



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA
TITULACIÓN: INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

LABORATORIO DE COMUNICACIONES (3^{er} CURSO)

Examen final: 2 de Julio de 2008

Profesores: Pedro Vera Castejón, Alejandro Álvarez Melcón y Fernando D. Quesada Pereira

Problemas (10.0 puntos)

No se permite tener en la mesa ningún tipo de apuntes ni libros durante el examen. Deje su carné de estudiante o DNI en un lugar bien visible sobre la mesa. *No olvide poner el nombre en todas las hojas.* Tiempo de examen 3 horas.

Problema 1 (3,0 puntos)

Los mezcladores de señales son elementos clave en los sistemas de comunicaciones a la hora de implementar diversas modulaciones de amplitud.

- 1) **(0,25 puntos)** Explique el funcionamiento de un mezclador ideal y encuentre la señal a la salida de éste si a la entrada se tienen las señales $x_m(t) = \cos(\omega_m t)$ y $x_p(t) = A \cos(\omega_p t)$. Tenga en cuenta en este y otros apartados que $f_p \gg f_m$. Un mezclador ideal devuelve a su salida el resultado del producto de las dos señales que se encuentran a su entrada (ver la Figura 1). En concreto, para las señales del problema se tiene:

$$v_s(t) = A \cos(\omega_p t) \cos(\omega_m t) = \frac{A}{2} (\cos(\omega_p + \omega_m)t + \cos(\omega_p - \omega_m)t) \quad (1)$$

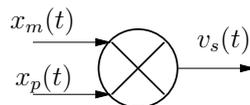


Figura 1: Mezclador ideal

- 2) **(0,75 puntos)** Tal y como se explicó en teoría, para la implementación de mezcladores se pueden utilizar tanto circuitos pasivos como activos. En este problema nos centraremos principalmente en el análisis de mezcladores con elementos pasivos como diodos. Para realizar el análisis emplearemos como aproximación una ley cuadrática para la relación entre corriente y tensión en los diodos. Partiendo de las señales del apartado anterior se analizará el circuito mezclador representado en la Figura 8. Tenga en cuenta en éste y posteriores análisis que $v_s \ll v_m, v_p, v_d$, siendo v_d la tensión en bornes de los diodos.

- Represente el circuito equivalente del circuito y encuentre la expresión de la señal de salida v_s .

En la Figura 2 se muestra el circuito equivalente del mezclador formado por un diodo de la Figura 8. Tal y como se puede ver, se han reemplado los transformadores por las fuentes de tensión que se encuentran en sus bornes.

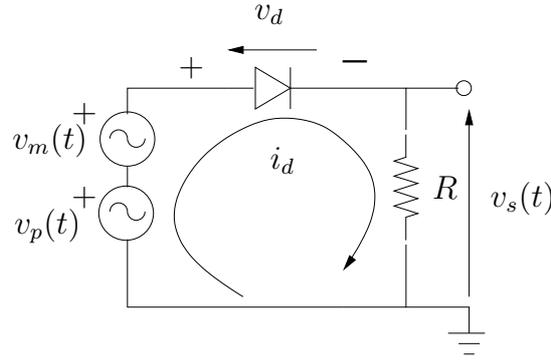


Figura 2: Circuito equivalente del mezclador de la Figura 8.

Para encontrar la tensión de salida del circuito utilizaremos, tal y como indica el enunciado, la ley cuadrática del diodo, donde a_0 , a_1 y a_2 son constante que dependen de la fabricación del diodo (ver la (2)).

$$i_d = a_0 + a_1 v_d + a_2 v_d^2 \quad (2)$$

Teniendo en cuenta la condición del enunciado $v_s \ll v_d$ y analizando el lazo representado en la Figura 2, se puede deducir que $v_d \approx (v_m + v_p)$. De esta forma, la corriente que atraviesa el diodo queda como:

$$i_d = a_0 + a_1(v_m + v_p) + a_2(v_m + v_p)^2 = a_0 + a_1(v_m + v_p) + a_2(v_m^2 + v_p^2 + 2v_m v_p) \quad (3)$$

La tensión de salida v_s se calcula como:

$$v_s = R i_d = R \left(a_0 + a_1(v_m + v_p) + a_2(v_m + v_p)^2 = a_0 + a_1(v_m + v_p) + a_2(v_m^2 + v_p^2 + 2v_m v_p) \right) \quad (4)$$

- ¿Qué tipo de modulación se obtiene?. En caso de tratarse de una modulación AM, ¿cuál es el índice de modulación?.

La tensión de salida v_s (4) se puede reescribir como sigue a continuación:

$$v_s = R \left(a_0 + a_1 v_m + a_2 v_m^2 + a_1 v_p + 2a_2 v_m v_p + a_2 v_p^2 \right) \quad (5)$$

Los primeros términos ($a_0 + a_1 v_m + a_2 v_m^2$) son de baja frecuencia y están como mucho hasta el doble de la frecuencia de la moduladora. Por otra parte, el último término ($a_2 v_p^2$) se encuentra al doble de la frecuencia de la portadora. La modulación la forman los términos centrales de (5):

$$v_s = R \left(\dots + a_1 v_p + 2a_2 v_m v_p + \dots \right) = \left(\dots + a_1 v_p \left(1 + 2 \frac{a_2}{a_1} v_m \right) + \dots \right) \quad (6)$$

Como se puede apreciar en (6) se tiene la forma de una modulación AM con índice de modulación $m = 2a_2/a_1$.

- Identifique las componentes indeseadas de v_s e indique de qué forma las eliminaría. Las componentes indeseadas se encuentra a baja ($a_0 + a_1 v_m + a_2 v_m^2$) y a alta frecuencia ($a_2 v_p^2$), por lo que para eliminarlas y quedarnos con la modulación AM como resultado tendremos que utilizar un **filtro paso banda** centrado a la frecuencia de la portadora v_p .
- 3) (0,5 puntos) A continuación analizaremos el modulador equilibrado de la Figura 9. Responda a las mismas preguntas que en el caso del apartado anterior.

- Represente el circuito equivalente del circuito y encuentre la expresión de la señal de salida v_s .

El circuito equivalente del mezclador equilibrado de la Figura 9 se muestra en la Figura 3 donde se han reemplazado los transformadores por las fuentes de tensión correspondientes.

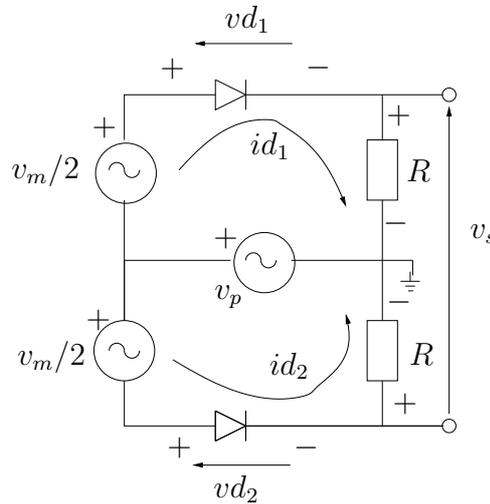


Figura 3: Circuito equivalente

Teniendo en cuenta la aproximaciones del problema y los dos lazos representados se puede deducir que $vd_1 \approx (v_m/2 + v_p)$ y que $vd_2 \approx (-v_m/2 + v_p)$. De este modo las corrientes de lazo que circulan por cada diodo se escriben como:

$$\begin{aligned} id_1 &= a_0 + a_1(v_m/2 + v_p) + a_2(v_m/2 + v_p)^2 \\ &= a_0 + a_1(v_m/2 + v_p) + a_2 v_m v_p + a_2(v_m/2)^2 + a_2 v_p^2 \end{aligned} \quad (7a)$$

$$\begin{aligned} id_2 &= a_0 + a_1(-v_m/2 + v_p) + a_2(-v_m/2 + v_p)^2 \\ &= a_0 + a_1(-v_m/2 + v_p) - a_2 v_m v_p + a_2(v_m/2)^2 + a_2 v_p^2 \end{aligned} \quad (7b)$$

La tensión de salida atendiendo a la Figura 3 queda como $v_s = R(id_1 - id_2)$, por lo que finalmente escribimos teniendo en cuenta (7).

$$v_s = R(a_1 v_m + 2a_2 v_m v_p) \quad (8)$$

- ¿Qué tipo de modulación se obtiene?. En caso de tratarse de una modulación AM, ¿cuál es el índice de modulación?.

Atendiendo a la (8), el primer término $a_1 v_m$ se encuentra a la frecuencia de la moduladora y es por tanto de baja frecuencia, mientras que el segundo término $2a_2 v_m v_p$ corresponde a la forma típica de una modulación en doble banda lateral (DBL). Por este último motivo no tiene sentido hablar de índice de modulación.

- Identifique las componentes indeseadas de v_s e indique de qué forma las eliminaría. La única componente indeseada de la (8) es $a_1 v_m$ y se puede eliminar fácilmente mediante un filtro paso alto o paso banda centrado a la frecuencia de la portadora.

4) **(1,25 puntos)** Por último, estudiaremos un mezclador doblemente equilibrado con puente de diodos como el representado en la Figura 10. Para este circuito conteste también a las mismas cuestiones que en los dos apartados previos.

- Represente el circuito equivalente del circuito y encuentre la expresión de la señal de salida v_s .

El circuito equivalente del mezclador doblemente equilibrado de la Figura 10 se representa en la Figura 4, donde se han reemplazado como hasta ahora los transformadores por las fuentes de tensión correspondientes.

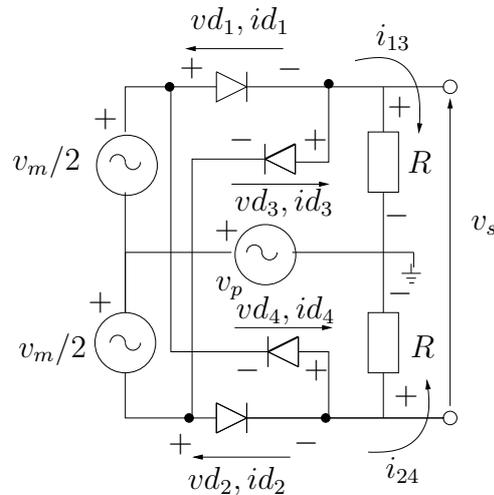


Figura 4: Circuito equivalente del mezclador doblemente equilibrado

Atendiendo a las aproximaciones del enunciado, las tensiones en cada uno de los diodos serán las siguientes:

$$v_{d1} \approx (v_m/2 + v_p) \quad (9a)$$

$$v_{d2} \approx (-v_m/2 + v_p) \quad (9b)$$

$$v_{d3} \approx (v_m/2 - v_p) \quad (9c)$$

$$v_{d4} \approx (-v_m/2 - v_p) \quad (9d)$$

Asimismo, las anteriores tensiones dan lugar a las siguientes corrientes en cada uno de los cuatro diodos:



$$\begin{aligned} id_1 &= a_0 + a_1(v_m/2 + v_p) + a_2(v_m/2 + v_p)^2 = \\ &= a_0 + a_1(v_m/2 + v_p) + 2a_2v_mv_p + a_2(v_m/2)^2 + a_2v_p^2 \end{aligned} \quad (10a)$$

$$\begin{aligned} id_2 &= a_0 + a_1(-v_m/2 + v_p) + a_2(-v_m/2 + v_p)^2 \\ &= a_0 + a_1(-v_m/2 + v_p) - 2a_2v_mv_p + a_2(v_m/2)^2 + a_2v_p^2 \end{aligned} \quad (10b)$$

$$\begin{aligned} id_3 &= a_0 + a_1(v_m/2 - v_p) + a_2(v_m/2 - v_p)^2 \\ &= a_0 + a_1(v_m/2 - v_p) - 2a_2v_mv_p + a_2(v_m/2)^2 + a_2v_p^2 \end{aligned} \quad (10c)$$

$$\begin{aligned} id_4 &= a_0 + a_1(-v_m/2 - v_p) + a_2(-v_m/2 - v_p)^2 \\ &= a_0 + a_1(-v_m/2 - v_p) + 2a_2v_mv_p + a_2(v_m/2)^2 + a_2v_p^2 \end{aligned} \quad (10d)$$

Por otro lado, las corrientes entrantes en cada una de las resistencias de la Figura 4 quedan como siguen teniendo en cuenta los nodos representados en dicha figura:

$$i_{13} = id_1 - id_3 = 2a_1v_p + 4a_2v_mv_p \quad (11a)$$

$$i_{24} = id_2 - id_4 = 2a_1v_p - 4a_2v_mv_p \quad (11b)$$

$$(11c)$$

Asimismo, la tensión de salida v_s es:

$$v_s = R(i_{13} - i_{24}) = 8Ra_2v_mv_p \quad (12)$$

- ¿Qué tipo de modulación se obtiene?. En caso de tratarse de una modulación AM, ¿cuál es el índice de modulación?.

Como se puede apreciar en la (12) el resultado final es una modulación de tipo doble banda lateral (DBL) y por tanto no podemos hablar de índice de modulación.

- Identifique las componentes indeseadas de v_s e indique de qué forma las eliminaría. Como se puede ver en (12) no existe ninguna componente adicional a la correspondiente a la modulación DBL. Por este motivo el mezclador doblemente equilibrado resultante ventajoso respecto al resto de mezcladores visto en el problema, ya que se evita la necesidad de tener que emplear filtros adicionales para eliminar componentes indeseadas.

5) **(0,25 puntos)** Describa brevemente cómo implementaría diferentes mezcladores con elementos activos que realicen funciones similares a las de los circuitos previos.

Para implementar modulaciones AM y DBL se pueden emplear mezcladores con elementos activos como amplificadores diferenciales. En concreto con el circuito de la Figura 5 se puede implementar una modulación AM similar a la del mezclador formado por un único diodo. En este caso también hay que recurrir a técnicas de filtrado para eliminar componentes indeseadas.

Por el contrario, para obtener una modulación en doble banda lateral (DBL) con elementos activos se recurre al doble amplificador diferencial en contrafase (ver la Figura 6).

Problema 2 (3,5 puntos)

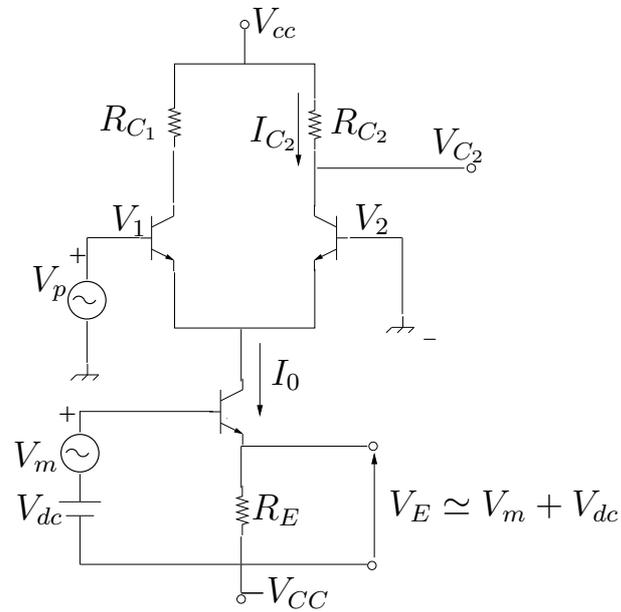


Figura 5: Modulador de AM con amplificador diferencial. ($V_2 = 0, V_1 = V_p$, ($V_1 - V_2 = V_p$) (portadora).

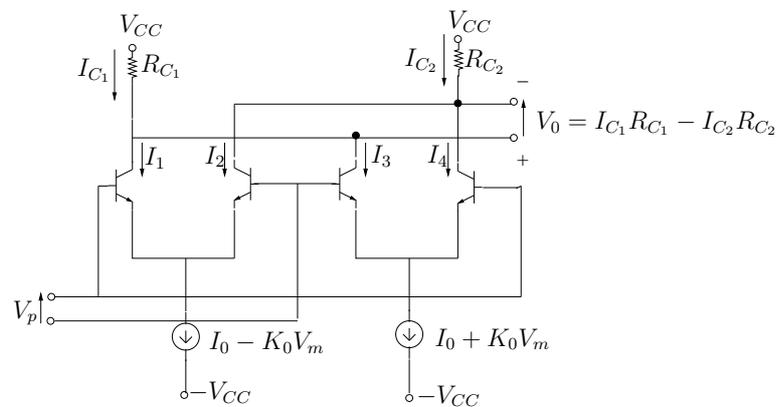


Figura 6: Doble Amplificador Diferencial en contrafase para implementar una modulación DBL.



Para generar las portadoras en las modulaciones se suelen utilizar circuitos osciladores consistentes en una etapa amplificadora más una red pasiva de realimentación.

- 1) **(0,5 puntos)** Un oscilador sigue el esquema de una red realimentada como la representada en la Figura 11. Encuentre la función de transferencia entre entrada y salida, en términos de $A(j\omega)$ y de $B(j\omega)$.

Atendiendo a la Figura 11 podemos escribir la siguiente ecuación:

$$V_o(j\omega) = V_i(j\omega)A(j\omega) + V_o(j\omega)A(j\omega)B(j\omega) \quad (13)$$

Despejando de la (13) se llega a la siguiente función de transferencia:

$$H_{osc} = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \quad (14)$$

- 2) **(0,5 puntos)** Para que oscilador se active, la función de transferencia ha de presentar un polo a la frecuencia de oscilación en el semieje real negativo del plano complejo. Teniendo en cuenta lo anterior, diga que condiciones ha de cumplir la ganancia de lazo $A(j\omega)B(j\omega)$ para que el circuito pueda oscilar.

A partir de la (14) y de la condición descrita en el enunciado podemos afirmar que para que el oscilador comience a funcionar se han de cumplir las siguientes condiciones a la frecuencia de resonancia ω_0 :

$$|A(j\omega)B(j\omega)| \geq 1 \quad \text{para } \omega = \omega_0 \quad (15a)$$

$$\angle A(j\omega)B(j\omega) = 0 \quad \text{para } \omega = \omega_0 \quad (15b)$$

Es decir, la ganancia de lazo $A(j\omega)B(j\omega)$ debe ser mayor que uno y su fase debe ser cero para que el oscilador se active.

- 3) **(0,5 puntos)** Considere el circuito de la Figura 12. Calcule la frecuencia de oscilación en base a las condiciones del apartado anterior. ¿Es posible cumplir las dos condiciones?. Si no es así, proponga una solución empleando un amplificador operacional adicional.

Analizando la etapa amplificadora y la red de realimentación llegamos al siguiente resultado:

$$A(j\omega) = -R_2/R_1 \quad (16a)$$

$$B(j\omega) = \frac{R_4}{R_3 + R_4 + jL\omega - \frac{j}{C\omega}} \quad (16b)$$

La ganancia de lazo queda como:

$$A(j\omega)B(j\omega) = \frac{-R_2R_4/R_1}{R_3 + R_4 + jL\omega - \frac{j}{C\omega}} \quad (17)$$

La frecuencia de resonancia del circuito ω_0 se da cuando se cumple la condición $jL\omega_0 - \frac{j}{C\omega_0} = 0$, resultando $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. A esa frecuencia la ganancia de lazo queda como:

$$A(j\omega)B(j\omega) = \frac{-R_2R_4}{R_1(R_3 + R_4)} \quad (18)$$



La primera condición de oscilación se da para:

$$|A(j\omega)B(j\omega)| = \frac{R_2 R_4}{R_1(R_3 + R_4)} \geq 1 \quad (19)$$

y es posible cumplirla escogiendo adecuadamente el valor de las resistencias R_1 , R_2 , R_3 y R_4 . Por el contrario la segunda condición:

$$\angle A(j\omega)B(j\omega) = \angle \frac{-R_2 R_4}{R_1(R_3 + R_4)} = \pi \neq 0 \quad (20)$$

no se cumple, ya que las resistencias toman siempre un valor positivo.

Tal y como se indica en el enunciado, una posible solución consiste en un utilizar un amplificador operacional adicional en configuración inversora en serie al ya existente. De esta forma se obtendría una función de transferencia $A(j\omega)$ positiva del tipo:

$$A(j\omega) = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{-R_2}{R_1} = \frac{R_2^2}{R_1^2} \quad (21)$$

con lo que se satisfaría automáticamente la condición de fase de la (15) a la frecuencia de resonancia y también de oscilación ω_0 .

- 4) **(0,5 puntos)** Encuentre la función de transferencia de fase del PLL sintetizador de frecuencia de la Figura 13 ($H_{PLL}(s)$). Asimismo, obtenga la función de error de fase del mismo PLL ($H_e(s)$), definida como la relación entre el error de fase y la fase de la señal de entrada. Asuma que el PLL se encuentra enganchado en frecuencia. El detector de fases del PLL produce a su salida una señal proporcional a la diferencia de fases a su entrada:

$$X_d(s) = A_d[\Phi_r(s) - \frac{\Phi_o(s)}{N}] \quad (22)$$

En la expresión (22) se ha tenido en cuenta el efecto del divisor de frecuencia por N . A la entrada del VCO se tiene la señal de salida del filtro paso bajo $F(s)$:

$$X_c(s) = F(s)X_d(s) = F(s)A_d[\Phi_r(s) - \frac{\Phi_o(s)}{N}] \quad (23)$$

Suponiendo que el PLL se encuentra enganchado en frecuencia, la frecuencia de salida del VCO será:

$$f_o(t) = K_V x_c(t) \quad (24)$$

En el dominio de Laplace, teniendo en cuenta la relación entre fase y frecuencia obtenemos:

$$\Phi_o(s) = 2\pi K_V \frac{X_c(s)}{s} = 2\pi K_V A_d F(s) \frac{\Phi_r(s) - \frac{\Phi_o(s)}{N}}{s} \quad (25)$$

Por último despejando y utilizando la definición de ganancia de lazo $K = 2\pi K_V A_d$ se llega a:

$$H_{PLL}(s) = \frac{\Phi_o(s)}{\Phi_r(s)} = \frac{K \frac{F(s)}{s}}{1 + \frac{K F(s)}{N s}} \quad (26)$$

Por otro lado, la función de error de fase $H_e(s)$ se calcula en base a la definición como:

$$H_e(s) = \frac{\Phi_e(s)}{\Phi_r(s)} = \frac{\Phi_r(s) - \frac{\Phi_o(s)}{N}}{\Phi_r(s)} = 1 - \frac{H_{PLL}(s)}{N} = \frac{1}{1 + \frac{K F(s)}{N s}} \quad (27)$$



- 5) **(0,5 puntos)** El PLL anterior se utiliza como modulador de frecuencia (FM) al introducir la señal moduladora v_m en el VCO de la forma representada en la Figura 14. Obtenga la fase de la señal de salida en función de la fase de la señal de entrada $\Phi_r(s)$ y de la señal moduladora $V_m(s)$. Tenga en cuenta que el VCO se encuentra enganchado a la frecuencia de la señal de referencia, y por tanto $f_0(t) = f_c + K_m v_m(t) + K_v v_c(t)$ queda como $f_0(t) = K_m v_m(t) + K_v v_c(t)$ a efectos de análisis. Asimismo, utilice la definición de ganancia $K = 2\pi K_v A_d$. La fase de la señal de salida se calcula integrando la frecuencia, teniendo en cuenta la relación existente entre ambos parámetros.

$$f_o(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_o(t)}{dt} \quad (28a)$$

$$f_o(s) = \frac{s}{2\pi} \Phi_o(s) \quad (28b)$$

$$\phi_o(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f_o(\tau) d\tau \quad (28c)$$

$$\Phi_o(s) = 2\pi \frac{f_o(s)}{s} \quad (28d)$$

Teniendo en cuenta las relaciones anteriores y la expresión de la frecuencia de salida del PLL en términos de la tensión en el VCO escribimos:

$$\Phi_o(s) = \frac{2\pi}{s} \left(K_m V_m(s) + K_v V_c(s) = K_m V_m(s) + K_v F(s) A_d [\Phi_r(s) - \frac{\Phi_o(s)}{N}] \right) \quad (29)$$

De la expresión anterior despejamos $\Phi_o(s)$ y aplicamos la definición de ganancia de lazo se llega a:

$$\Phi_o(s) = \frac{2\pi K_m}{s \left(1 + \frac{K F(s)}{N s} \right)} V_m(s) + \frac{\frac{K F(s)}{s}}{\left(1 + \frac{K F(s)}{N s} \right)} \Phi_r(s) \quad (30)$$

- 6) **(0,5 puntos)** Escriba la expresión de la frecuencia de la señal de salida $f_o(s)$ en función de la señal moduladora $V_m(s)$, la frecuencia de la señal de entrada $f_r(s)$, la función de error $H_e(s)$ y de transferencia de fase $H_{PLL}(s)$ del sintetizador de frecuencias. Teniendo en cuenta el comportamiento paso alto de $H_e(s)$ y el comportamiento paso bajo de $H_{PLL}(s)$, ¿Cómo ha de ser la frecuencia de la señal portadora $v_m(t)$ en relación a la frecuencia de la señal de entrada f_r para que la frecuencia de salida del PLL se comporte como una FM?. Para encontrar la frecuencia de salida utilizaremos la expresión de la fase de salida (30) y las relaciones (28). Teniendo en cuenta lo anterior obtenemos:

$$f_o(s) = \frac{s}{2\pi} \Phi_o(s) = \frac{s}{2\pi} \left(\frac{2\pi K_m}{s \left(1 + \frac{K F(s)}{N s} \right)} V_m(s) + \frac{\frac{K F(s)}{s}}{\left(1 + \frac{K F(s)}{N s} \right)} \Phi_r(s) \right) \quad (31)$$

Desarrollando (31):

$$f_o(s) = \left(\frac{K_m}{\left(1 + \frac{K F(s)}{N s} \right)} V_m(s) + \frac{\frac{K F(s)}{s}}{\left(1 + \frac{K F(s)}{N s} \right)} f_r(s) \right) \quad (32)$$



Por último teniendo en cuenta la expresiones de la función de transferencia de fase del PLL $H_{PLL}(s)$ y de la función de error de fase $H_e(s)$, podemos escribir (32) como:

$$f_o(s) = K_m H_e(s) V_m(s) + H_{PLL}(s) f_r(s) \quad (33)$$

Para que la frecuencia de salida siga correctamente $f_o(s)$ las variaciones de la moduladora, al ser $H_e(s)$ de tipo paso alto y $H_{PLL}(s)$ de tipo pasa bajo, la frecuencia de la moduladora debe ser bastante más grande que la de entrada del PLL $f_r(s)$. Es por este motivo por el que se utiliza el divisor de frecuencia por N .

- 7) **(0,5 puntos)** Describa brevemente que otras formas conoce para implementar moduladores de FM.

Se pueden emplear moduladores de FM basados en la utilización de varicaps o reactancias variables con tensión implementadas con transistores, tal y como se estudio en teoría. Asimismo, se puede emplear el método indirecto para a partir de una modulación de fase obtener una modulación en frecuencia. Por último, si la modulación en frecuencia es de banda estrecha podemos recurrir a un modulador de tipo Armstrong.

Problema 3 (3,5 puntos)

Partiendo de la Figura 15 adjunta (considerando el coeficiente de amortiguamiento igual a $\xi = 5$ y la pulsación propia igual a $\omega_n = 1200$; y que el bloque de Laplace dentro de la figura es $\frac{1+0,0083s}{0,0083s}$), conteste a las siguientes cuestiones:

- 1) **(0,75 puntos)** Considerando que Figura 16(a) es la salida del amplificador operacional de la Figura 15:

- Explique qué información está transmitiéndose.
La salida del VCO.
- ¿Qué parámetro es el que nos interesa de la citada señal?.
La frecuencia de dicha señal.
- ¿Es necesario hacer algún tipo de modificación sobre la señal?.

El VCO nos da una salida de amplitud con ciertas variaciones, cuando no debería dar más que variaciones de frecuencia, por lo que es necesario recortar la señal entre unos márgenes fijos; el problema es que al recortar con el limitador se crean productos de intermodulación que deberían eliminarse por lo que se emplea un filtro paso banda para ello. Por tanto de la señal que tenemos nos interesa sólo las variaciones en frecuencia.

- 2) **(1,0 puntos)** En base a la Figura 15:

- Transforme el bloque de Laplace en elementos discretos.

A la vista de la función de transferencia del filtro $F(s) = \frac{1+0,0083s}{0,0083s}$ podemos decir que es idéntica a la de un filtro Lead-lag activo $F(s) = \frac{1+CR_2s}{CR_1s}$. Identificando términos llegamos a la conclusión de que $R_1 = R_2$.

Por otro lado conocemos la pulsación propia $\omega_n = 1200$ y el coeficiente de amortiguamiento $\xi = 5$. Para un filtro de orden 2 y tipo 2 con filtro de lazo Lead-lag activo se cumple que:

$$2\omega_n \xi = K \frac{\tau_2}{\tau_1} = K \quad (34a)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K}{\tau_1} \quad (34b)$$

$$\xi^2 = \frac{K\tau_2^2}{4\tau_1} \quad (34c)$$

En nuestro caso $\tau_2 = \tau_1 = CR$, ya que $R_2 = R_1$. Despejando de las expresiones anteriores llegamos a que $K = 2\omega_n \xi = 6000$. Podemos elegir uno de los valores de C o de R.

- Elimine los elementos que sean necesarios para convertir el circuito de la Figura 15 en un modulador de FM, indicando los bloques básicos de que consta.

Basándome en los ejercicios 12, 13 y 14 de prácticas, transformo el circuito anterior en la siguiente solución (ver la Figura 7):

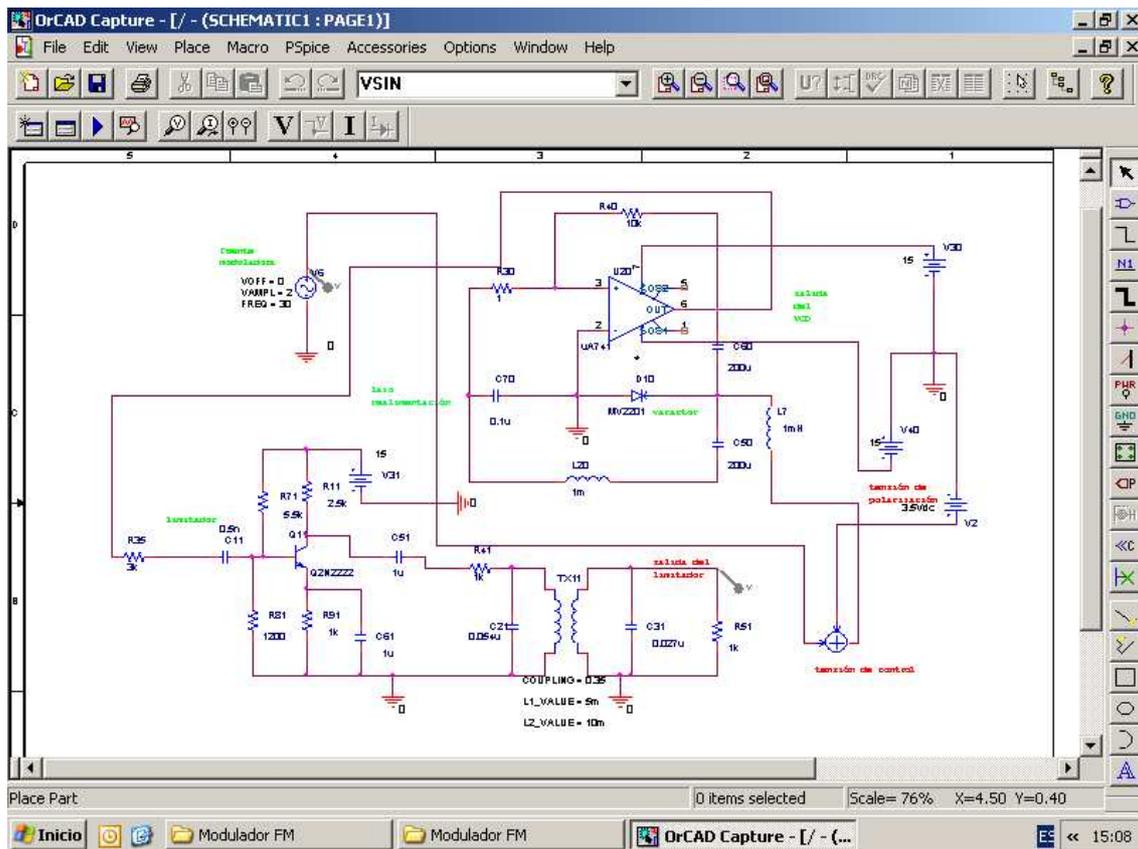


Figura 7: Modulador de FM con PLL.

- 3) (0,75 puntos) Si disponemos de las señales representadas en la Figura 16, sabiendo que son las medidas obtenidas en los marcadores situados a la entrada del multiplicador:

- Explique de qué señales se trata.

Una es la entrada de señal modulada, y la otra es la que proviene después del VCO y de ser procesada por el limitador y el filtro paso banda.



- Considerando que ha transcurrido suficiente tiempo como para haber estabilizado el sistema, ¿se puede considerar conseguido el enganche? (Explíquelo usando la Figura 16, y realizando una demostración matemática).

Sí porque el desfase entre ellas es de 90° , tal y como se puede ver en la figura y matemáticamente se considera un enganche perfecto porque al hacer la multiplicación por ambas señales tenemos después de pasar por un filtro paso bajo, una señal de control nula.

$$\begin{aligned}\cos \omega_o t \cdot \cos(\omega_o t + \pi/2) &= \cos \omega_o t [\cos \omega_o \cdot \cos \pi/2 - \sin \omega_o t \sin \pi/2] \\ &= -\cos \omega_o t \cdot \sin \omega_o t = -\sin 2\omega_o t/2\end{aligned}\quad (35)$$

- 4) (1 punto) Considerando que un VCO está compuesto básicamente por los siguientes bloques: un amplificador, una reactancia variable y un oscilador; identifique cada uno de estos bloques en la Figura 15, indicando que tipo de oscilador se está usando. El amplificador es la relación entre las resistencias R40 y R30, ya que están dispuestas en el A.O. para ser un amplificador, el oscilador utilizado es el denominado de Wien y la reactancia variable es el diodo varactor que está en paralelo con una de las ramas del oscilador.

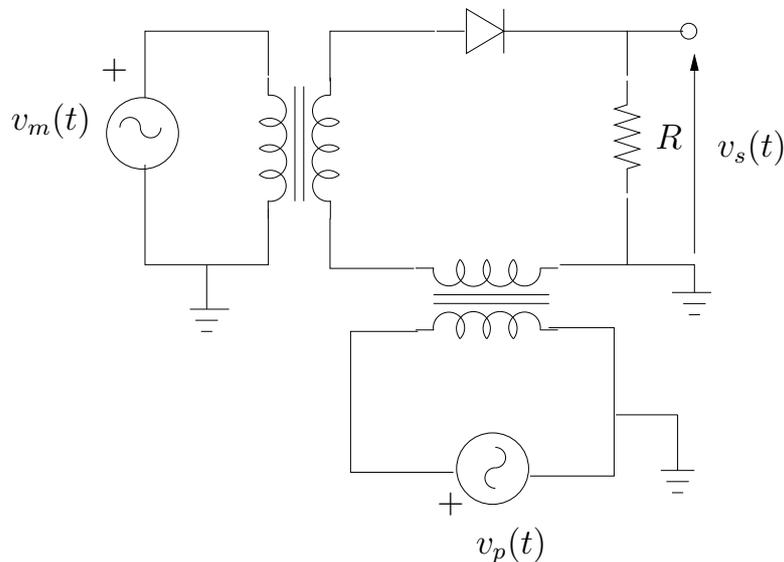


Figura 8: Mezclador básico con un diodo.

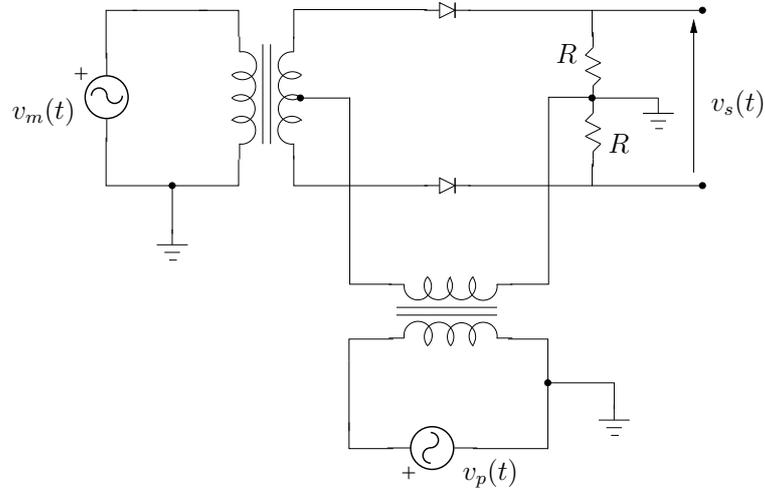


Figura 9: Modulador equilibrado con dos diodos.

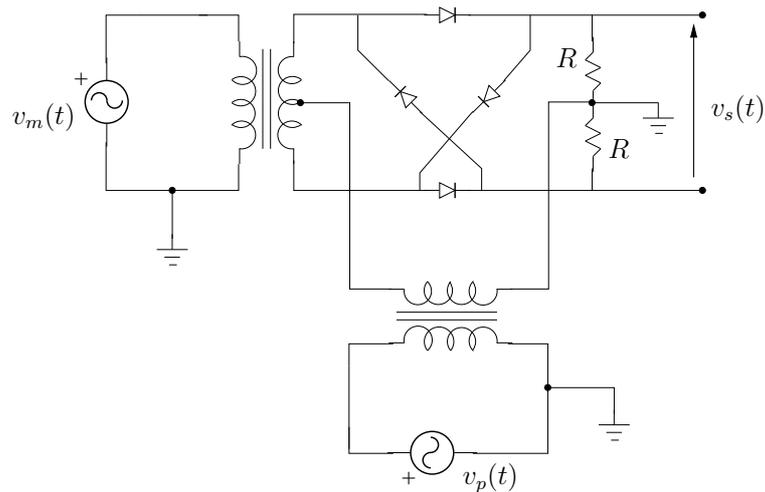


Figura 10: Mezclador doblemente equilibrado con puente de diodos.

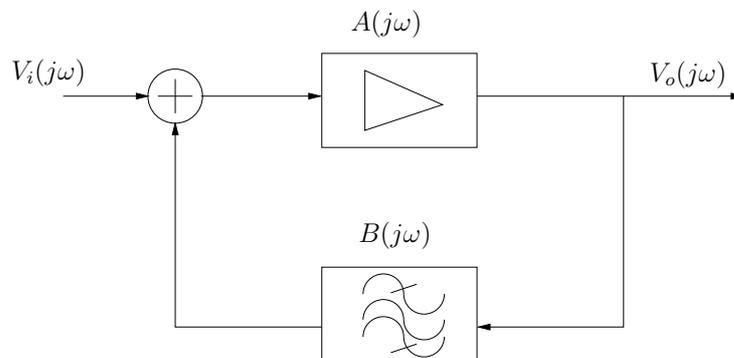


Figura 11: Esquema básico de un oscilador.

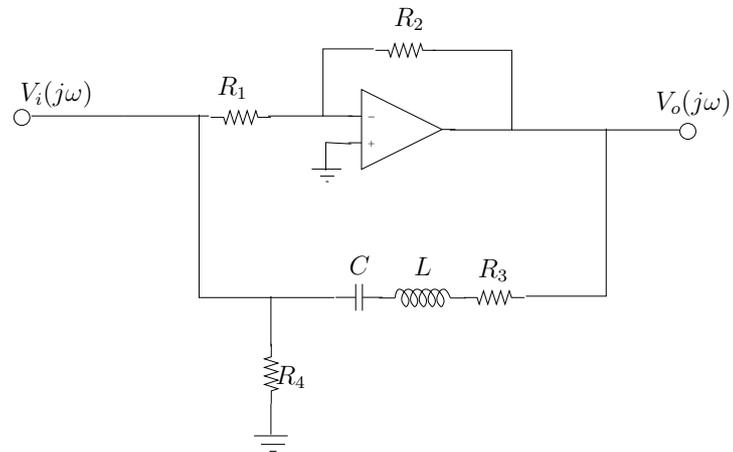


Figura 12: Oscilador RLC serie.

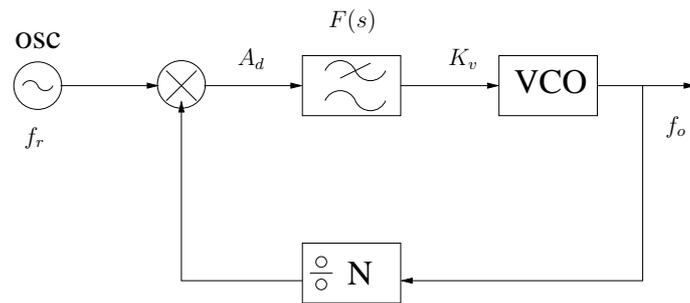


Figura 13: PLL sintetizador de frecuencia.

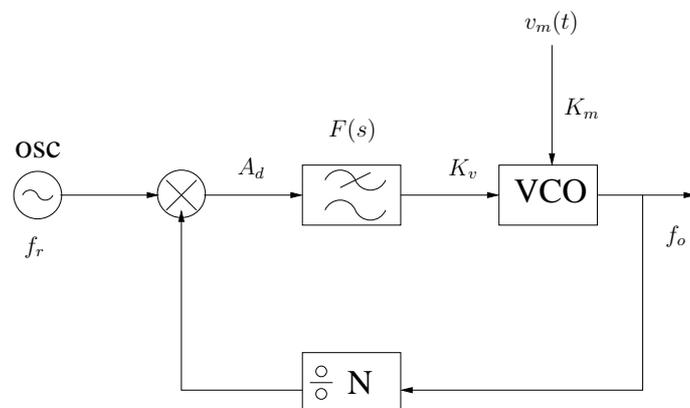


Figura 14: Modulador de FM con PLL.

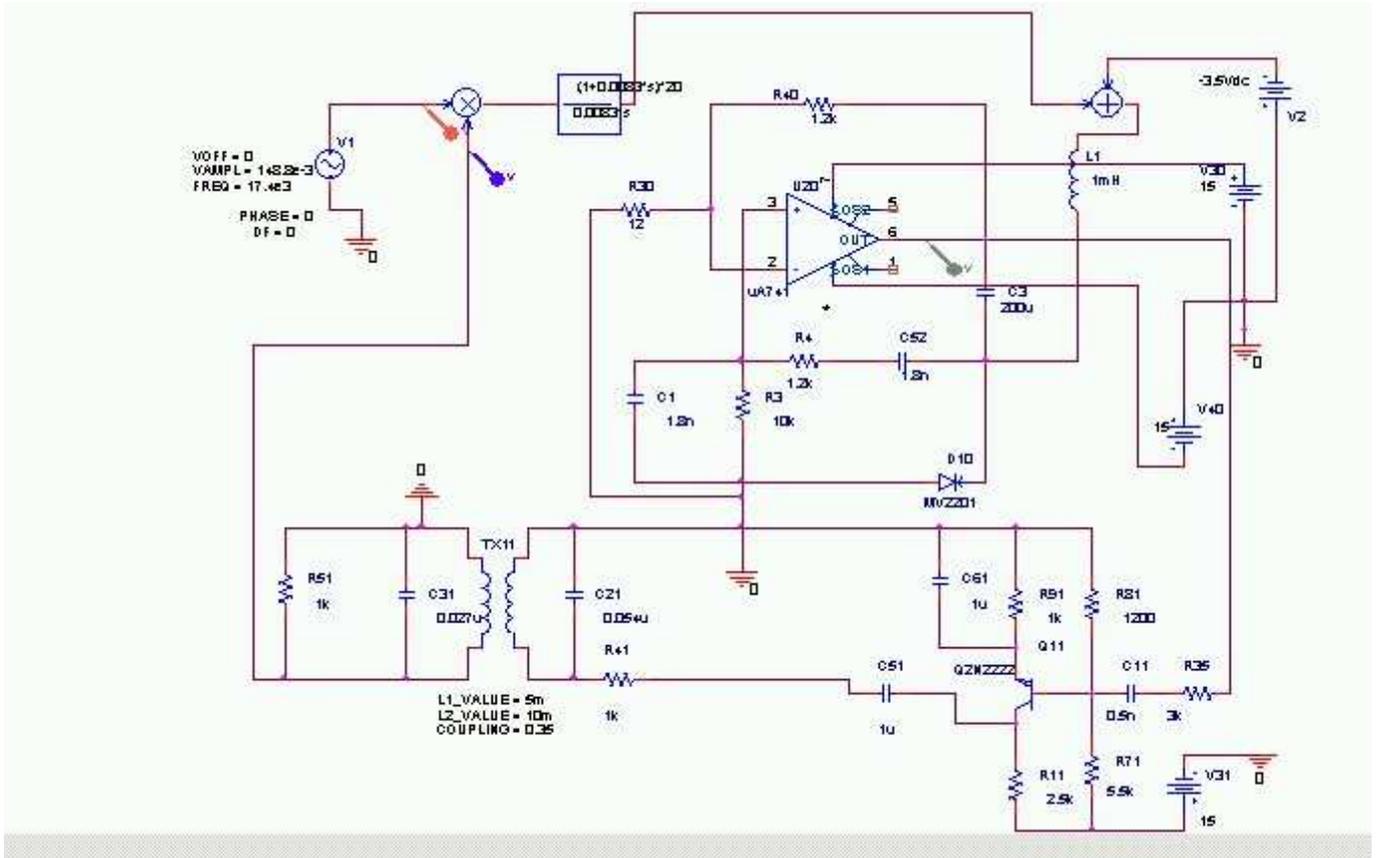
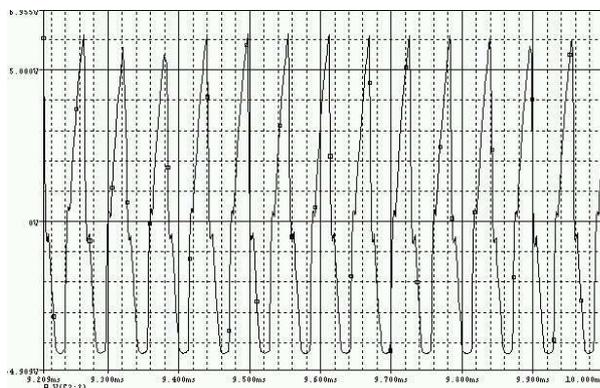
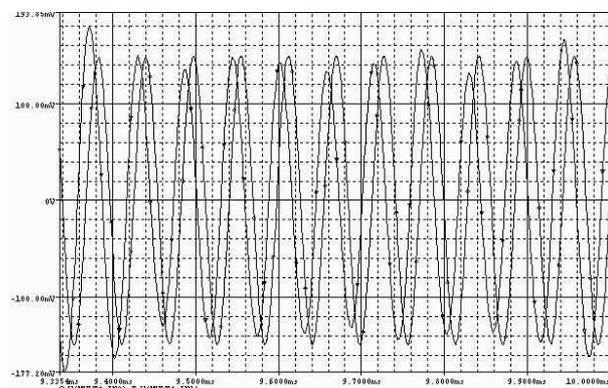


Figura 15: Implementación práctica de un PLL



(a) Señal de salida del amplificador operacional



(b) Señales a la entrada del multiplicador

Figura 16: Señales en el PLL