

FM EN UN PLL TIPO II ORDEN III.

Sergio Sancho, Almudena Suárez, Tomás Fernández

Dpto de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.
Avda. Los Castros s/n. 39005 Santander
e-mail: almu@dicom.unican.es

Abstract. The nonlinear dynamics of microwave synthesizers based on type-II loops has been analyzed, with a realistic description of the loop devices. In this way it has been possible to simulate incidental frequency modulation, which is commonly observed in practice. A 2-3 GHz synthesizer with a JK flip-flop phase detector has been simulated and measured with very good agreement.

I. Introducción

La modulación en la frecuencia de salida de un PLL es un fenómeno comúnmente observado en la medida de bucles enganchados en fase o PLL (Phase Locked Loop). Debido a su carácter no lineal, este proceso no podrá predecirse a partir de la ecuación linealizada del PLL. Esta modulación da lugar a bandas laterales en el espectro de salida llamadas ‘noise ears’ [1] cuya potencia y distancia a la frecuencia portadora depende del tipo de detector de fase y de los parámetros del sistema. En este artículo se pretende hacer un análisis de los mecanismos que llevan a la generación de estas bandas laterales en un PLL de tipo II y caracterizar su dependencia con los parámetros del sistema. Este análisis se ha realizado teniendo en cuenta una descripción realista de los elementos que componen el lazo. Dos tipos de detectores de fase se han considerado: un mezclador analógico y un detector digital JK. En la sección II se muestran las ecuaciones generales del sistema. En la sección III se estudia la dinámica del sistema con un detector de fase mezclador y en la sección IV se hace lo mismo con un detector de fase JK. El análisis se particulariza a un sintetizador de microondas a 2-3 GHz.

II. Ecuaciones generales del PLL

Como se muestra en la Fig.1, el sintetizador está formado por los siguientes elementos: un detector de fase no lineal, un filtro de lazo, un VCO y un divisor de frecuencia. La señal de entrada $v_i(t)$ es una señal sinusoidal de la forma:

$$v_i(t) = \cos(\theta_i(t)) \quad (1)$$

siendo $\theta_i(t) \in \mathbf{S}^1$ y $\frac{d\theta_i}{dt} = \omega_i$

mientras que la salida del VCO tiene la forma:

$$v_o(t) = \cos(\theta_o(t)), \quad \theta_o(t) \in \mathbf{S}^1 \quad (2)$$

La corriente de salida del detector de fase es una función no lineal de la fase de entrada θ_i y de la fase de salida θ_o (dividida por N):

$$i(t) = h\left(\theta_i(t), \frac{\theta_o(t)}{N}\right) \quad (3)$$

La función de transferencia del filtro es:

$$F(s) = \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_2 \tau_3 (s^2 + Bs + C)} \quad (4)$$

El polo del origen está ligeramente desplazado para obtener una caracterización realista, con ganancia finita y efectos parásitos. La característica del VCO puede modelarse como:

$$\dot{\theta}_o(t) = \omega_o + k_1 \operatorname{tgh}(k_v v(t)) \quad (5)$$

siendo k_1 y k_v parámetros que ajustan el modelo con la medida experimental, y ω_o es la frecuencia libre del VCO.

III. Detector de fase mezclador

Para este tipo de detector de fase la ecuación (3) tiene la forma:

$$i(t) = k_d \left(\cos\left(\theta_i - \frac{\theta_o}{N}\right) + \cos\left(\theta_i + \frac{\theta_o}{N}\right) \right) \quad (6)$$

siendo k_d la corriente de salida del detector de fase. Las ecuaciones del sistema en lazo cerrado son:

$$\begin{aligned} \ddot{v} + B \dot{v} + C v &= \frac{k_d}{\tau_2 \tau_3} (\cos \phi + \cos(2\omega_i t - \phi)) \\ &- \frac{\tau_1 k_d}{\tau_2 \tau_3} (\dot{\phi} \sin \phi + (2\omega_i - \dot{\phi}) \sin(2\omega_i t - \phi)) \\ \dot{\phi}(t) &= \omega_i - \frac{\omega_o}{N} - \frac{k_1}{N} \operatorname{tgh}(k_v v(t)) \end{aligned} \quad (7)$$

siendo $\phi = \theta_i - \frac{\theta_o}{N}$ el *error de fase*.

Este es un sistema no autónomo periódico en la variable t con $T = \pi/\omega_i$, que es la mitad del período de la referencia. Si promediamos el sistema (7) a un período T en la variable t , obtenemos su *sistema promediado asociado*. Este nuevo sistema es autónomo y sus puntos de equilibrio corresponden a estados de enganche en el PLL. El Teorema de Promedio [2] demuestra que para valores lo

suficientemente pequeños de la relación k_d/N los puntos de equilibrio del sistema autónomo corresponden a ciclos límite del sistema (7) con la misma estabilidad, y período T. En la práctica, este resultado puede aplicarse a todo el rango de valores (k_d , N) que se utilizan el sintetizador con PD mezclador. Debido a que los estados de enganche del sintetizador son ciclos límite a frecuencia $2\omega_i$, en el espectro de salida se observarán bandas laterales a dicha distancia frecuencial de la portadora. El espectro de uno de estos estados puede verse en la Fig. 2. La frecuencia se ha normalizado desplazando la portadora al origen.

IV. Detector de fase JK

La corriente de salida de este detector de fase tiene dos niveles. El nivel positivo se da cuando la frecuencia de la referencia es mayor que la frecuencia de salida del VCO dividida por N, y negativo en el caso contrario, de forma que se carga o descarga el condensador del filtro de lazo. Teniendo en cuenta su ecuación completa, la solución de enganche del sistema es de nuevo un ciclo límite, esta vez a frecuencia ω_i . Esta modulación en frecuencia provocará igual que en el caso anterior bandas laterales a distancia ω_i de la portadora, cuya potencia disminuye con el margen de fase del lazo. El transitorio del sistema hacia este ciclo tiene una componente de muy baja frecuencia ω_a que puede llegar a ralentizar en gran medida el

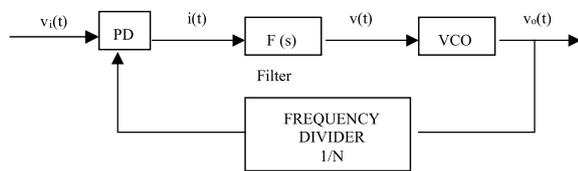


Fig. 1. Diagrama de bloques del PLL.

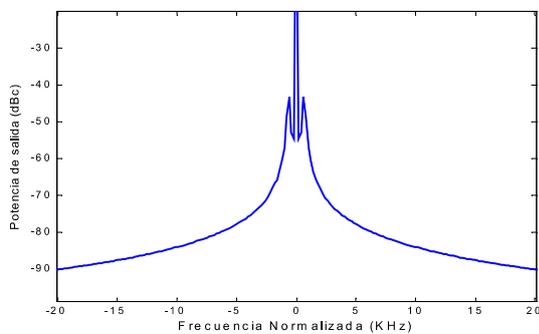


Fig.3a. Espectro de salida simulado con PD JK. $N=2100$, $k_d = 60 \mu A$.

proceso de enganche. Una vez se alcanza el enganche, el ruido inherente al sistema perturba continuamente el ciclo solución, llevando al sistema de nuevo al transitorio, de forma que la solución en el enganche contiene los productos de intermodulación entre la frecuencia deseada $N\omega_i$ y la baja frecuencia del transitorio ω_a . Esto da lugar a bandas laterales muy cercanas a la portadora, como las que se observan en la Fig.3.

V. Conclusiones

En este trabajo, gracias a una caracterización realista de los elementos que constituyen un PLL, se ha podido predecir la modulación en la frecuencia de salida del sintetizador y su dependencia con el margen de fase del lazo. El análisis se ha aplicado a un oscilador sintetizado con un filtro de primer orden.

Referencias

- [1] U. L. Rohde, *Microwave and wireless synthesizers*, Wiley Interscience, John Wiley and Sons, Inc., USA 1997.
- [2] S. Wiggins, *Introduction to applied nonlinear dynamical systems and chaos*, Springer-Verlag New York, 1990.

Agradecimientos

Sergio Sancho agradece su financiación al Gobierno Vasco.

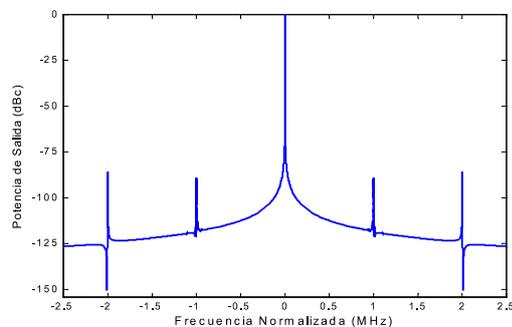


Fig.2. Espectro de salida con PD mezclador $N=2100$, $k_d = 100 \mu A$.

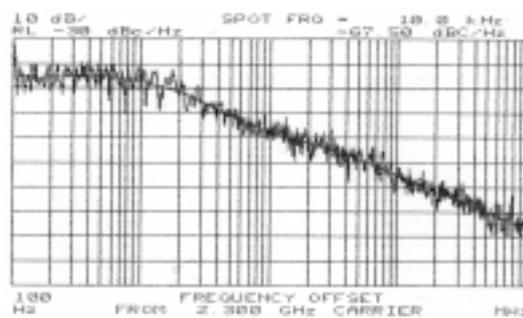


Fig.3b. Espectro medido en las mismas condiciones que (a).