

Experiencia 3: Modulación y Demodulación de Frecuencia

Laboratorio de Comunicaciones - ELO241. 30 de octubre de 2018
Departamento de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María

I. INTRODUCCIÓN

El objetivo de esta experiencia es aplicar y verificar los conceptos de modulación de frecuencia (FM), así como de demodulación de señales moduladas en frecuencia mediante *phase-locked loops* (PLLs). Para tal efecto deberá implementar un diseño simple utilizando componentes semiconductores integrados.

El resto de este documento continúa con un resumen teórico de la modulación FM así como del funcionamiento de los PLLs. Luego se incluye una descripción de los componentes y circuitos a utilizar. Finalmente se entrega la guía específica para confeccionar el preinforme, realizar la experiencia y escribir el informe final.

II. RESUMEN DE LA TEORÍA

II-A. Modulación FM y el VCO

II-A1. Expresiones Generales: La expresión para una portadora sinusoidal de frecuencia ω_c [rad/s] y amplitud A_c modulada en frecuencia por una señal modulante $m(t)$ es de la forma

$$s_{\text{FM}}(t) = A_c \cos \left(\omega_c t + K_f \int_0^t m(x) dx \right), \quad (1)$$

donde $K_f \neq 0$ es la constante de desviación de frecuencia en [rad/(s·V)]. La *frecuencia instantánea* en el instante t , $\omega_i(t)$, corresponde a la derivada temporal del argumento del coseno en (1), es decir,

$$\omega_i(t) = \omega_c + K_f m(t) \quad [\text{rad/s}] \quad (2)$$

Para una modulante sinusoidal (tono puro) a frecuencia ω_m [rad/s]

$$m(t) = A_m \cos(\omega_m t), \quad (3)$$

se obtiene, sustituyendo en (1) y en (2),

$$s_{\text{FM}}(t) = A_c \cos \left(\omega_c t + \frac{K_f A_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t) \right) \quad (4)$$

$$\omega_i(t) = \omega_c + K_f A_m \cos(\omega_m t), \quad (5)$$

respectivamente. Denotando las frecuencias portadora en instantánea en Hz como $f_c = \omega_c/(2\pi)$ y $f_i(t) = \omega_i(t)/(2\pi)$, respectivamente, tenemos que

$$f_i(t) = f_c + \frac{K_f}{2\pi} A_m = f_c + f_D A_m \cos(\omega_m t) \quad [\text{Hz}], \quad (6)$$

donde

$$f_D \triangleq \frac{K_f}{2\pi} \quad [\text{Hz/V}] \quad (7)$$

es la *constante de desviación de frecuencia en [Hz/V]*. Con esto, la *máxima desviación en frecuencia* de la señal portadora, denotada por Δ_f , es

$$\Delta_f = \max_t |f_i(t) - f_c| = f_D A_m \quad [\text{Hz}] \quad (8)$$

Tomando el cociente entre esta desviación y la frecuencia de la señal modulante, $f_m = \omega_m/(2\pi)$, definimos el *índice de modulación* de una señal modulada en frecuencia como

$$\beta \triangleq \frac{\Delta_f}{f_m} = \frac{K_f}{\omega_m} A_m. \quad (9)$$

Reemplazando esta expresión en (4) obtenemos

$$s_{\text{FM}}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t)) \quad (10)$$

II-A2. Ancho de Banda:

II-A2a. FM Banda Angosta: Los sistemas FM operando con $\beta \ll \pi/2$ se denominan *sistemas FM de banda angosta* (NBFM). Típicamente se considera NBFM un sistema con $\beta \leq 0,5$.

En este régimen de operación, resulta aceptable aproximar la expresión para la señal modulada, $s_{\text{NBFM}}(t)$ en (10) como

$$s_{\text{NBFM}}(t) \simeq A_c [\cos(\omega_c t) - \beta \sin(\omega_c t) \sin(\omega_m t)] \quad (11)$$

Esta expresión es similar a la obtenida al utilizar modulación AM, salvo que ahora las bandas laterales (asociadas a $\sin(\omega_c t)$) están en cuadratura con la portadora $\cos(\omega_c t)$, cuya amplitud permanece constante. El ancho de banda para NBFM, BW_{NBFM} es aproximadamente igual al obtenido con AM-DSB, es decir,

$$BW_{\text{NBFM}} \simeq 2f_m \quad (12)$$

II-A2b. FM Banda Ancha: Cuando $\beta \gg \pi/2$, la modulación se denomina *FM de banda ancha* (WBFM o, simplemente, FM). En este caso, (4) puede escribirse como

$$s_{\text{FM}}(t) = A_c J_0(\beta) \cos(\omega_c t) + A_c \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_n(\beta) [\cos([\omega_c - n\omega_m]t) - \cos([\omega_c + n\omega_m]t)], \quad (13)$$

donde cada coeficiente $J_n(\beta)$ corresponde a la función de Bessel del primer tipo de orden n evaluada en β (recuerde que β es el índice de modulación, ver (9)).

Podemos deducir a partir de (13) que $s_{\text{FM}}(t)$ está compuesta por una portadora de amplitud $J_0(\beta)$ y un número infinito de bandas laterales espaciadas uniformemente a ω_m rad/s, a “ambos lados” de la portadora.

Se define como *ancho de banda de transmisión*, BW_{FM} , el rango de frecuencias que contiene al menos el 98 % de la potencia de la señal de FM. Una expresión aproximada para este ancho de banda puede obtenerse usando la llamada “regla de Carson”

$$BW_{FM} \simeq 2(\beta + 1)f_m = 2(\Delta_f + f_m) \quad (14)$$

II-A3. Métodos de generación de FM: Los métodos de generación de FM se pueden agrupar esencialmente en dos tipos: FM directa y FM indirecta.

II-A3a. FM Indirecta: Consiste en integrar primeramente la señal de información para luego modular en fase, obteniendo así FM banda angosta. Utilizando multiplicadores de frecuencia se puede lograr FM banda ancha. Un ejemplo de esta forma de generación de FM, lo constituye el conocido sistema Armstrong.

II-A3b. FM Directa: En este caso la frecuencia de la señal portadora es modulada directamente por la señal de información.

La forma común de obtener FM directa consiste en variar, conforme a la señal de información, algún parámetro de un circuito sintonizado realizado con componentes reactivos (L o C). Estas técnicas son comúnmente empleadas en aplicaciones de FM banda ancha.

En esta experiencia, se generará señal FM en forma directa, utilizando para ello un oscilador controlado por voltaje (VCO) disponible en el circuito integrado XR-2209.

II-B. Demodulación de FM Mediante PLL

II-B1. Introducción:

El PLL (*phase locked loop*) es un circuito electrónico de amplia aplicación en sistemas de comunicaciones. Su función es identificar la frecuencia principal de una señal de entrada, generar un voltaje de salida proporcional a ésta y, al mismo tiempo, generar una señal que oscila a la frecuencia principal de la señal de entrada. En su forma analógica, consiste en un sistema de lazo cerrado que genera un voltaje proporcional al error de fase, v_e , entre la señal de entrada (v_i) y la salida de un VCO local ($v_b(t)$), aplicando este voltaje de control al VCO con el objetivo de llevar el error de frecuencia a cero (ver Fig. 1).

Entre las aplicaciones más conocidas de los PLL en comunicaciones se puede mencionar las siguientes:

- Recuperación de portadora en AM y demodulación de FM.
- Sincronización de frecuencia.
- Multiplicación y división de frecuencia
- Restauración o acondicionamiento de señales

Por su gran versatilidad, es común encontrar al PLL formando parte de sistemas tales como:

- MODEMs
- Decodificadores de tono.
- Receptores de FM, SCA.
- Sincronizador de datos

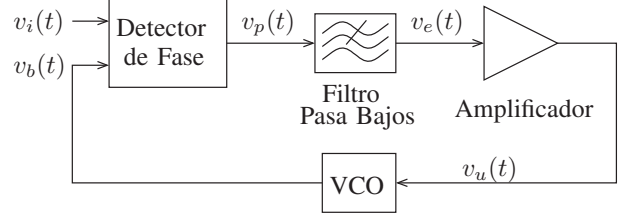


Figura 1: Diagrama de bloques simplificado de un PLL.

II-B2. Detector de Fase: El detector de fase de un PLL normalmente opera amplificando y saturando cada una de las señales a comparar, mediante un circuito como el mostrado en la figura 2. Las señales $v_i(t)$ y $v_b(t)$ saturadas, denotadas por $\check{v}_i(t)$ y $\check{v}_b(t)$, respectivamente, pueden expresarse como

$$\check{v}_i(t) \triangleq \text{sgn}(v_i(t))L \quad (15)$$

$$\check{v}_b(t) \triangleq \text{sgn}(v_b(t))L, \quad (16)$$

donde la función “signo” $\text{sgn}(\cdot)$ retorna un 1, 0 ó -1 si su argumento es positivo, cero o negativo, respectivamente, y donde L [V] es la tensión de saturación.

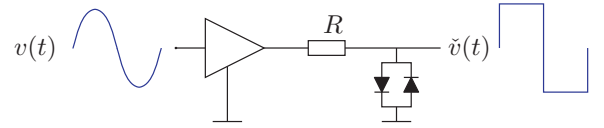


Figura 2: Circuito saturador de señal al interior del detector de fase.

La salida del detector de fase, denominada $v_p(t)$, se obtiene como el producto de entre $\check{v}_i(t)$ y $\check{v}_b(t)$, es decir

$$v_p \triangleq \check{v}_i(t)\check{v}_b(t). \quad (17)$$

Dado que $\check{v}_i(t)$ y $\check{v}_b(t)$ son (prácticamente) ondas cuadradas, este producto puede implementarse de manera simple utilizando circuitos que operen binariamente (de manera semejante a una compuerta XOR).

La figura 3 ilustra la generación de la señal $v_p(t)$ para dos señales $\check{v}_i(t)$ y $\check{v}_b(t)$ de periodo T y desfase equivalente a τ [s]. La relación entre la diferencia de fase en radianes y τ es

$$\phi_i - \phi_b = 2\pi \frac{\tau}{T} \quad [\text{rad}]. \quad (18)$$

En la figura, $\tau = T/8$, lo que representa una diferencia de fase de $\pi/4$.

En la figura 3 se puede apreciar cómo el valor medio de $v_p(t)$, que denominaremos $\overline{v_p}(t)$,¹ queda determinado por el retardo τ y por ende por el valor de Δ_ϕ , para valores de τ entre 0 y $T/2$, es decir, para $\phi_i - \phi_b \in [0, \pi]$:

$$\begin{aligned} \overline{v_p} &= L \left[\frac{T/2 - \tau}{T/2} - \frac{\tau}{T/2} \right] \\ &= L \left[1 - \frac{4\tau}{T} \right], \quad \forall \tau \in [0, T/2]. \end{aligned}$$

¹Más precisamente, $\overline{v_p}(t)$ corresponde a la señal que se obtiene al remover de $v_p(t)$ todas sus componentes espectrales de frecuencia mayor que $2/T$ [Hz]. Por esta razón escribimos $\overline{v_p}(t)$ como una señal que puede variar en el tiempo.

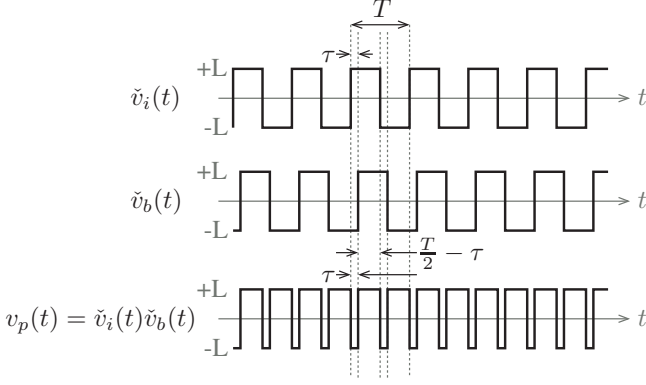


Figura 3: Señales de comparación saturadas $\tilde{v}_i(t)$, $\tilde{v}_b(t)$ y resultado de su multiplicación, $v_p(t)$. La diferencia de fase $\phi_i - \phi_b = (\tau/T) * 2\pi$ [rad] determina el valor medio de $v_p(t)$, que viene dado por $L(1 - 4\tau/T)$ para $\phi_i - \phi_b \in [0, \pi]$.

Equivalentemente,

$$\overline{v_p}(t) = L \left[1 - \frac{2(\phi_i(t) - \phi_b(t))}{\pi} \right], \quad \forall [\phi_i(t) - \phi_b(t)] \in [0, \pi]. \quad (19)$$

La relación entre $\overline{v_p}$ y $\phi_i - \phi_b$ para valores de $\phi_i - \phi_b$ dentro y fuera del rango $[0, \pi]$ se muestra en la figura 4. En la figura se observa que $\overline{v_p}$ es una función periódica del error de fase $\phi_i - \phi_b$.

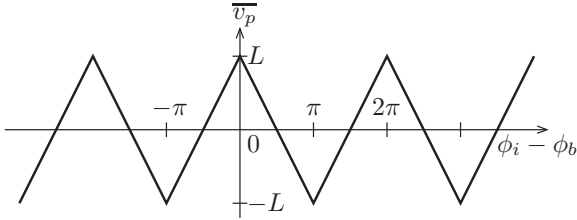


Figura 4: Relación entre v_e y $\phi_i - \phi_b$ en un detector de fase.

Sea $g(t)$ la respuesta a impulso del filtro pasa bajos. Si su respuesta en frecuencia rechaza las componentes de doble frecuencia y superiores, entonces la tensión de error de fase viene dada por

$$v_e(t) = (v_p * g)(t) = (\overline{v_p} * g)(t), \quad (20)$$

donde $*$ denota convolución. Por lo tanto, $v_e(t)$ “seguirá” al valor medio de $v_p(t)$.

Suponiendo que la ganancia del amplificador de la figura 1 es negativa y que la frecuencia del VCO aumenta al aumentar $v_u(t)$, el PLL, al “engancharse”, logrará una diferencia de fase $\phi_i(t) - \phi_b(t)$ que se mantiene acotada y dentro de algún intervalo en que $\overline{v_p}$ decrece linealmente con $\phi_i - \phi_b$. Dentro de cualquiera de estos intervalos, si $f_i(t)$ aumenta, el aumento de Δ_ϕ reducirá la tensión de error $v_e(t)$, ocasionando un aumento en la frecuencia a la salida del VCO, lo que hace que $\phi_i(t) - \phi_b(t)$ disminuya. Es esta acción correctiva lo que permite que el PLL no sólo pueda engancharse a la frecuencia de $v_i(t)$, sino que también seguir las variaciones de frecuencia de $v_i(t)$.

II-B3. Análisis del PLL Como un Lazo de Control: En el análisis sucesivo, consideraremos, sin pérdida de generalidad, que el PLL se encuentra enganchado en el rango $\phi_i - \phi_b \in [0, \pi]$. En dicho rango, el valor medio de v_p es igual a cero cuando $\phi_i - \phi_b = \pi/2$, es decir, en la mitad del intervalo de enganche. Esta situación, en la que $v_i(t)$ y $v_b(t)$ están en cuadratura, es la condición de enganche ideal del PLL. Resulta entonces conveniente definir el error de fase respecto de este punto de operación como

$$\Delta_\phi(t) \triangleq \phi_i(t) - \phi_b(t) - \pi/2 = \psi_i(t) - \phi_b(t), \quad (21)$$

donde

$$\psi_i(t) \triangleq \phi_i(t) - \pi/2 \quad [\text{rad}] \quad (22)$$

es la fase de entrada retardada $\pi/2$ radianes. Sustituyendo en (19) obtenemos

$$\overline{v_p}(t) = -K_d \Delta_\phi(t), \quad (23)$$

donde

$$K_d \triangleq \frac{2L}{\pi} \quad [\text{V/rad}] \quad (24)$$

es la ganancia del detector de fase. Sustituyendo en (20) obtenemos

$$v_e(t) = -K_d(\Delta_\phi * g)(t) \quad (25)$$

Esta señal de error de fase se amplifica por una ganancia $-K_a$ para convertirse en

$$v_u(t) = -K_a v_e(t), \quad (26)$$

que es la señal que controla al VCO del PLL.

Por otro lado, la frecuencia instantánea a la salida del VCO está dada por

$$\omega_b(t) = \omega_0 + K_0 v_u(t), \quad (27)$$

donde

$$K_0 \quad [\text{rad/(s}\cdot\text{V)}]$$

es la sensibilidad del VCO y ω_0 es la frecuencia de oscilación libre del VCO.

Para expresar ϕ_b en términos de v_u , supóngase que $v_b(t) = V_b \cos(\omega_0 t + \phi_b(t))$. La frecuencia instantánea de $v_b(t)$, en [rad/s], corresponde a la rapidez de cambio del argumento del coseno en la expresión anterior, es decir,

$$\omega_b(t) = \omega_0 + \frac{d\phi_b(t)}{dt} \quad \text{rad/s.} \quad (28a)$$

Igualmene, para la señal de referencia,

$$\omega_i(t) = \omega_0 + \frac{d\psi_i(t)}{dt} \quad \text{rad/s.} \quad (28b)$$

Por lo tanto,

$$\phi_b(t) = \int_0^t (\omega_b(x) - \omega_0(x)) dx, \quad (29)$$

$$\psi_i(t) = \int_0^t (\omega_i(x) - \omega_0(x)) dx, \quad (30)$$

donde se ha supuesto, por simplicidad, que $\phi_b(0) = \psi_i(0) = 0$. Combinando con (27), tenemos que

$$\phi_b(t) = K_0 \int_0^t v_u(x) dx. \quad (31)$$

Aplicando transformada de Laplace a las ecuaciones anteriores y combinando se obtiene

$$\Phi_b(s) = K_a K_0 K_d \frac{1}{s} G(s) (\Psi_i(s) - \Phi_b(s)) \quad (32)$$

donde las mayúsculas representan las transformadas de Laplace de las funciones respectivas.

La ecuación anterior revela que la relación entre las fases de entrada y las tensiones al interior del loop del PLL puede representarse mediante el diagrama de bloques de la figura 5. Con el reemplazo $\Phi_b(s) = \Psi_i(s) - \Delta_\Phi(s)$ en (32) y

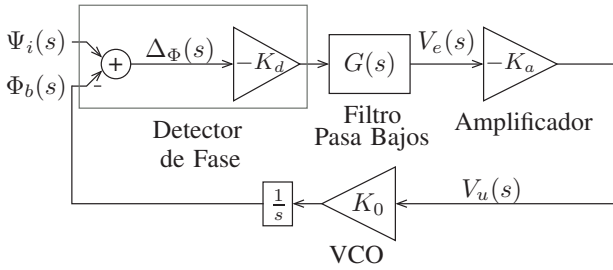


Figura 5: PLL visto como un sistema de control integrativo en lazo cerrado, con la frecuencia instantánea de la señal de entrada, $\omega_i(t)$ [rad/s], como referencia.

despejando $\Delta_\Phi(s)$ obtenemos

$$\Delta_\Phi(s) = \frac{\Psi_i(s)}{1 + \frac{K_v}{s} G(s)} = \frac{s \Psi_i(s)}{s + K_v G(s)} \quad (33)$$

donde

$$K_v \triangleq K_0 K_a K_d \quad (34)$$

es la ganancia total del lazo (para corriente continua). A partir de (33) es posible analizar el comportamiento estacionario del error de fase frente a distintas variaciones en la señal de referencia $v_i(t)$.

Escalón de Fase: En este caso, la fase de entrada salta de un valor inicial ψ_{i1} a un valor final ψ_{i2} en $t = 0$. Tenemos que $\Psi_i(s) = \psi_{i2}/s$. Luego, aplicando el Teorema del Valor Final a (33), se encuentra que el valor estacionario de $\Delta_\Phi(t)$ es en este caso

$$\Delta_\Phi(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta_\Phi(s) = 0 \quad (35)$$

En vista de (28) (y recordando que asumimos error de fase $\Delta_\Phi(0) = 0$), concluimos que para $\omega_i(t) = \omega_0$, con $\psi_i(t)$ siendo cualquier valor constante, el error de fase $\Delta_\Phi(t)$ en estado estacionario es cero y el PLL termina enganchado con $\omega_b(t \rightarrow \infty) = \omega_0$ y $\phi_b(t \rightarrow \infty) = \phi_i(t) - \pi/2$ (condición de cuadratura).

Escalón de Frecuencia: En este caso, la frecuencia de referencia salta en $t = 0$ desde un valor ω_{i1} hasta ω_{i2} . Por lo tanto, a partir de (29), $\Psi_i(s) = [\omega_{i2} - \omega_0]/s^2$. Aplicando el Teorema del Valor Final a (33), se encuentra que el valor estacionario de $\Delta_\Phi(t)$ es en este caso

$$\Delta_\Phi(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta_\Phi(s) = \frac{\omega_{i2} - \omega_0}{K_v}, \quad (36)$$

donde hemos asumido que $G(0) = 1$, es decir, que el filtro pasa-bajos tiene ganancia unitaria a frecuencia cero.

Se deduce de (36) que el error de fase en estado estacionario puede reducirse aumentando la ganancia del lazo. (Recuerde que para mantener el PLL enganchado es necesario que $|\Delta_\Phi| < \pi/2$.)

Siendo el error de fase estacionario un valor constante, se deduce de (28) que $\omega_b(t \rightarrow \infty) = \omega_i(t)$, es decir, si el PLL se engancha, lo hace con error de frecuencia igual a cero.

A partir de (36), la tensión a la salida del filtro pasa-bajos en estado estacionario es

$$v_e(t \rightarrow \infty) = \frac{K_d}{K_v} [\omega_{i2} - \omega_0]. \quad (37)$$

Esto revela cómo el PLL puede ser utilizado para demodular señales de frecuencia modulada: la salida del filtro pasa-bajos presenta una tensión proporcional a la desviación de frecuencia de $v_i(t)$ respecto de v_0 . El PLL es además insensible a las variaciones de amplitud de la señal, lo que lo vuelve a la modulación y demodulación de FM una técnica eficaz para reducir el ruido de amplitud.

II-B4. Respuesta Transiente del PLL: Denotando la desviación de frecuencia de la señal de entrada con respecto a ω_0 como

$$\Delta_{\omega_i}(t) \triangleq \omega_i(t) - \omega_0 \quad (38)$$

y su transformada de Laplace como $\Delta_{\Omega_i}(s) = s \Psi_i(s)$, obtenemos de (33) que

$$V_e(s) = \frac{G(s)}{s + K_v G(s)} \Delta_{\Omega_i}(s) \quad (39)$$

Se deduce entonces que la respuesta transiente de v_e a variaciones en la desviación de frecuencia de v_i queda determinada por la ganancia del lazo y, principalmente, por la función de transferencia del filtro pasa bajos. Estudiaremos a continuación la respuesta transiente de v_e cuando este filtro es ideal y cuando se trata de un filtro pasa bajos de primer orden.

Filtro Ideal: En este caso, el filtro pasabajos se comporta como una ganancia unitaria para toda frecuencia de interés. Dentro de este rango, podemos aproximar $G(s) = 1$. Note, sin embargo, que debe existir suficiente rechazo de la componente de doble frecuencia a la salida del detector de fase (de lo contrario, $v_e(t)$ tendría un ripple de alta frecuencia que forzaría al VCO a seguir las oscilaciones de $v_p(t)$). Con la sustitución $G(s) = 1$, (39) toma la forma

$$V_e(s) = \frac{1}{s + K_v} \Delta_{\Omega_i}(s), \quad (40)$$

es decir, un sistema de primer orden.

En la práctica, al implementación del filtro pasa bajos dará lugar a un $G(s)$ que necesariamente variará con la frecuencia.

El caso más simple corresponde un filtro pasa bajos de primer orden

Filtro de Primer Orden: Este filtro puede implementarse fácilmente como un filtro RC. En este caso,

$$G(s) = \frac{1}{1 + s\tau_1}, \quad \text{con } \tau_1 = R_1 C. \quad (41)$$

Sustituyendo en (39) obtenemos

$$V_e(s) = \frac{1/\tau_1}{\underbrace{s^2 + s/\tau_1 + K_v/\tau_1}_{H(s)}} \Delta\Omega_i(s) \quad (42)$$

en donde la función de transferencia $H(s)$ corresponde a un sistema de segundo orden. El denominador de $H(s)$ tiene la forma

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2, \quad (43)$$

donde

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_v}{\tau_1}} = \sqrt{\frac{K_v}{R_1 C}} \quad (44a)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_1 C K_v}} \quad (44b)$$

son la frecuencia natural y el coeficiente de amortiguamiento del sistema, respectivamente.

NOTE que ω_n es la frecuencia natural del lazo cerrado de la figura 5, donde las señales de entrada son fases y las salidas son fases, tensiones de error y frecuencias. En particular, ω_n no corresponde a, ni se relaciona directamente con, la frecuencia de oscilación libre del VCO, ω_0 .

El valor de ω_n determina el ancho de banda del lazo cerrado y, por ende, de su capacidad de responder rápidamente a variaciones en la frecuencia de $v_i(t)$. Por su parte, ξ determina la estabilidad del lazo cerrado y, en particular, el *overshoot* de la respuesta a escalón del sistema.

Note de (44) que con este filtro (tipo RC) no es posible escoger ω_n y ξ de manera independiente.

II-B5. Rangos de Enganche y de Captura:

Rango de Enganche: Es la medida de la máxima desviación de frecuencia respecto a ω_0 para la cual el PLL, una vez enclavado, permanece enganchado frente a variaciones lentas de la frecuencia de entrada.

El rango de enganche, ω_ℓ [rad/s], es tal que, para $\omega_i = \omega_0 + \omega_\ell$, el valor del error de fase $\Delta\phi$ en estado estacionario es igual $\pi/2$ (para $\omega_i = \omega_0 - \omega_\ell$ el error estacionario es $-\pi/2$). A partir de (36), se desprende que el rango de enganche viene dado por

$$\omega_\ell = \frac{\pi}{2} K_v [\text{rad/s}] \quad (45)$$

En [Hz], el rango de enganche es

$$f_\ell = \frac{K_v}{4} \quad [\text{Hz}] \quad (46)$$

Como se puede apreciar, el rango de enganche depende sólo de la ganancia total del lazo a frecuencia cero.

Rango de Captura: Es la máxima desviación de frecuencia, ω_κ , respecto de ω_0 desde la cual el PLL, inicialmente desenganchado, es capaz de adquirir enganche. Su determinación en forma analítica es compleja, puesto que corresponde al comportamiento del PLL fuera de su régimen de operación lineal. En general, el rango de captura es algo menor que el rango de enganche, como se aprecia en la figura 6.

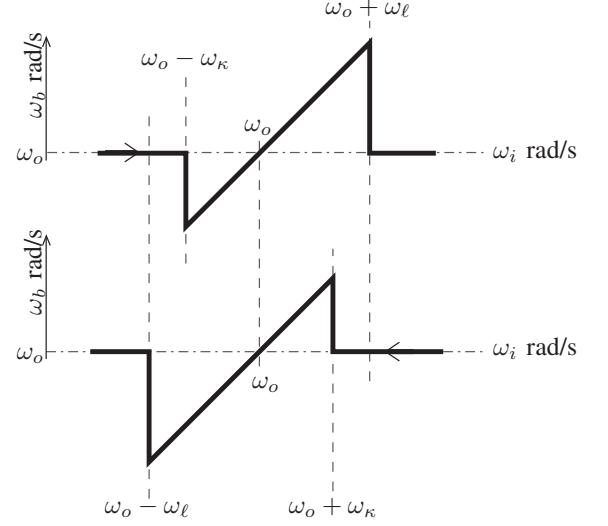


Figura 6: Frecuencia de salida versus frecuencia de entrada de un PLL para barrido de frecuencia ascendente y descendente.

III. INFORME DE LA EXPERIENCIA

A continuación, se describe el trabajo a realizar para la confección de su informe. Si bien puede utilizar fuentes externas para realizar su informe, no se aceptarán copias textuales desde fuentes referenciadas (y no referenciadas); en el caso de detectar un medio-alto nivel de similitud, la respuesta será penalizada o evaluada con nota cero. Lo mismo ocurrirá si se detectan copias entre diferentes informes entregados.

1. Estudie los significados de modulación de frecuencia en banda angosta y banda ancha, y qué implica cada una al momento de la implementación.
2. Explique y ejemplifique la regla de Carson.
3. Explique con sus propias palabras el principio de funcionamiento de un voltage-controlled oscillator (VCO) y métodos para determinar su factor de conversión.
4. Explique con sus propias palabras el principio de funcionamiento de un phase-locked loop (PLL) y métodos para determinar su factor de conversión.
5. Describa el procedimiento que se utiliza para medir los siguientes parámetros del PLL:
 - a) rango de enganche
 - b) rango de captura
 - c) ancho de banda ($-3[\text{dB}]$)
 - d) respuesta a escalón de frecuencia
6. Utilizando el simulador del VCO (opción FM \rightarrow Caracterizar VCO), determine el factor de conversión K (Hz/V) utilizando el modo estático. Describa el procedimiento utilizado, y el significado de este factor de conversión. Muestre el gráfico de linealidad obtenido.
7. Usando el simulador (opción FM \rightarrow Caracterizar VCO), realice modulación de frecuencia considerando una señal modulante sinusoidal de 20 kHz, y una portadora de 190 kHz (fija en el simulador). Muestre y explique la señal temporal modulada con una señal modulante de amplitud 0 a 5 V (utilice pasos de 1 V). Describa y muestre el espectro de la señal modulada para los diferentes voltajes utilizados.
8. En base a las funciones de Bessel, describa qué ocurre cuando el índice de modulación es 2.4, 3.8, 5.1 y 5.5.
9. Obtenga el factor de conversión dinámico [Hz/V] a partir del espectro de una señal modulada en frecuencia con una señal sinusoidal. Muestre el espectro cuando el índice de modulación sea 2.4, 3.8, 5.1 y 5.5, especificando voltajes y frecuencias.
10. Utilizando la opción FM \rightarrow Enganche y captura del PLL:
 - a) Estudie el funcionamiento interno del PLL.
 - b) Explique cómo se obtienen los rangos de enganche y captura.
 - c) Explique la relación entre la fase de las señales de entrada $V_i(t)$ y salida del PLL $V_o(t)$.
 - d) Obtenga el factor de conversión del PLL en [V/Hz].
11. Utilizando el simulador en la opción FM \rightarrow Demodulación con PLL,
 - a) Analice el residuo de la componente de doble frecuencia a la salida del sistema VCO-PLL
 - b) Determine la frecuencia de oscilación libre del VCO interno del PLL.
 - c) Obtenga el factor de conversión de este sistema.
 - d) Obtenga el rango de captura y enganche

IV. REFERENCIAS UTILIZADAS

- [1] F. G. Stremler: Sistemas de Comunicación. Fondo Educativo Interamericano; México, 1982.
- [2] National Semiconductor: Linear Databook 1980.
- [3] www.minicircuits.com
- [4] Signetics Corporation: Analog Data Manual 1977, Sección 26; "Phase Locked Loop", pp 309
- [5] National Semiconductor: Linear Applications Handbook, Application Note 46: "The Phase Locked Loop IC as a communications system building block", AN46-1
- [6] National Semiconductor: Linear Databook
- [7] B. P. Lathi: Modern Digital and Analog Communication Systems, Third Edition, 1998