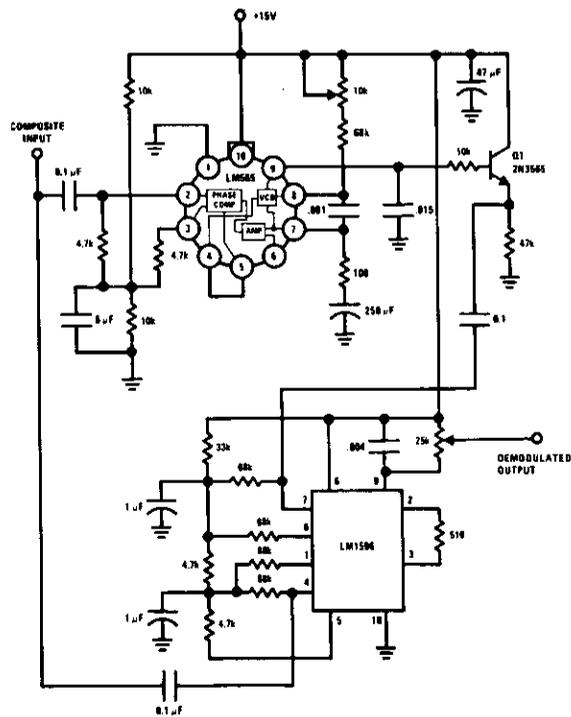


Note: S₁ open for output offset voltage (V₇ - V₆) measurement.

DS007853-6

Typical Applications

2400 Hz Synchronous AM Demodulator



DS007853-6

Asignatura		Fecha	
Apellidos		Curso	
Nombre	— SOLUCION —	Grupo	
			Calificación

1) El CI LM565 funcionando como un lazo enganchado en fase (PLL) obtendrá en su patilla 9 una señal de la misma frecuencia que la de la señal "Composite input", dándonos por tanto una "copia" de la portadora, con algún error de fase quizá (necesario para el gobierno del PLL) pero con su misma frecuencia de 2400 Hz en este caso. El LM565 "recupera por tanto la portadora" existente en la entrada "Composite Input" mediante el enganche en fase que hace el PLL que lo utiliza.

Esa portadora recuperada con cierto error de fase en general y que será pequeño si el producto $K_D K_O$ del PLL es suficientemente grande, ataca en gran señal a los diferenciales superiores del multiplicador basado en el CI 1596. A su vez la entrada "Composite Input" ataca en pequeña señal al diferencial inferior del multiplicador (la resist. de 510 Ω ayuda a ello gracias a la realimentación negativa local que supone para el diferencial inferior).

Con esta forma de excitar el LM1596 estamos multiplicando la señal "Composite Input" por una suma de armónicos impares de la frecuencia portadora f_c ($f_c, 3f_c, 5f_c, \dots$). El término f_c trasladará el espectro de "Composite Input" a frecuencia $f_c - f_c = 0$ (banda-base).

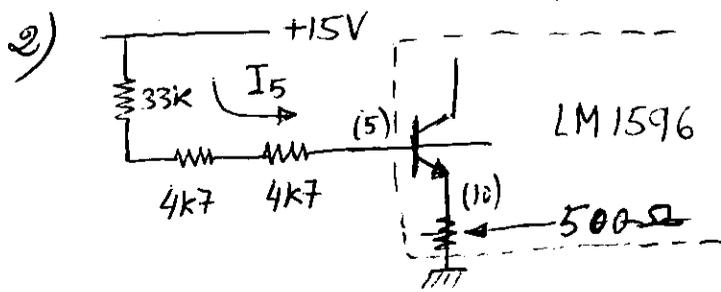
a $f_c + f_c = 2f_c$ (banda superior que se eliminará por filtrado).⁽²⁾

El término en $3f_c$ trasladará el espectro de "Composite Input" a la frecuencia $3f_c - f_c = 2f_c$ (que se eliminará por filtrado) y a la frecuencia $3f_c + f_c = 4f_c$ (que se eliminará mejor aún por filtrado) y así sucesivamente. De todo ello resulta que en la salida "Demodulated output" estará el espectro en banda-base de la señal que modula a la portadora de 2400Hz de la señal "Composite Input".

Si la señal "Composite Input" es $X_m(t) \cdot \cos(2\pi f_c t)$ ($f_c = 2400\text{Hz}$) y la portadora recuperada fuese: $\cos(2\pi f_c t + \phi_\epsilon)$ con $\phi_\epsilon \rightarrow 0$ (pequeño error de fase del PLL), a la salida del multiplicador tendríamos:

$$X_m \cos(2\pi f_c t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_\epsilon) \approx X_m \cos^2(2\pi f_c t) = \frac{X_m(t)}{2} + \frac{X_m(t)}{2} \cos[2 \times 2\pi f_c t]$$

↑ espectro en banda base de $X_m(t)$
↑ término en $2f_c$ rechazado por el filtro



$$\frac{15V - V_{BE}}{33 + 2 \times 4.7 + 0.5} = I_5 \text{ (mA)}$$

$I_5 = 0.33 \text{ mA}$

Con la nomenclatura de la Figura 1: $I_{E7} = I_{E8} = I_{E9} = I_5$ (espejo de corriente)

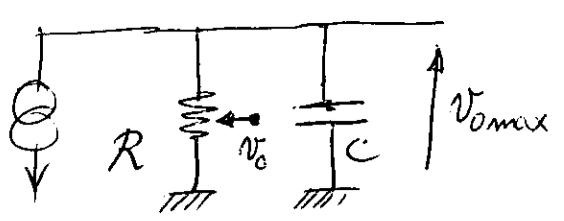
$I_{E5} = I_{E6} = I_5$ (par diferencial inferior: Signal Input)

$I_{E1} = I_{E2} = I_{E3} = I_{E4} = I_5/2$ (pares diferenciales superiores: Carrier Input)

3) La portadora recuperada se inyecta sobre la resistencia de $68k\Omega$ que va conectada a la patilla (7) del LM1596. Sin embargo, la resistencia de $68k\Omega$ que va a la patilla (8) sirve para igualar en lo posible la excitación DC de los diferenciales superiores. Esto sucede porque las bases de los transistores Q_1 y Q_4 absorben corriente ($I_{B5/100}$) entre las 2, a través de la resistencia de $68k\Omega$ que va conectada a la patilla (7). Ello da lugar a una caída de tensión de $\Delta V = 224mV$ respecto a la tensión del punto de unión de esa resistencia de $68k\Omega$ y la de $33k\Omega$. Una caída similar se espera en la otra $R = 68k\Omega$ que va a la patilla (8) debido a las corrientes de base de Q_2 y Q_3 ($I_{B5/100}$ entre las 2). De este modo la tensión DC en las patillas (7) y (8) es similar y los pares diferenciales quedan equilibrados en DC.

Un equilibrio similar sucederá debido a las corrientes de base de Q_5 y Q_6 ($I_{B5/100}$ cada una de ellas) en relación con las resistencias de $68k\Omega$ que van a las patillas (1) y (4) del LM1596. La señal "Composite Input" se inyecta sobre la $R = 68k\Omega$ que va a la patilla (4) y esta $R = 68k\Omega$ es además el camino para que circule I_{B5} , mientras que el camino para que circule I_{B6} es la otra $R = 68k\Omega$ que va a la patilla (1) del LM1596.

4) El circuito de salida es:

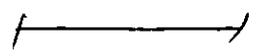


$$\omega_{cut} = \frac{1}{RC} = \frac{1}{4mF \times 25k\Omega} = \frac{10^6}{100} = 10^4 \text{ rad/s}$$

$$f_{cut} = \frac{10^4}{2\pi} = 1.59 \text{ kHz}$$

Con esta frecuencia de corte, el término en banda-base "que no pasa de 200 Hz" no resulta atenuado pero sí son atenuados los términos a $2f_c = 4800 \text{ Hz}$ y superiores que comentamos.

De hecho, si el espectro en banda-base no superase los 200 Hz podríamos cuadruplicar el valor de C para tener $f_{cut} = 400 \text{ Hz}$, valor que sin atenuar el espectro en banda-base atenuaría 4 veces más los términos en $2f_c$ y superiores.



5) Con el cambio $33k\Omega \rightarrow 11k\Omega$, la corriente I_5 pasa a ser aproximadamente el doble, es decir: $I_5^* \approx 0.66 \text{ mA}$. Desde un punto de vista de señal alterna, esto duplicaría la ganancia de conversión del multiplicador, duplicando la tensión de la señal de salida "Demodulated Output". Desgraciadamente esto también duplicaría la caída de tensión DC en la $R=25k\Omega$ sobre la que tomamos la señal "Demodulated Output". Esta caída, que ahora sería: $I_5^* \cdot 25k\Omega = 16.50 \text{ V}$, no puede ocurrir con los 15V de alimentación disponibles, por lo que el circuito deja de funcionar al quedar saturados, como mínimo Q_2 y Q_4 .

6) Si en el caso C: $\Delta V_{DC} \approx 0$, podemos decir que la frecuencia ⁽⁵⁾ que llega a "Composite Input" y la del VCO del PLL coinciden. Suponiendo como dice el enunciado que la frecuencia de la señal recibida es 2400Hz y ^{que} en este caso $\Delta V_{DC} \approx 0$, en el caso A en que recibimos 2416Hz , el ~~VCO~~ PLL se enganchará a esta frecuencia necesitando su VCO un poco más de tensión, en concreto $16\text{Hz}/K_0$, donde K_0 en Hz/V será la sensibilidad del VCO. Como para $f_0 = 10\text{kHz}$ esta K_0 vale $6600\text{Hz}/\text{V}$, para $f_0 \approx 2400\text{Hz}$ esta sensibilidad será unas cuatro veces menor porque $2400\text{Hz}/10\text{kHz} \approx 1/4$.

Tendremos por tanto $K_0 = \frac{6600}{4} = 1650\text{Hz}/\text{V}$.

Para que el VCO en el caso A esté 16Hz por encima de 2400Hz necesitará $+10\text{mV}$ de señal de control y en el caso B necesitará -10mV de señal de control para estar por debajo (16Hz) de los 2400Hz para los que supusimos $\Delta V_{DC} \approx 0$ (Caso C).

Por tanto: $\Delta V_{DC} = +10\text{mV}$ (Caso A) y $\Delta V_{DC} \approx 0$ (Caso C)
 $\Delta V_{DC} = -10\text{mV}$ (Caso B)

7) Al no haber portadora con la que engancharse en "Composite Input" el VCO del PLL queda libre, deja de estar gobernado por el PLL por tanto. Así pues, si la presencia de portadora con la que engancharse en el Caso C hacía que la tensión en la \rightarrow

patilla (7) fuese 5mV menor con el VCO oscilando a 2400Hz⁽⁶⁾ que con el VCO "libre", eso significa que el VCO oscila por libre a una frecuencia algo mayor que 2400Hz, en concreto a:

$$f_{\text{OFREE}} = 2400 + K_o \cdot 5\text{mV} = 2408\text{Hz}$$

Con arreglo a este resultado y asumiendo que la tensión entre las patillas (7) y (6) es "exactamente cero" cuando la frecuencia de "Composite Input" es exactamente igual a f_{OFREE} , los valores de ΔV_{DC} que debíamos encontrar en el Apdo 6) serían:

Caso C: $\Delta V_{\text{DC}} = -5\text{mV}$ para forzar al VCO a oscilar a 2400Hz

Caso A: $\Delta V_{\text{DC}} = +5\text{mV}$ " " " " " " a 2416Hz

Caso B: $\Delta V_{\text{DC}} = -15\text{mV}$ " " " " " " a 2384Hz

que son valores acordes para un VCO con $f_{\text{OFREE}} = 2408\text{Hz}$ y $K_o = 1650\text{Hz/V}$

8) Con este ajuste logramos tener $\Delta V_{\text{DC}} = 0$ cuando la nave orbita a Marte sin acercarse o alejarse de la Tierra como en los casos A y B que sucederían en el tiempo alternativamente. Sin embargo nada nos garantiza que Marte y la Tierra no estén acercándose o alejándose respectivamente, de modo que una señal $\Delta V_{\text{DC}} = 0$ sólo indica que recibimos 2400Hz, pero esta frecuencia puede ser consecuencia de una frecuencia del transmisor de la nave f_{TX} menor que 2400Hz si Marte y la Tierra se acercan entre sí con velocidad constante por ejemplo. "Recuperamos portadora" sí, pero no sabemos si recuperamos f_{TX} sin desplazamiento por efecto Doppler por ejemplo.