

ESCUELA TECNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACION

Departamento de Ingeniería Electrónica. Sistemas Electrónicos Analógicos, Quinto Curso.
Parcial 2 del 18 de Diciembre de 2006

D.N.I.:

APELLIDOS

NOMBRE:

Problema 1- Empleando el Circuito Integrado LM566 de National Semiconductor, que es un Oscilador controlado por tensión (VCO) se ha diseñado un transmisor FM para modular una portadora de $f_c=100\text{KHz}$ con la señal de audio proveniente de los canales izquierdo y derecho de un reproductor musical (inputs LEFT and RIGHT). Este transmisor fue diseñado para inyectar esta portadora modulada en frecuencia (FM) a una red de distribución eléctrica de $110V_{ef}$ y 60Hz en Estados Unidos, *pero vamos a adaptarlo para la red de $220V_{ef}$ y 50Hz que tenemos en Europa.* Se adjuntan dos hojas de características del LM566 útiles para realizar dicha adaptación, aunque lo primero que vamos a considerar es la mayor tensión eficaz y de pico de nuestra red eléctrica.

- 1- Considerando que el transformador T2 de alimentación del circuito es uno de $115V_{ef}$ en primario y $30V_{ef}$ en secundario con toma intermedia capaz de dar 50mA eficaces, indique las características del nuevo transformador T2* que será necesario para nuestra adaptación y la tensión de pico del condensador C_6 a la entrada del regulador IC2, un LM7812 que proporciona una tensión continua de 12V para alimentar el VCO basado en el LM566 (IC1). (5 p)
- 2- Dada la baja impedancia que ofrece a 50Hz el secundario del transformador T1 que acopla la portadora amplificada por Q1 a la red eléctrica, el condensador C_8 deberá soportar casi toda la tensión de red ($V_p \approx 310\text{V}$), de modo que al secundario sólo llegue una pequeña parte de este valor. Así la tensión de 50Hz transferida hacia el colector de Q1 será suficientemente baja para no dañar a Q1. Suponiendo que la relación de transformación entre secundario de T1 y su parte de primario conectada a $R_6=300\Omega$ es de **1:1**, refleje R_6 hacia secundario (a 50Hz el efecto de C_7 es muy pequeño) para estimar la tensión de pico de 50Hz que habrá en el secundario de T1 y entre colector y el emisor de Q1. (10 p)
- 3- Aunque a frecuencias tan bajas como 50Hz los efectos de C_7 pueden despreciarse, esto no es así a frecuencias altas, en especial en las cercanías de la frecuencia de resonancia f_0 porque C_7 permite sintonizar el circuito L-C del colector de modo que f_0 coincida exactamente con f_c , la frecuencia central de la portadora generada por IC1. De este modo la impedancia de carga del colector de Q1 se hace máxima a f_c , lo que hace que Q1 amplifique selectivamente una banda de frecuencias centrada en esa frecuencia. Considerando que a $f_0=f_c$ la inductancia L de pérdidas de T1 va a resonar en paralelo con C_7 , obtenga ese valor de L. (10 p).
- 4- La impedancia de colector de Q1 a $f_0=f_c$ será R_6 en paralelo con la impedancia de secundario reflejada hacia el primario sobre R_6 (relación **1:1**). Suponiendo que la impedancia de la red eléctrica a $f_0=f_c$ es de algunos ohmios y resistiva (por ejemplo 300Ω para simplificar) refleje la impedancia de secundario sobre R_6 y estime cuál será el efecto de dicha reflexión sobre el factor de calidad del circuito L-C del colector de Q1. Puede suponer que una impedancia $Z(jf)=R+jX$ es $Z(jf) \approx R$ si $R \geq 4X$ y para ilustrar el efecto anterior puede estimar el factor de calidad antes de reflejar y después de reflejar esa impedancia de secundario. (10 p)
- 5- Considerando que C_6 tiene capacidad suficiente para que su tensión no caiga por debajo del valor que necesita un regulador LM7815 que dará una tensión continua de 15V para alimentar el VCO (IC1), indique cuáles serán las frecuencias f_{C1} y f_{C2}

- que obtendremos para $C_4=160\text{pF}$ en el caso de usar un LM7812 como IC2 (f_{C1}) y en el caso de utilizar el LM7815 como tal regulador IC2 (f_{C2}). ¿Por qué resulta casi imprescindible el uso de IC2? (12 p)
- 6- ¿Sin embargo, por qué cree Vd. que el colector de Q1 no se alimenta con la tensión regulada y estable que entrega IC2? (10 p)
 - 7- La sensibilidad de este VCO es, según las hojas de características, $K_o=6.6\text{KHz/V}$, pero vamos a usar la fórmula que daba la frecuencia de oscilación para f_{C2} en el apartado 5. A partir de ella obtenga la K_o en KHz/V de este VCO cuando utilizamos $C_4=160\text{pF}$ y un LM7815 como regulador de tensión para alimentar el LM566. (12 p)
 - 8- Considere que a las entradas LEFT y RIGHT se aplica la misma señal de audio de un equipo monofónico de 100mV_p y que no hemos conectado los condensadores de preénfasis C_{2L} y C_{2R} . Obtenga en estas condiciones la desviación máxima de frecuencia a la salida del VCO cuando el cursor del potenciómetro R_1 está en su punto más alejado del raíl común de masa. Suponga que C_1 deja pasar bien esa señal de audio para hacer el cálculo que se le pide. (5 p)
 - 9- Estime cuál será la frecuencia de corte inferior f_{cut} debida a C_1 y diga si f_{cut} depende o no de la posición del cursor de R_1 . (8)
 - 10- Empleando el VCO cuya K_o obtuvo en el apartado 7 y un comparador de fase de $K_D=1.6\text{V/rad}$, construya un lazo enganchado en fase (PLL) para demodular la señal FM del transmisor del Apartado 7 y explique su funcionamiento básico. (5 p) Tome $K_o=50\text{KHz/V}$ si no resolvió el Apartado 7 e indique cuál es la función o ganancia de transferencia G_{Dem} en V/Hz indicando si dependerá de la frecuencia. (13 p).

SISTEMA ANALOGICO DE TRANSMISION DE AUDIO POR LA RED DE DISTRIBUCION ELECTRICA

19/20

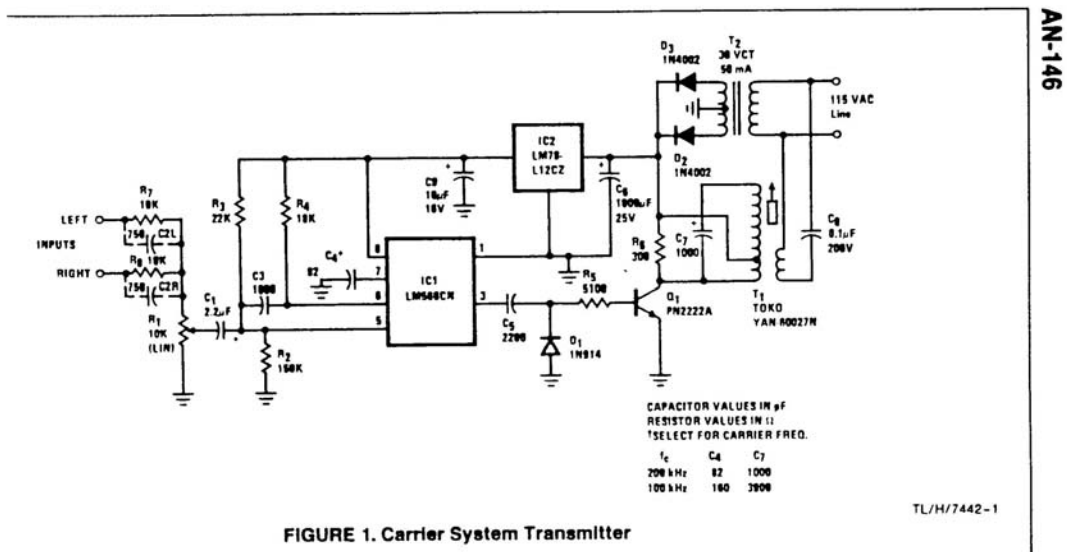
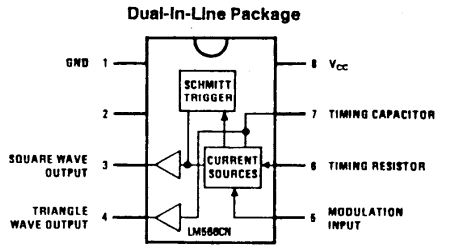


FIGURE 1. Carrier System Transmitter

Connection Diagram



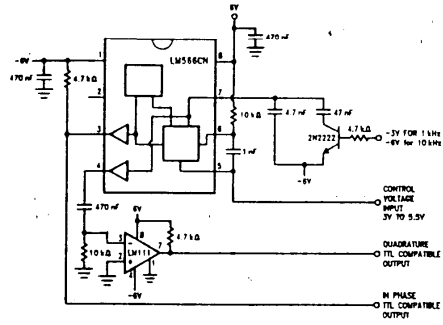
TL/H/7854-2

Order Number LM566CN
See NS Package Number N08E

V.C.O. 566

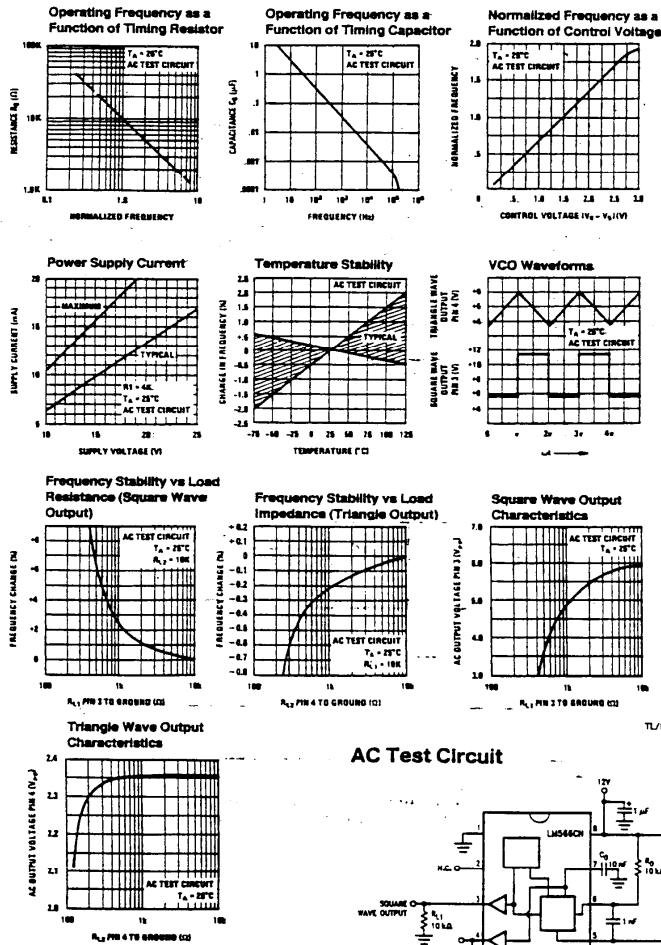
Typical Application

1 kHz and 10 kHz TTL Compatible
Voltage Controlled Oscillator



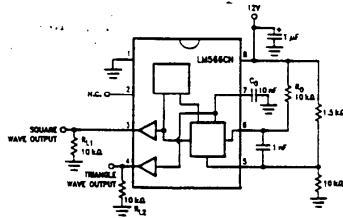
7854-3

Typical Performance Characteristics





TL/H/7854-4

AC Test Circuit

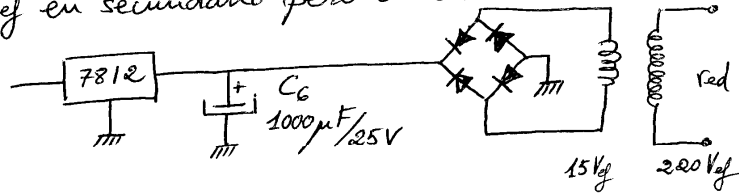


4

LM566CN

 Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación Universidad Politécnica de Madrid 			
Asignatura		Fecha	
Apellidos		Curso	
Nombre	SOLUCION		Grupo
			Calificación

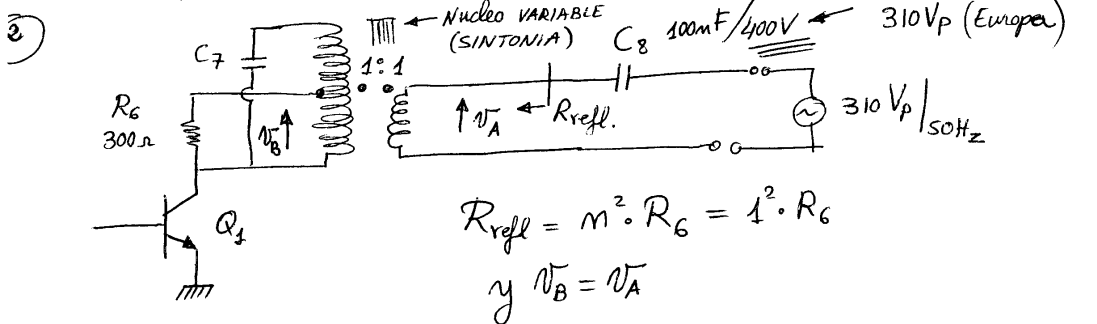
1) El nuevo transformador T2* deberá tener un primario de 220Vef. y un secundario de 30Vef. con toma intermedia para sustituir directamente al T2 original. También serviría uno sin toma intermedia, de 15Vef en secundario pero en este caso habría que usar 4 diodos en lugar de dos.



Tendríamos:

$$15V_{ef} \rightarrow 15\sqrt{2} V_p = 21V$$

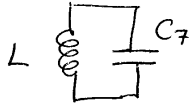
Tensión de pico en C_6 : $21V - 0'6V - 0'6V = 19'8V$ Red eléctrica 220Vef



$$V_A = 310V_p \frac{R_{refl.}}{R_{refl.} + Z_{C_8}(50Hz)} = \frac{300 \cdot 310}{300 + j 32000} \approx \frac{300 \cdot 310}{j 32000}$$

Luego $|V_A| = 2'9V_{pico} = |V_B|$ Por lo que al selector de Q_1 llegan $\pm 2'9V_{pico}$ superpuestos a su tensión de polarización, cosa que Q_1 soportará bien.

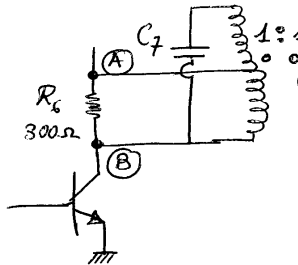
3) Tendremos:



$$f_0 = 100 \text{ kHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow LC = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot 10^{10}} = L \cdot 3900 \cdot 10^{-2}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot 3900 \cdot 10^{-2}} = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot 39} = 650 \mu\text{H}$$

4)



$$Z_{red} \approx 300 \Omega + \phi j \Omega$$

$$Z_{sec} \Big|_{f_0} = 300 \Omega + \frac{1}{j2\pi \cdot 10^5 \cdot 10^{-7}} = (300 - j16) \Omega$$

$$Z_{SEC}(100 \text{ kHz}) = 300 \Omega - j16 \Omega \approx 300 \Omega$$

Por la relación 1:1, esta Z_{SEC} pasa a primario entre los puntos A y B como $Z_{SEC}(100 \text{ kHz}) \cdot n^2 = 300 \Omega \cdot 1^2 = 300 \Omega$

Por tanto el efecto transformador de T1 lleva sobre $R_6 = 300 \Omega$ otros 300Ω debidos a Z_{SEC} , lo que deja en colector una impedancia $R_6 \parallel 300 = 150 \Omega$ que supone un efecto de carga doble (doble de pérdidas) que el que hay sobre el circuito L-C7 cuando $Z_{red} \rightarrow \infty$. Teníamos cierto $Q_{ANTES} = 2 \times Q_{AHORA}$ (cuando C_6 y $Z_{red} \approx 300 \Omega$ son transformados hacia el primario).

El efecto de carga de la red reduce a la mitad el factor de calidad del circuito L-C del colector sintonizado a $f_0 = 100 \text{ kHz}$.

5) La expresión de la frecuencia de oscilación es: $f_{os} = \frac{24(V^+ - V_5)}{R_0 C_0 \cdot V^+}$

y como V_5 es proporcional a V^+ porque se obtiene de ella mediante el divisor resistivo formado por $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$ y

$R_3 = 22 \text{ k}\Omega$, las frecuencias f_{c1} y f_{c2} deben ser iguales.

Poniendo $V_5 = V^+ \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3}$ en la expresión de f_{os} tenemos: ③

$$f_{os} = \frac{2'4}{R_0 C_0} \times \frac{V^+ - V_5}{V^+} = \frac{2'4}{R_0 C_0} \left(1 - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) = \frac{2'4}{R_0 C_0} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{0'307}{R_0 C_0}$$

$$f_{os} = \frac{0'307}{18 \text{ k}\Omega \times 160 \text{ pF}} = 106'6 \text{ KHz} = f_{c1} = f_{c2} \quad \text{NO DEPENDE DE } V^+$$

Según este resultado parece que aunque varíe V^+ , no pasará nada y NO SE VE QUE EL REGULADOR IC2 sea imprescindible... Quizá se vea luego. \uparrow (esta es la respuesta correcta)

⑥ Porque, aunque el rizado de la tensión no-regulada que alimenta a la etapa amplificadora/excitadora basada en Q_1 dará cierta modulación residual de amplitud en la señal inyectada a la red, esto no debería molestar a un buen demodulador FM, que solo "vea" las variaciones de frecuencia y no las de amplitud. A cambio ganaremos más potencia inyectada en la red de señal de 100KHz mediante Q_1 .

Con Q_1 alimentado a 12V sólo, la potencia inyectada será proporcional a $(12V - V_{CESAT})^2 \approx 136$

Con Q_1 alimentado a unos 20V, la potencia inyectada será proporcional a $(\sim 20V - V_{CESAT})^2 \approx 407$ (unas tres veces mayor)

⑦ El empleo de la fórmula es obligado, porque esa $k_0 = 66 \text{ KHz/V}$ se refiere a un VCO cuya $f_{os} = 10 \text{ KHz}$ por ejemplo (la del A.C. Test circuit). Por ello hay que obtener la función:

$$k_0 = \frac{\Delta f_{os}}{\Delta V_5} = \frac{df_{os}}{dV_5} \quad \text{con } f_{os} = \frac{2'4}{R_0 C_0} \cdot \left(1 - \frac{V_5}{V^+} \right)$$

Derivando respecto a V_5 nos queda:

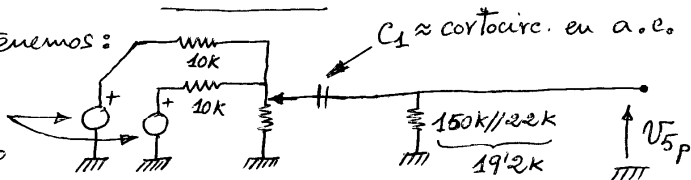
$$f_{os} = \frac{24}{R_0 C_0} \left(1 - \frac{V_5}{V^+}\right) \Rightarrow \frac{df_{os}}{dV_5} = \frac{24}{R_0 C_0} \cdot \frac{-1}{V^+} = 55.5 \text{ KHz/V para } V^+ = 15 \text{ V}$$

que corresponde a f_{c2}

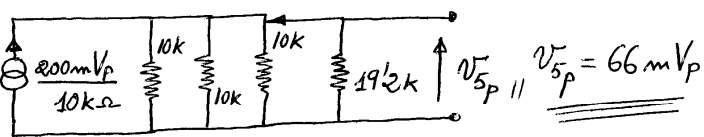
NOTESE que la sensibilidad del VCO varía si V^+ lo hace, por lo que ahora sí se ve la necesidad de que V^+ esté regulada o el empleo casi imprescindible de IC2 que se comentó en el Apartado ⑤. Si V^+ no estuviera regulada y tuviera un rizado apreciable, tendríamos un transmisor FM cuya desviación de frecuencia para una misma señal de entrada no sería constante, teniendo un rizado similar al de V^+ \Rightarrow distorsión al modular.

③ En estas condiciones tenemos:

IGUALES
y 100 mV_p cada uno



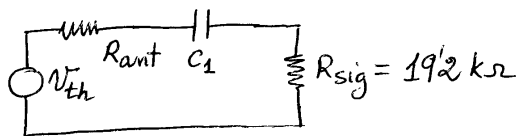
Usando equiv. Norton y la igualdad de los dos generadores, tenemos



Por tanto, la desviación máxima de frecuencia será:

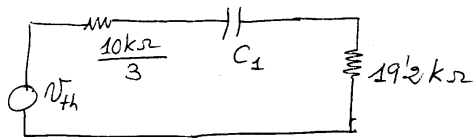
$$\Delta f_p = K_0 \cdot V_{5p} = 55.5 \frac{\text{KHz}}{\text{V}} \times 0.066 \text{ V} = 3.7 \text{ KHz} \text{ (el 3.5\% de } f_{os} = 106.6 \text{ KHz)}$$

④ Dependiendo de la posición del cursor de R_1 , la resistencia R_{ant} de esta figura variará:



Como $f_{cut} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_{ant} + R_{sig})}$, esta frecuencia variará al variar

la posición del cursor. Para éste en la posición del Apartado 8 tendremos:

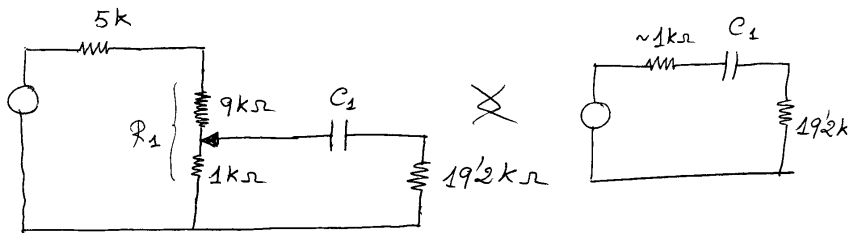


$$f_{cut} = \frac{1}{2\pi \cdot 2.2 \cdot 10^{-6} \cdot (3k3 + 19k2)}$$

$$f_{cut} = 3.21 \text{ Hz}$$

que queda muy por debajo de la frecuencia 20Hz usada como límite inferior en equipos de alta fidelidad (HI-FI).

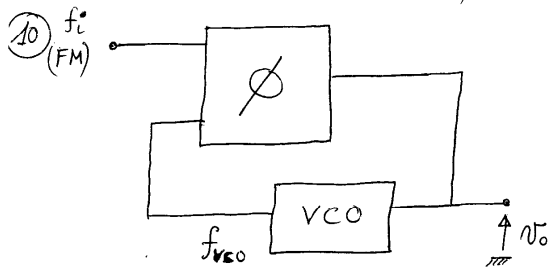
Con el cursor al 10% de su recorrido desde el raíl de masa tendremos:



y la nueva f_{cut}^* será:

$$f_{cut}^* = \frac{1}{2\pi \cdot 2.2 \cdot 10^{-6} \cdot (1k + 19k2)} = 3.58 \text{ Hz}$$

que sigue estando muy por debajo de 20Hz, luego el circuito de entrada de audio parece bien diseñado para dejar pasar frecuencias tan bajas como 20Hz sin apenas atenuación.



El lazo formado por el comparador de fase ϕ y el VCO conectados de esta forma es un lazo enganchado en fase PLL que, para lograr ese enganche en fase, hará que

la frecuencia del VCO f_{os} sea igual a la frecuencia de entrada f_i :

Podemos suponer que la salida del VCO cuando $V_o = 0$ es exactamente

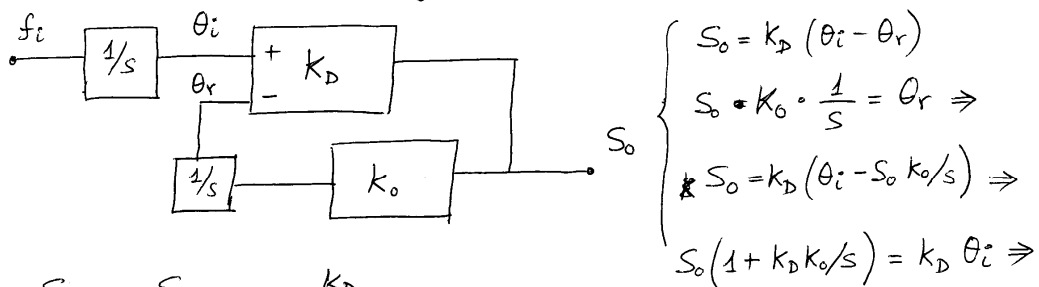
f_i para no tener término dc en V_o . Así: $f_{vco} = f_{os} + K_o V_o$ y la

tensión V_o será nula cuando f_i sea exactamente $f_{os} = 1066 \text{ kHz}$. ⑥

Si ahora f_i pasa de $f_i = f_{os}$ a $f_i^* = (f_{os} + 1 \text{ Hz})$ la señal V_o del PLL ya no será nula, sino esta:

$$(f_{os} + 1 \text{ Hz}) = f_{os} + K_o V_o^* \Rightarrow V_o^* = \frac{1 \text{ Hz}}{55.500 \text{ Hz/V}} = \underline{\underline{18 \mu\text{V/Hz}}} = G_{\text{Dem}}$$

a bajas frecuencias, porque G_{Dem} depende de la rapidez con que cambie la frecuencia f_i porque el PLL ~~responde~~ ^{responde} mejor cuando esa rapidez de cambio es pequeña. Empléando el diagrama de bloques que considera la conversión tácita (oculta) frecuencia \rightarrow fase que hace el comparador de fase (una integración en el tiempo) tenemos:



$$\frac{S_o}{\theta_i} = \frac{S_o}{f_i/s} = \frac{K_D}{1 + K_D K_o/s}$$

$$\begin{cases} S_o = K_D (\theta_i - \theta_r) \\ S_o \cdot K_o \cdot \frac{1}{s} = \theta_r \Rightarrow \\ S_o = K_D (\theta_i - S_o K_o/s) \Rightarrow \\ S_o (1 + K_D K_o/s) = K_D \theta_i \Rightarrow \end{cases}$$

Por tanto: $\frac{S_o}{f_i} = G_{\text{Dem}}(s) = \frac{K_D}{s + K_D K_o} = \frac{1}{K_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{K_D K_o}}$

y pasando al dominio de frecuencia senoidal ($s = \sigma + j\omega$) tenemos:

$$G_{\text{Dem}}(j\omega) = \frac{\frac{1}{K_o} \leftarrow 18 \mu\text{V/Hz}}{1 + j \frac{\omega}{K_D K_o}} = \frac{18 \mu\text{V/Hz}}{1 + j \frac{f}{\frac{K_D K_o}{2\pi}}} = \frac{18 \mu\text{V/Hz}}{1 + j \frac{f}{89 \text{ kHz}}}$$

$$K_D = 16 \text{ V/rad}, K_o = 55.5 \text{ kHz/V} = 2\pi \cdot 55.5 \frac{\text{krad}}{\text{sV}}$$

Es decir: este demodulador FM demodula bien hasta 89 kHz, ~~pero~~ ^{mucho} por encima de los 20 kHz de frecuencia máxima de una señal HI-FI.