

# Phase Locked Loop (PLL)

Alcazar Diego\*, Marcos Gonzalo<sup>†</sup> y Nievas Rafael<sup>‡</sup>

Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Córdoba, Ingeniería Electrónica  
Maestro López esq. Av. Cruz Roja Argentina, X5016ZAA, Córdoba, Rep. Argentina.

\*Email: diegoja.alcazar@gmail.com

<sup>†</sup>Email: gonzalojeremiasmarcos@gmail.com

<sup>‡</sup>Email: rafasrn@gmail.com

**Abstract—Diseño e implementación de una red PLL con multiplicador por 10 con  $f_{in} = 15KHz$  a  $25KHz$ ,  $\zeta = 0,4$ ,  $V_{DD} = 12V$  y filtro de lazo  $RC$  condiciones pedidas en el trabajo práctico 4 de la cátedra Electrónica Aplicada 3.**

## I. INTRODUCCIÓN

Un Phase Locked Loop (PLL) es un sistema de control realimentado donde la señal de realimentación es una frecuencia en lugar de una tensión. El circuito PLL sincroniza la fase y frecuencia de un oscilador con una señal de referencia.

El PLL tiene dos modos de operación, uno denominado *Modo de Adquisición*, donde el PLL intenta sincronizar la frecuencia y la fase de salida del VCO con una señal de entrada. En este modo el PLL se comporta como un sistema no lineal y los errores de fase entre las señales puede ser grande. El segundo estado de operación se denomina *Modo de Seguimiento*, donde el PLL se puede estudiar como un sistema lineal simple y la diferencia de fase entre las señales de entrada y salida es pequeña.

## II. BLOQUES Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

En la Fig.1 se muestra un diagrama en bloques que representa la estructura básica de un circuito PLL.

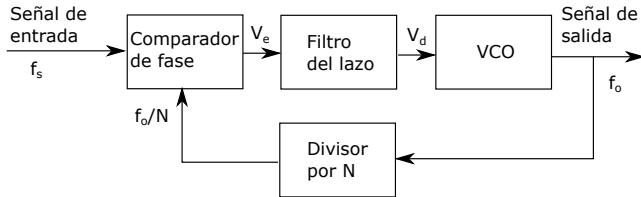


Fig. 1. Diagrama en bloques del PLL

### Comparador de fase

El comparador de fase es un dispositivo no lineal con dos señales de entrada cuya frecuencia son  $f_s$  y  $f_o/N$ , generalmente es un mezclador. La salida de este bloque contiene la suma y diferencia de las frecuencias de entrada, es el filtro pasa bajos el que se encarga de que solo se transmita la señal diferencia, que es una tensión continua cuando el PLL se encuentra enganchado.

La salida genera una tensión que es función de la diferencia de fase  $\theta_e = \theta_s - \theta_n$  entre las señales de entrada. Si la frecuencia de entrada es igual a la frecuencia de corrida libre del VCO, la tensión de control deberá ser cero. En los

comparadores de fase más comunes, la tensión de salida es función sinusoidal, triangular o diente de sierra de la diferencia de fase.

El factor de ganancia del comparador de fase en estado enganchado se expresa en la Ec.1.

$$K_d = \frac{\Delta V_e}{\Delta \theta_e} \quad (1)$$

### Filtro Pasa Bajos

El filtro pasa bajos tiene dos funciones importantes, en primer lugar eliminar ruido y componentes de alta frecuencia, dejando pasar solo la diferencia  $f_s - f_n$  o una tensión continua cuando el lazo esta fijo y estable.

En segundo lugar, es el bloque que más influye en la determinación de las características dinámicas del lazo, como el rango de captura y enganche, el ancho de banda y la respuesta transitoria.

El filtro pasa bajos puede ser activo o pasivo. En el presente se emplea un filtro  $RC$  cuya función de transferencia es la indicada en la Ec.2.

$$F(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (2)$$

### VCO

El VCO (oscilador controlado por tensión) tiene una frecuencia de corrida libre  $f_f$  y un desplazamiento de frecuencia de  $\Delta f_o$  que es proporcional a la tensión de entrada  $V_d$ . La frecuencia de salida se puede expresar como:

$$f_o = f_f + \Delta f_o = f_f + K_o V_d$$

La relación entre el corrimiento de la frecuencia de salida con el corrimiento de la fase de salida está dada por la siguiente relación:

$$\theta_o(s) = K_o \frac{V_d}{s}$$

Analizando el funcionamiento, el VCO oscila libremente a una frecuencia  $f_f$ , llamada *frecuencia de corrida libre*. La cual es comparada con la frecuencia  $f_s$ , llamada *frecuencia de referencia*, en el comparador de fase. El filtro, que es del tipo pasa bajos, se encarga de eliminar las componentes de alta frecuencia. Si la frecuencia de la señal de salida del bloque de filtrado  $V_e$  es suficientemente baja, el filtro no la atenúa,

entonces  $V_d$  controla el VCO tendiendo a reducir la diferencia entre las frecuencias hasta que se igualen.

Una vez que las señales de entrada y salida se igualan, es decir  $f_o = f_s$ , el detector de fase entrega una tensión con una componente continua estable para que el VCO iguale la frecuencia de la señal de referencia.

### III. ESTADOS DE FUNCIONAMIENTO

**Corrida Libre:** : Corresponde a la frecuencia de salida  $f_o$  del VCO cuando el PLL no se encuentra enganchado.

**Rango de Sostén:** : Si la frecuencia  $f_o/N$  que se realimenta al comparador de fase cambia, el VCO se desplazará rastreando la frecuencia  $f_s$  hasta que nuevamente se cumpla que  $f_s = f_o/N$ . Posteriormente intentará ajustar la fase.

**Rango de captura:** : A partir del PLL desenganchado, es el rango de frecuencias en el que el mismo puede engancharse a la frecuencia de entrada. Define el rango de operación del PLL.

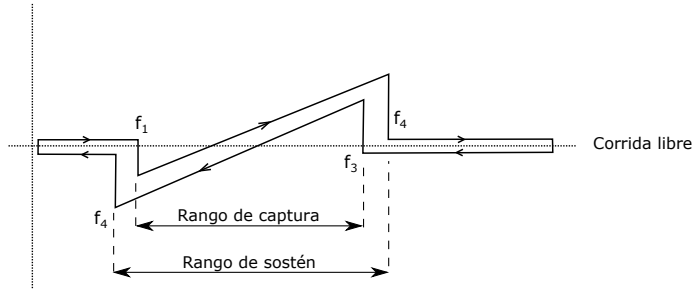


Fig. 2. Estados de funcionamiento

### IV. DISEÑO DE RED PLL

En esta sección se realizan los cálculos para la implementación de una red PLL multiplicadora por 10, con las siguientes especificaciones:

$$f_s = 15[KHz] \text{ a } 25[KHz].$$

$$\xi = 0,4.$$

$$V_{DD} = 12[V].$$

Filtro de lazo RC.

En la Fig.3 se encuentra el circuito a implementar.

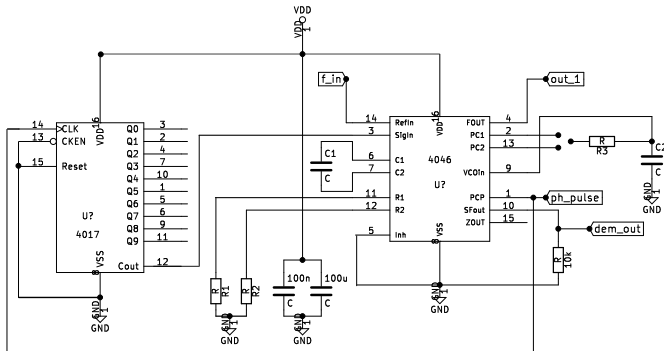


Fig. 3. Circuito red PLL

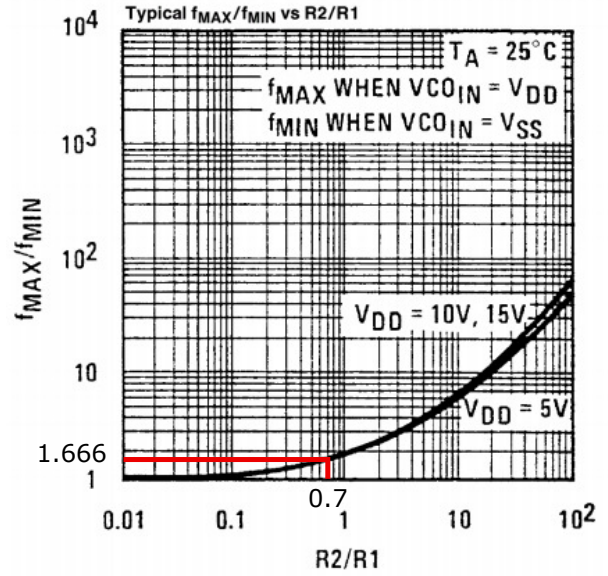


Fig. 4. Cálculo del cociente  $\frac{R_2}{R_1}$

#### A. Cálculo de componentes

$R_1 - R_2 - C_1$ : A partir de la hoja de datos del CD4046 se encuentra el cociente entre  $R_2$  y  $R_1$  según el gráfico de la Fig.4. En el mismo se ingresa según sea el valor de cociente de la Ec.3 y la tensión de alimentación.

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{250[KHz]}{150[KHz]} = 1,666 \quad (3)$$

En función al trazado que se observa en la Fig.4 se obtiene que el cociente entre las resistencias debe ser de 0,7. Definiendo el valor de  $R_2$  y aplicando la Ec.4 se obtienen los valores de la Tabla I.

$$\frac{R_2}{R_1} = 0,7 \quad (4)$$

Para determinar el valor del capacitor  $C_1$  se emplea la Fig.5, donde se ingresa al diagrama con los valores de  $R_2$ ,  $f_{min}$  y la tensión de alimentación. El valor se encuentra en la Tabla I.

$R_1$	142,85[K $\Omega$ ]
$R_2$	100[K $\Omega$ ]
$C_1$	180[pF]

TABLE I

Es importante destacar que se emplean las curvas para  $V_{DD} = 10[V]$ , por ser el valor más próximo al indicado en las condiciones de diseño.

$R_3 - C_2$ : Estos valores dependen de la respuesta transitoria que se desee obtener. Por las condiciones especificadas el valor de coeficiente de amortiguamiento es  $\xi = 0,4$ .

Para encontrar el valor numérico de estos componentes es necesario obtener en primer lugar las ganancias  $K_d$  y  $K_o$ .

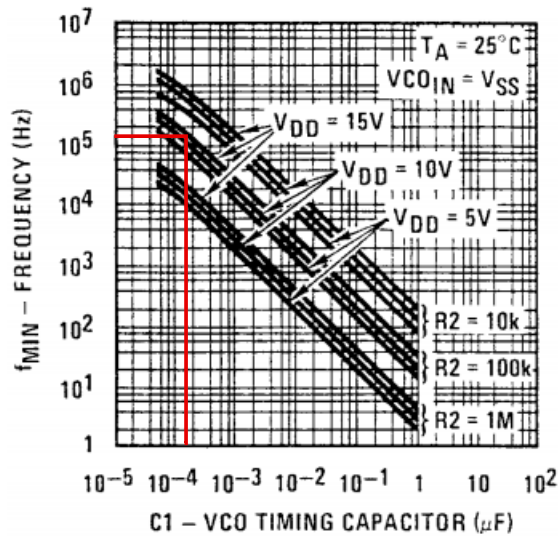


Fig. 5. Cálculo de  $C_1$

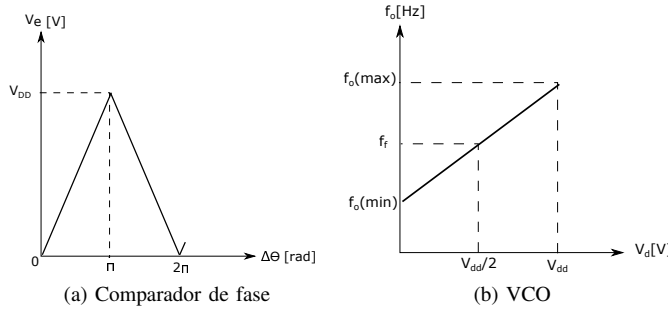


Fig. 6.

La forma de onda de la tensión de salida del comparador de fase empleado se encuentra en la Fig.6a. A partir de esta se obtiene  $K_d$  según la Ec.5. <sup>1</sup>

$$K_d = \frac{\Delta V_e}{\Delta \theta_e} = \frac{V_{DD}}{\pi} = 3,819[V/rad] \quad (5)$$

En la Fig.6b se observa una gráfica que relaciona la tensión  $V_d$ , de entrada al VCO, con la frecuencia  $f_o$  de salida. La ganancia  $K_o$  del VCO se obtiene de la Ec.6

$$K_o = \frac{2\pi \Delta f_o}{\Delta V_d} = \frac{2\pi (f_{max} - f_{min})}{V_{DD}} \quad (6)$$

$$K_o = 52359.87 \left[ \frac{rad}{segV} \right]$$

La Ec.7 se conoce como ganancia del lazo

$$\frac{K_d K_o}{N} = 19996.23 [1/seg] \quad (7)$$

Donde  $N$  es el coeficiente de división del bloque divisor.

Por Teoría de Control se obtiene la relación entre las ganancias calculadas, el coeficiente de amortiguamiento, el

coeficiente de división  $N$  y los valores  $R_3$  y  $C_2$ , expresada en la Ec.8.

$$R_3 C_2 = \frac{N}{(2\xi)^2 K_d K_o} \quad (8)$$

Se selecciona un valor de  $C_2$  y reemplazando en la Ec.8 se obtienen las magnitudes de la Tabla II

$R_3$	7,82[KΩ]
$C_2$	10[nF]

TABLE II

## V. MEDICIONES

En la Fig.2 se encuentran marcadas las frecuencias de captura y sostén.

### Rango de captura

Frecuencia de captura inferior :  $f_1 = 15[KHz]$ .

Frecuencia de captura superior:  $f_3 = 25[KHz]$ .

El rango de captura resulta ser  $f_3 - f_1 = 10[KHz]$ .

### Rango de sostén

Frecuencia de sostén inferior:  $f_4 = 14,25[KHz]$ .

Frecuencia de sostén superior:  $f_2 = 25,36[KHz]$ .

El rango de sostén resulta ser  $f_2 - f_4 = 11,11[KHz]$ .

### Ganancia del lazo

A partir del circuito de la Fig.3 se introduce una señal cuadrada al pin 14 del CD4046 con tensión entre 0[V] y  $+V_{DD}$ . Con un osciloscopio se mide el defasaje entre la señal introducida y la que se obtiene en el pin 3 del mismo integrado.

Esta medición se realiza para dos frecuencias de entrada según la condición expresada en la Ec.9.

$$f_s > \frac{f_f}{N} \quad (9)$$

- $f_{s1} = 21[KHz]$

$$T_1 = \frac{1}{f_{s1}} = 47,619[\mu S].$$

$$\tau_1 = 9,6[\mu S].$$

$$\theta_1 = 2\pi \frac{\tau_1}{T_1} = 1,266[rad].$$

Valores obtenidos por medición con osciloscopio, disponibles en la Fig.7a.

- $f_{s2} = 24[KHz]$

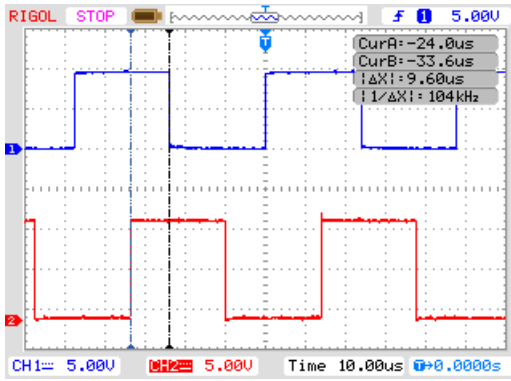
$$T_2 = \frac{1}{f_{s2}} = 41,666[\mu S].$$

$$\tau_2 = 5,2[\mu S].$$

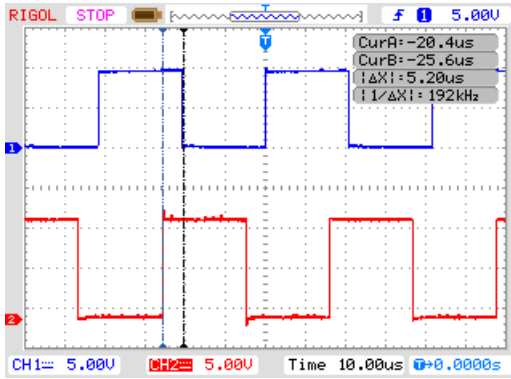
$$\theta_2 = 2\pi \frac{\tau_2}{T_2} = 0,784[rad].$$

Valores obtenidos por medición con osciloscopio, disponibles en la Fig.7b

<sup>1</sup>Mencionada en secciones anteriores como Ec.1.



(a) Ganancia del lazo  $f_{s1}$



(b) Ganancia del lazo  $f_{s2}$

Fig. 7.

La ganancia del lazo se obtiene con la Ec.10 según los valores obtenidos en las mediciones.

$$\frac{K_d K_o}{N} = \frac{2\pi \Delta f_s}{\Delta \theta} = 39106,96 \left[ \frac{\text{rad/s}}{\text{rad}} \right] \quad (10)$$

#### Sobrepasamiento y constante de tiempo

Para la medición del sobrepasamiento se aplica una señal de referencia modulada en frecuencia, dicha señal tiene una frecuencia central de  $20[\text{KHz}]$  y un desplazamiento en frecuencia de  $\pm 2[\text{KHz}]$ , es decir de  $18[\text{KHz}]$  a  $22[\text{KHz}]$ .

Como no es posible observar el comportamiento transitorio de la frecuencia de salida, lo que se realiza es observar el comportamiento de la tensión  $V_d$  que controla al VCO.

En la Fig.8 se observan dos formas de onda que corresponden a la tensión  $V_d$  a partir de las cuales se obtiene que el sobrepasamiento porcentual  $M_P\%$ .

Por otra parte, para la misma forma de onda se determina el tiempo de pico  $t_p$  y el tiempo en el que el transitorio se considera extinguido  $T'$ , estas magnitudes junto al sobrepasamiento se encuentran en la Tabla III.

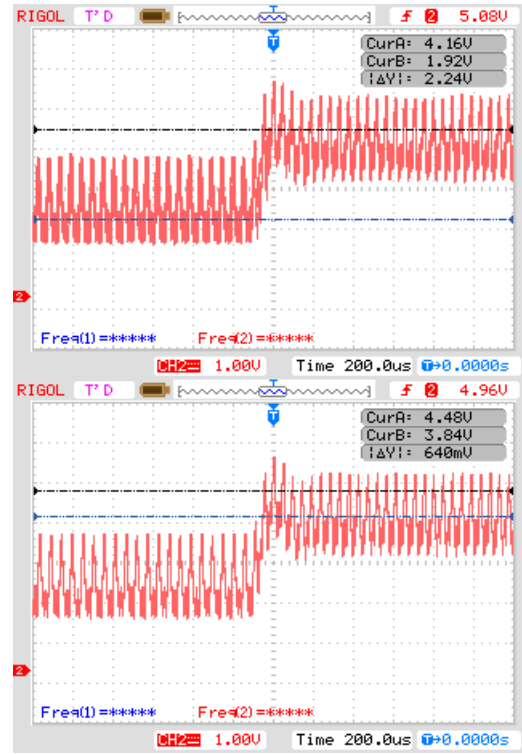


Fig. 8. Sobrepasamiento

$M_P\%$	29,3%
$t_p$	126 $[\mu S]$
$T'$	424 $[\mu S]$

TABLE III

#### VI. CONCLUSIONES

El cálculo de los componentes de la red se realiza según las especificaciones indicadas en el práctico, empleando la hoja de datos proporcionada por el fabricante del integrado *CD4046* y del *MCL14046B* reemplazo del anterior, donde se hace uso de gráficas para la obtención de las magnitudes a implementar, por lo que la exactitud de estas no es muy buena. Este es uno de los motivos que lleva a implementar resistencias variables y regular hasta lograr las condiciones necesarias.

Los valores de los componentes utilizados en la práctica son:

$$R1 = 8,83[k\Omega], R2 = 13,98[k\Omega], R3 = 504[\Omega], \\ R4 = 10[k\Omega], C1 = 853[pF], C2 = 680[nF], \\ C3 = 100[\mu F], C4 = 100[nF]$$

Por último, si el comportamiento transitorio del VCO no es el adecuado, se puede modificar mediante la variación de los parámetros del bloque de filtrado. Este es otro fundamento para hacer uso de resistencias variables en la implementación.

#### REFERENCES

- [1] Apunte Ing. Rabinovich.
- [2] Apunte Ing. Oros.