

Phase Locked Loop

Bustamante Hernán, Covaro Jorge, León Marcos, Prieto Daniel, Schinquel Gustavo
UTN FRC

Abstract—Se diseña e implementa una red PLL con el integrado 74HC4046 y el divisor CD4017, para multiplicar por 10.

I. INTRODUCCIÓN

Un PLL, traducido como lazo enganchado en fase (también llamado circuito de fase cerrada, o circuito de fase fija) es un circuito que permite que una señal de referencia externa controle la frecuencia y la fase de un oscilador. El PLL es un sistema de control de realimentación en donde la señal de realimentación es una frecuencia en lugar de una tensión. Este consiste de los siguientes bloques fundamentales:

- un oscilador controlado por tensión (VCO, voltage-controlled oscillator),
- un divisor de frecuencias,
- un comparador de fase,
- un filtro pasa bajos, y un amplificador de baja ganancia.

En la Fig 1 se presenta un diagrama en bloques con la constitución básica de un PLL.

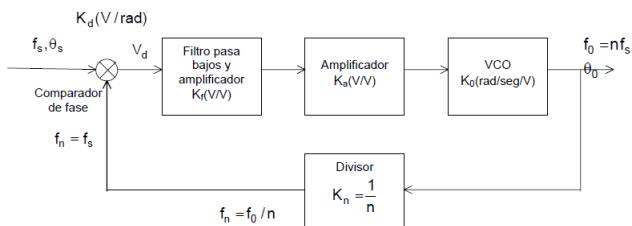


Fig. 1. Diagrama en bloques de un PLL

II. FUNCIONAMIENTO DEL PLL

- El VCO oscila libremente a una frecuencia, determinada por una red RC o LC, llamada frecuencia de corrida libre f_f (free frequency). Esta frecuencia es comparada con la frecuencia f_S de una señal de referencia en el detector de fase (que se comporta como un mezclador cuando excede su rango lineal), que entrega la mezcla de ambas $f_S - f_O$ o $f_O - f_S$ dependiendo cual es mayor. Los productos de alta frecuencia tal como $f_S + f_O$, $2f_S$, $2f_O$, etc. son eliminados por el filtro pasabajas.
- Si la frecuencia de la señal V_e ($f_S - f_O$ o $f_O - f_S$) es lo suficientemente baja para que el filtro pasabajas no la atenúa ni la desfase en exceso, V_e controlará el VCO, tiendiendo a reducir la diferencia de frecuencias hasta que se igualen.
- Una vez que se sincronizan V_O y V_S , esto es $f_O = f_S$, el detector de fase entrega una tensión V_e , con una

componente continua estable necesaria para que el VCO iguale la frecuencia de la señal de referencia. En este caso se establece una diferencia de fase θ_d para producir la tensión V_e antedicha.

III. DESARROLLO

En el presente trabajo práctico se diseña, y calcula una red PLL con las siguientes características:

- $f_{in} = 15 \text{ KHz} - 25 \text{ KHz}$
- $\zeta = 0,4$
- $V_{DD} = 12 \text{ V}$
- Filtro de lazo RC

Se realizan las siguientes mediciones:

- 1) Rango de sostén y de captura.
- 2) Ganancia de lazo.
- 3) Sobrepasamiento y constantes de tiempo.

Para la realización del práctico se opta por utilizar dos integrados, el 74HC4046 y el divisor CD4017.

En la Fig 2 se muestra el circuito esquemático implementado, sin la etapa del divisor.

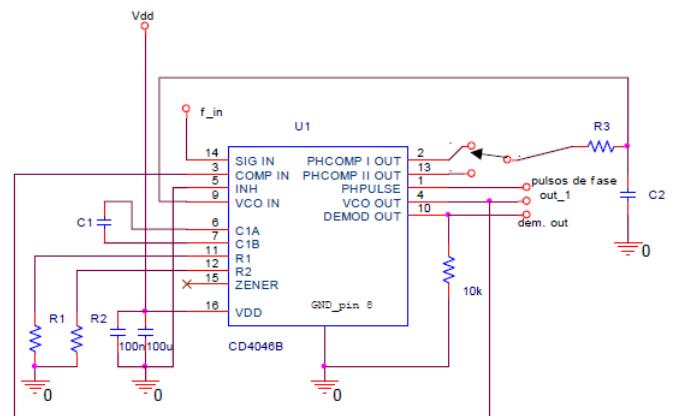


Fig. 2. Esquemático

A. Cálculo de $R2$, $R1$, $C1$

La Fig 3 se obtiene de la hoja de datos del 74HC4046, y la misma permite ingresar con la frecuencia mínima de enganche, y adoptando una resistencia $R2$, obtener el valor del capacitor $C1$.

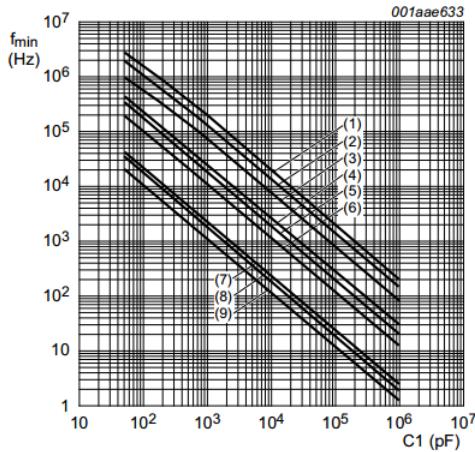
Según las condiciones requeridas y otras adoptadas:

$$f_{min} = 150 \text{ KHz}$$

$$R2 = 100 \text{ K}\Omega$$

De lo cual es obtenido un valor aproximado de C1.

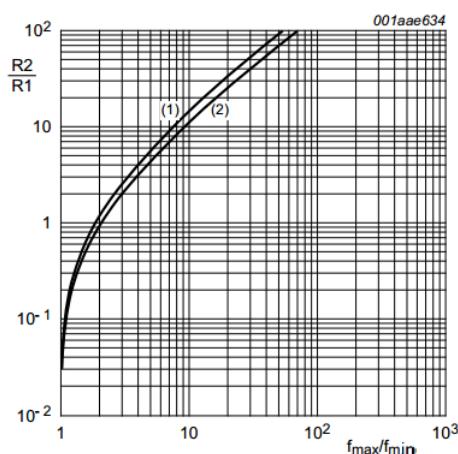
$$C1 = 100\text{pF}$$



$T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; VCO_IN at V_{SS} ; INH_IN at V_{SS} ; $R1 = \infty$.
 Lines (1), (4), and (7): $V_{DD} = 15\text{V}$;
 Lines (2), (5), and (8): $V_{DD} = 10\text{V}$;
 Lines (3), (6), and (9): $V_{DD} = 5\text{V}$;
 Lines (1), (2), and (3): $R2 = 10\text{k}\Omega$;
 Lines (4), (5), and (6): $R2 = 100\text{k}\Omega$;
 Lines (7), (8), and (9): $R2 = 1\text{M}\Omega$.

Fig. 3. f_{min} vs $C1$

Luego, se implementa otra curva de la hoja de datos, la cual se observa en la Fig , esta curva es utilizada junto a la relación de frecuencias (f_{max}/f_{min}) para obtener una relación entre resistencias (R_2/R_1).



Line (1): $V_{DD} = 5\text{V}$;
 Line (2): $V_{DD} = 10\text{V}, 15\text{V}$.

Fig. 4. f_{max}/f_{min} vs R_2/R_1

Como $f_{max} = 250\text{KHz}$, la relación de resistencias obtenida es:

$$\frac{R_2}{R_1} = 0.75$$

Por lo tanto, el valor de R1 queda determinado como:

$$R_1 = 133\text{K}\Omega$$

B. Cálculo de $R3$ y $C2$

Éstos valores depende de la característica de respuesta transitoria, o de frecuencia que se desee en el sistema. En éste caso, está dada por la especificación del coeficiente de amortiguamiento, que es de $\zeta = 0,4$

El análisis de la función de transferencia del sistema junto a la teoría de control, permite obtener lo siguiente

$$\frac{\theta_{(0)S}}{\theta_{(S)S}} = \frac{\frac{K_0 K_d}{s(sT+1)}}{1 + \frac{K_0 K_d}{n s(sT+1)}} = \frac{\frac{K_0 K_d}{s(sT+1)}}{\frac{n s(sT+1) + K_0 K_d}{n s(sT+1)}} nT$$

$$\frac{\theta_{(0)S}}{\theta_{(S)S}} = n \frac{K_0 K_d}{n T S^2 + n s + K_0 K_d} = n \frac{\frac{K_0 K_d}{nT}}{s^2 + s \frac{1}{T} + \frac{K_0 K_d}{nT}}$$

$$\frac{\theta_{(0)S}}{\theta_{(S)S}} = n \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Donde:

$$1 + G_S H_S = 0 \Rightarrow 1 + \frac{\frac{K_0 K_d}{n}}{s(sT+1)} = 0 \Rightarrow s(sT+1) + \frac{K_0 K_d}{n} = 0$$

$$s^2 T + s + \frac{K_0 K_d}{n} = 0 \Rightarrow s^2 + s \frac{1}{T} + \frac{K_0 K_d}{nT} = 0$$

De esta última expresión se obtiene que:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_d}{nT}} \Rightarrow \frac{1}{T} 2\omega_n \zeta \Rightarrow \zeta = \frac{1}{2T\omega_n} = \frac{1}{2T} \sqrt{\frac{nT}{K_0 K_d}}$$

$$\zeta = \frac{1}{2T} \sqrt{\frac{nT}{K_0 K_d}} \Rightarrow R_3 C_2 = T = \frac{n}{4\zeta^2 K_0 K_d}$$

Para conocer R_3 y C_2 se debe calcular las ganancias K_0 y K_d

$$K_d = \frac{\Delta V}{\Delta \theta} = \frac{V_{DD}}{\pi} = 3.82 \left[\frac{V}{rad} \right]$$

$$K_0 = \frac{\Delta \omega}{\Delta V} = \frac{2\pi(f_{max} - f_{min})}{V_{DD}} = \frac{2\pi(300\text{KHz} - 100\text{KHz})}{12}$$

$$K_0 = 104719,75 \left[\frac{rad}{sV} \right]$$

$$\frac{K_0 K_d}{n} = \frac{3.82 * 104719.75}{10} = 40002.95 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

$$R_3 C_2 = T = \frac{n}{4\zeta^2 K_0 K_d} = 40[\mu\text{s}]$$

El valor de C_2 es fijado, y el de R_3 escogido en función del capacitor.

$$C_2 = 22nF$$

$$R_3 = 1.82K\Omega$$

IV. MEDICIONES

A. Rango de sostén y captura

En la Tabla I se detallan los rangos del PLL.

Rango de sostén	Rango de captura
12.2 - 30.3 KHz	15-25 KHz

TABLE I

RANGO DE SOSTÉN Y DE CAPTURA.

En las Fig 5 y 6 se observan las salidas del VCO, en los límites del rango de captura.

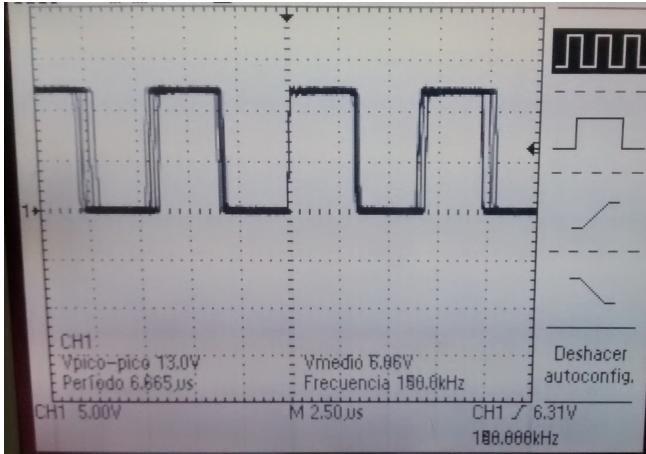


Fig. 5. 15 KHz

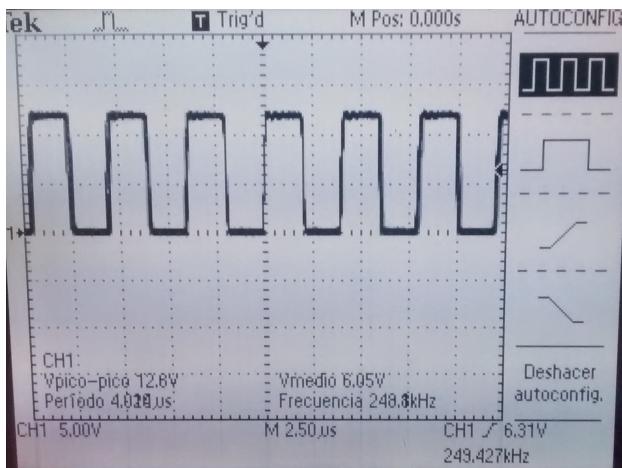


Fig. 6. 25 KHz

B. Ganancia de lazo K_0K_d/n

Esta medición se lleva a cabo mediante un generador de onda cuadrada con tensiones entre 0V y V_{DD} y un osciloscopio. Ambos elementos son conectados al pin 14. La señal en el pin 3 también es medida con el osciloscopio para que el desfasaje entre ambas señales sea observado. Una señal de dos frecuencias distintas se inyecta al pin 14, y los desfasajes en ambos casos son medidos.

Los valores de frecuencia, y las mediciones tomadas están detalladas en la Tabla II.

Frecuencia mínima	Frecuencia máxima
$f_{S(1)} = 18\text{ KHz}$	$f_{S(2)} = 22\text{ KHz}$
$\tau_1 = 12\mu\text{s}$	$\tau_2 = 14\mu\text{s}$
$T_1 = 55.2\mu\text{s}$	$T_2 = 45.6\mu\text{s}$
$\theta_1 = \frac{\tau_1}{T_1} 2\pi = 1.36\text{ rad}$	$\theta_2 = \frac{\tau_2}{T_2} 2\pi = 1.93\text{ rad}$

TABLE II

La ganancia de bucle queda determinada como:

$$\frac{K_o K_d}{n} = \frac{\Delta\omega_s}{\Delta\theta} = \frac{2\pi(22\text{ KHz} - 18\text{ KHz})}{1.93 - 1.36} = 44092 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s rad}} \right]$$

Las señales utilizadas para la medición están mostradas en las Fig 7 y 8.

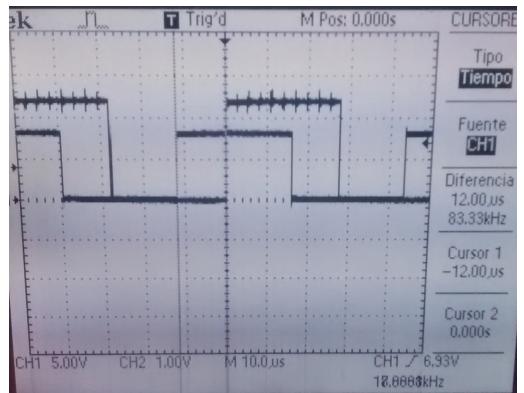


Fig. 7. Frecuencia mínima.

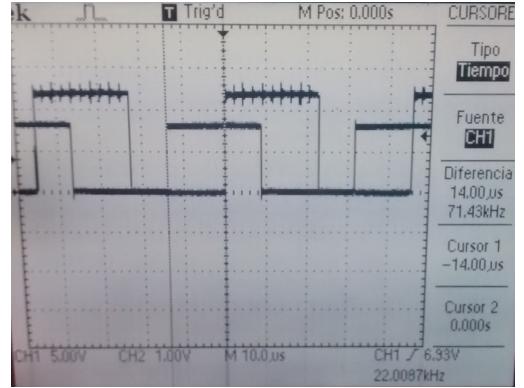


Fig. 8. Frecuencia máxima

C. Sobrepasamiento y constantes de tiempo

Estas mediciones son realizadas utilizando un escalón de f_s , que se puede realizar modulando con una onda cuadrada a un VCO adicional, cuya salida es aplicada al PLL en el pin 14.

Otra opción que evita la implementación de otro VCO, es la utilización de un generador programable de funciones para realizar la modulación correspondiente.

En la Fig 9 se observa la señal en la entrada del VCO y de la cual fueron obtenidas las distintas mediciones.

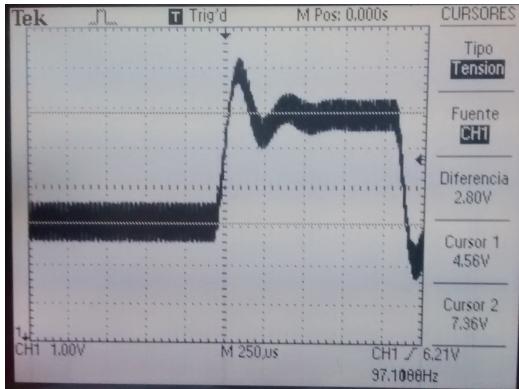


Fig. 9. Entrada VCO

$$M_P = \frac{0.9}{2.8} = 0.32 \implies \zeta \cong 0.4$$

$$\omega_d = \frac{2\pi}{T'} = \frac{2\pi}{300\mu s} = 20943.95 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1 - \zeta^2}} = 22851.72 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

V. CONCLUSIÓN

Varias conclusiones son obtenidas del presente trabajo:

Primero, la mayoría de los componentes utilizados son distintos a sus valores calculados. La precisión de los mismos, la implementación de curvas logarítmicas, y la falta de una familia de curvas para la tensión implementada son consideradas las posibles causas.

Segundo, la salida del comparador 2 no ha sido expuesta, pero una señal con menos distorsión era proporcionada en todo el rango de trabajo. A pesar de esto la salida del comparador 1 es recomendada por su estabilidad y por tener rango de sostén.

Por último, una respuesta subamortiguada es obtenida en la medición de constante de tiempo, esto se traduce en una oscilación de frecuencias que al cabo de un tiempo alcanza el estado de equilibrio con error nulo.

REFERENCES

- [1] Apuntes de clases de Ing. Rabinobich.
- [2] Apuntes del Ing. Oros.