



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL - F.R.C.

Electrónica Aplicada III

NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009
Pereyra, Estefanía	50039		
Quero, Josué	50209		
Trasobares, Daniel	50281		



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL

FACULTAD REGIONAL DE CÓRDOBA

ELECTRÓNICA APLICADA III

TP2: Red PLL. Red de multiplicación por 10

Integrantes:

Albornoz Georgina.....49689
Pereyra Estefanía.....50039
Quero Josué.....50209
Trasobares Daniel.....50281

Año: 2009

Profesor: Ing. Oros, Ramón



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefanía Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

Parte A:

1. Desarrollar e implementar una red PLL que multiplique por 10.

Especificaciones:

A. $f_{IN} = 15 \text{ Khz}$ a 30 Khz

B. $\zeta = 0,4$

C. $V_{DD} = 12 \text{ V}$

D. Filtro de lazo = R-C

2. Efectuar las siguientes mediciones:

A. Medir el rango de sostén y el rango de captura.

B. Medir la ganancia de lazo $\frac{K_d K_0}{N}$

C. Medir M_p , t_p , y T'

D. Con una referencia escalón de frecuencia como entrada del PLL, graficar en la entrada del VCO (pin 9 o 10) $V_{VCO} = f(t)$.

Nota: Utilizar un CD4046, o 54HC4046, o 74HC4046. Como divisor por 10, usar un CD4017. Para medir la respuesta a un escalón de frecuencia usar el VCO de otro CD4046.

✓ No es necesario utilizar una plaqueta impresa.

Parte B: PLL con prescaler de doble módulo

Desarrollo teórico de un PLL con prescaler de doble módulo. Seleccionar y desarrollar un modelo de aplicación donde se mostrarán los criterios de selección del prescaler y criterios de diseños necesarios.



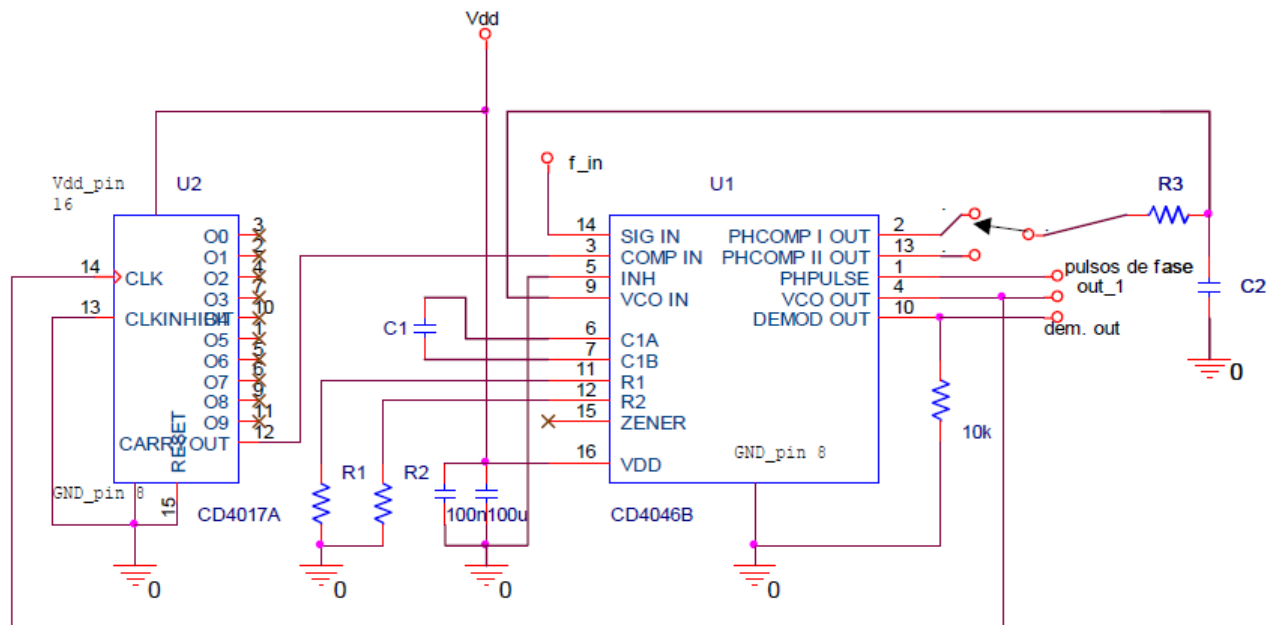
Albornoz, Georgina
Pereyra, Estefania
Quero, Josué
Trasobares, Daniel

49689
50039
50209
50281

5R1

2009

Trazado del circuito y selección de los componentes



Calculo de R1, R2 y C1

$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

$$f_{VCO(\min)} = 15 \text{ KHz} \cdot 10 = 150 \text{ KHz}$$

A partir de la hoja de datos del CD4046 se obtiene:

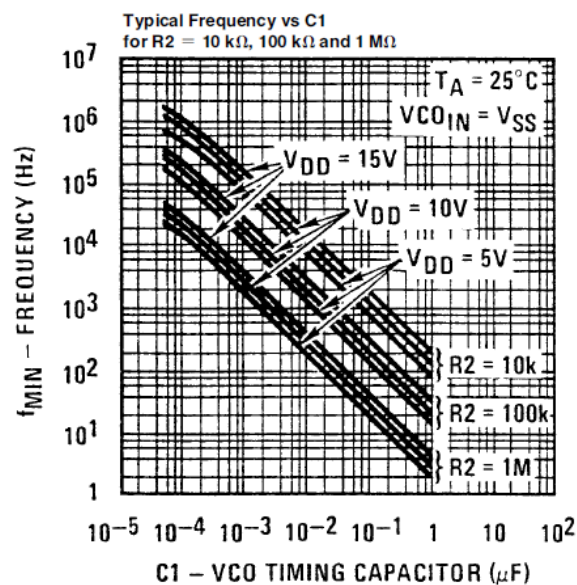


FIGURE 5b



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

Se eligió $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$ y $C_1 = 150 \text{ pF}$ (156 pF)

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{30 \text{ KHz}}{15 \text{ KHz}} = 2 \rightarrow \text{fig. 5c} \rightarrow \frac{R_2}{R_1} \cong 1,4 \quad \therefore R_1 = 71,42 \text{ K}\Omega \text{ (15K}\Omega + 47\text{K}\Omega + 8,2\text{K}\Omega)$$

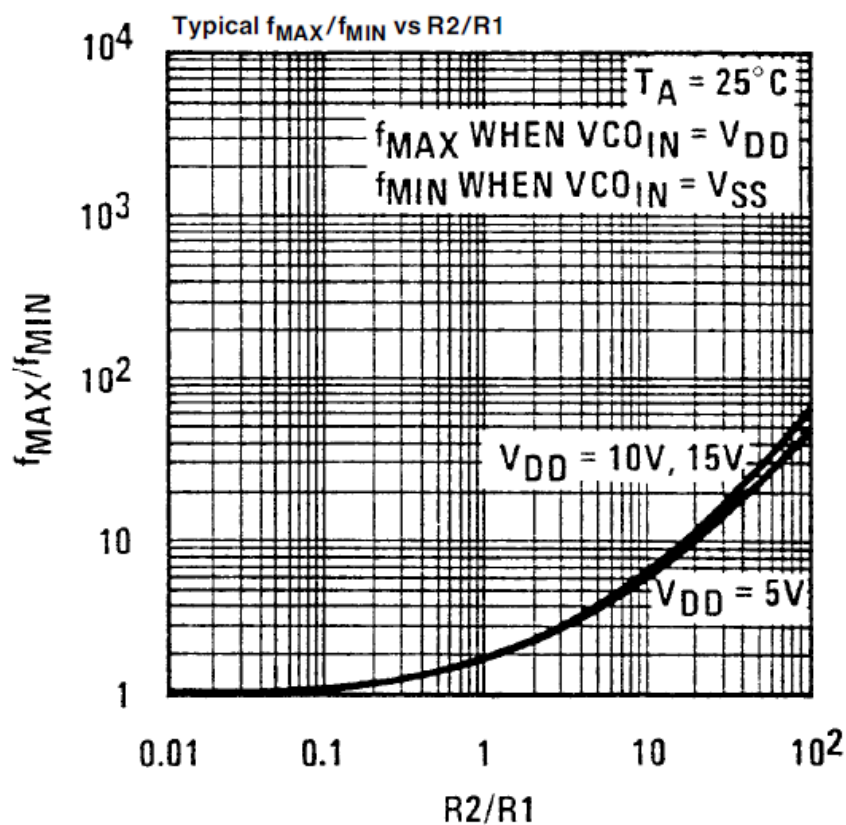


FIGURE 5C

Calculo de R3 y C2

Para la obtención de estos valores se debe considerar el coeficiente de amortiguamiento $\zeta = 0,4$

$$K_d = \frac{\Delta V}{\Delta \theta} = \frac{V_{DD}}{\pi} = \frac{12\text{V}}{\pi} = 3,81 \frac{\text{V}}{\text{rad}}$$



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

$$K_0 = \frac{\Delta\omega}{\Delta V_d} = \frac{2\pi(f_{\max} - f_{\min})}{12} = \frac{2\pi(300\text{Khz} - 150\text{Khz})}{12} = 78539,81 \frac{\text{rad}}{\text{V.s}}$$

$$\frac{K_d K_0}{n} = \frac{3,81.78539,81}{10} = 29923,67 \frac{\text{rad/s}}{\text{rad}}$$

$$T = \frac{1}{(2\zeta^2)} \cdot \frac{n}{K_d K_0} = \frac{1}{(2.0,4)^2 \cdot 29923,67} = 52,216 \mu\text{s}$$

$$\text{Si } T = R_3 \cdot C_2$$

Tomando un valor para $C_2 = 10 \text{ nF}$ se despeja R_3

$$R_3 = \frac{T}{C_2} = \frac{52,216 \mu\text{s}}{10 \text{ nF}} = 5221,6 \Omega \approx (4,7 \text{K} \Omega + 560 \Omega = 5260 \Omega)$$

Con este valor se obtiene nuevamente T , resultando

$$T = R_3 \cdot C_2 = 5260 \Omega \cdot 10 \text{ nF} = 52,6 \mu\text{s}$$

A partir de esto se halla la frecuencia propia no amortiguada

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_d K_0}{n \cdot T}} = \sqrt{\frac{3,81.78539,81}{10 \cdot 52,6 \mu\text{s}}} = 23851,43 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Mediciones de f_1 , f_2 , f_3 , f_4 y $f_{ff/n}$

Comparador de fase I:

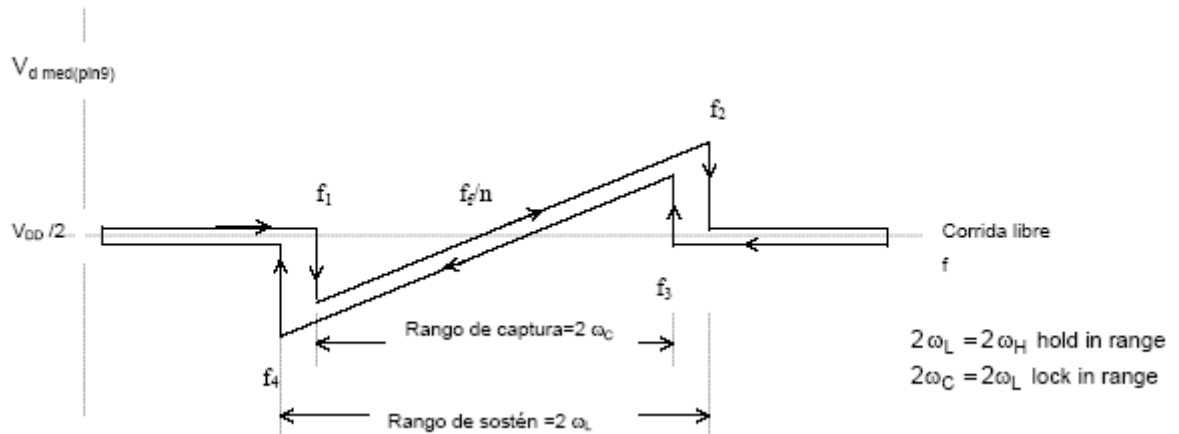
Se obtuvo f_2 y f_4 de la entrada del comparador de fase con el pin 9 a V_{DD} y a masa.

$$f_2 = 29,9 \text{ Khz} \quad (\text{con el pin 9 a } V_{DD})$$

$$f_4 = 15,07 \text{ Khz} \quad (\text{con el pin 9 a masa})$$



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009



Luego se encontró

$$\frac{f_f}{n} = 22,42 \text{ KHz}$$

$$\therefore 2f_L = f_2 - f_4 = 14,83 \text{ KHz} \quad \text{Rango de sostén}$$

De la hoja de datos obtuvimos

$$2f_c = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi \cdot f_L}{T}} = 9,473 \text{ KHz}$$

Luego medimos f_1 y f_3 :

$$f_1 = 17,4 \text{ KHz}$$

$$f_3 = 27,2 \text{ KHz}$$

$$\therefore 2f_c = f_3 - f_1 = 9,8 \text{ KHz}$$

Comparador de fase II:

$$f_2 = 29,9 \text{ KHz}$$

$$f_4 = 15,07 \text{ KHz}$$

$$\frac{f_f}{n} = 15,07 \text{ KHz}$$

$$\therefore 2f_L = 2f_c = 14,83 \text{ KHz}$$

$$f_1 = f_4 = 15,07 \text{ KHz}$$

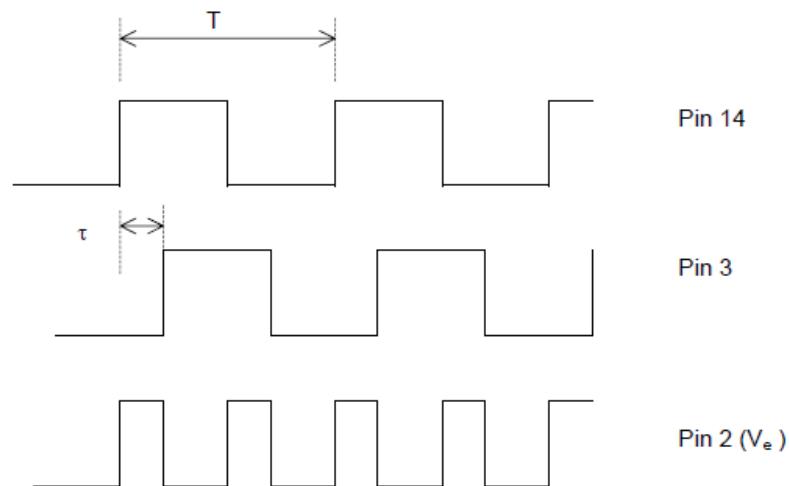
$$f_3 = f_2 = 29,9 \text{ KHz}$$



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

Mediciones de la ganancia de bucle $K_d K_0/n$

Medición en el comparador de fase I:



$$f_{s(1)} = 22 \text{ Khz}$$

$$\tau_1 = 17,2 \mu s$$

$$T_1 = \frac{1}{f_{s(1)}} = \frac{1}{22 \text{ Khz}} = 45,45 \mu s$$

$$\theta_1 = \frac{\tau_1}{T_1} \cdot 2\pi = 2,37 \text{ rad}$$

$$f_{s(2)} = 20 \text{ Khz}$$

$$\tau_2 = 15,4 \mu s$$

$$T_2 = \frac{1}{f_{s(2)}} = 50 \mu s$$

$$\theta_2 = \frac{\tau_2}{T_2} \cdot 2\pi = 1,93 \text{ rad}$$



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

$$\frac{K_d \cdot K_0}{n} = \frac{\Delta \omega_s}{\Delta \theta} = \frac{2\pi(22\text{Khz} - 20\text{Khz})}{2,37 - 1,93} = 28559,93 \frac{\text{rad} / s}{\text{rad}}$$

Mientras que el valor calculado fue: $29923,67 \frac{\text{rad} / s}{\text{rad}}$

Respecto al comparador de fase II la señal del pin 3 está en fase siempre con la señal del pin 14

Medición de M_p , t_p y T'

Para esta medición se uso un VCO adicional cuya salida se aplica al PLL en el pin 14.

Calculo de R'_1 , R'_2 y C'_1

$$f_{S_MIN} |_{V_PIN9=0V} > f_{1_PLL} \cong 18 \text{ Khz}$$

$$f_{S_MAX} |_{V_PIN9=12V} > f_{3_PLL} \cong 27 \text{ Khz}$$

Por medio de estos datos y la siguiente grafica se llega a los valores de R'_1 , R'_2 y C'_1 :



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

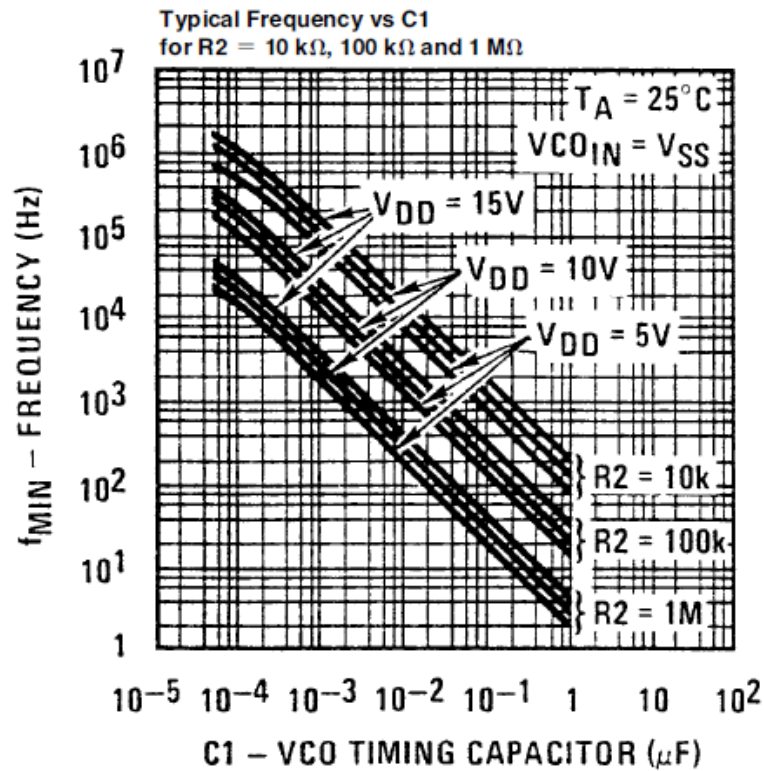


FIGURE 5b

Siguiendo la grafica para una frecuencia de 18 KHz y $V_{DD} = 12\text{V}$

$$R'_2 = 100\text{K}\Omega$$

$$C'_1 = 1,53\text{ nF}$$

$$\frac{f_{MAX}}{f_{MIN}} = \frac{27\text{Khz}}{18\text{Khz}} = 1,5$$

$$\frac{R'_2}{R'_1} = 0,4 \rightarrow R'_1 = 250\text{K}\Omega \approx (100 + 100 + 47)\text{K}\Omega = 247\text{K}\Omega$$

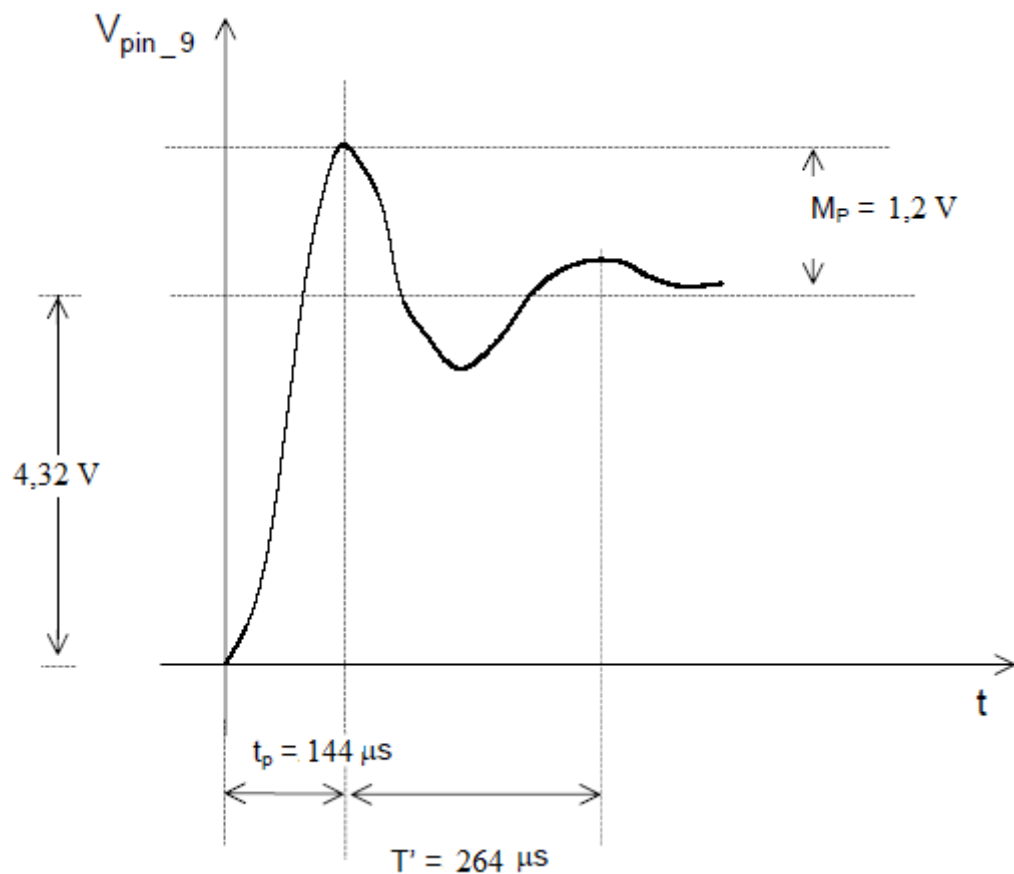
Valores medidos:

$$f_{MIN} = 18,25\text{ Khz}$$

$$f_{MAX} = 27,17\text{ Khz}$$

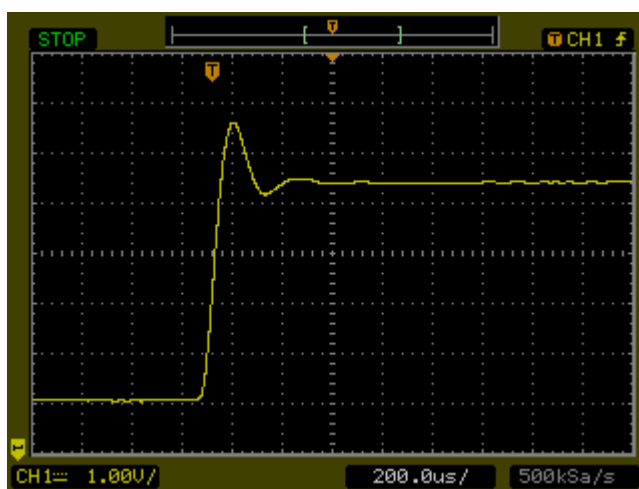


NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009
Pereyra, Estefania	50039		
Quero, Josué	50209		
Trasobares, Daniel	50281		





NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009



Mediciones:

$$t_p = 144 \mu s$$

$$T' = 264 \mu s$$

$$M_p = \frac{1,2V}{4,32V} = 0,277 \quad \text{a través del anexo I se obtiene} \rightarrow \zeta = 0,4$$

$$\omega_d = \frac{2\pi}{T'} = 23799,94 \text{ rad}$$

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{23799,94}{\sqrt{1-(0,4)^2}} = 25967,86 \text{ rad/s}$$



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefanía Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

Conclusiones:

Pudimos comprobar el funcionamiento de las redes PLL y conocer sus características más importantes.

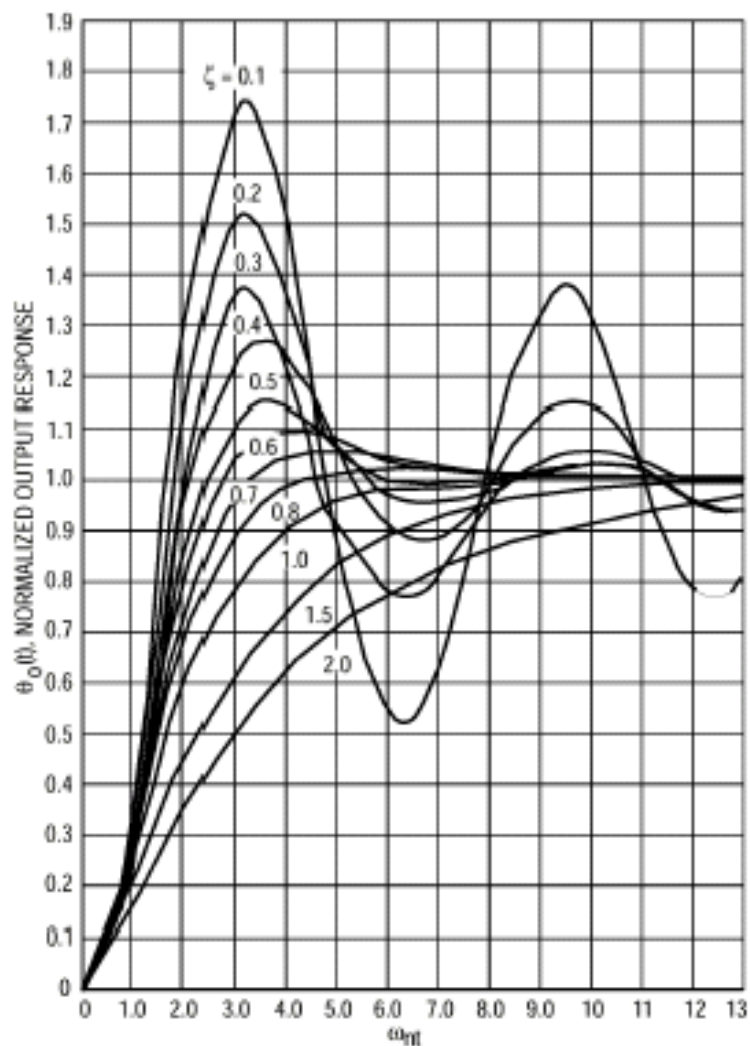
Primeramente diseñamos el circuito basándonos en las características planteadas en los enunciados, para luego armarlo y medirlo. Por supuesto, tuvimos que hacer un ajuste fino de varios de los componentes, para alcanzar los valores deseados, por factores tales como la diferencia entre los valores calculados y los normalizados y aproximaciones realizadas en los cálculos.

Un problema con el que nos enfrentamos, del cual no estábamos concientes, es que para la medición del factor de amortiguamiento usamos simultáneamente el FPB incorporado en el osciloscopio y también el modo “promediado” con 256 muestras. Esto hizo que la curva visualizada sufra una compresión que en realidad no reflejaba los valores correctos, por lo que hicimos una corrección innecesaria al circuito, y cuando estudiamos la curva solo usando el filtro y no el promediado, nos percatamos del error y tuvimos que volver sobre nuestros pasos, para satisfacer las condiciones de diseño.

Anexo I- comportamiento de un sistema de Segundo orden tipo I



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009





NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

PLL con prescaler de doble módulo

Datos

$F_{min} = 62.34 \text{ MHz}$

$F_{max} = 120.57 \text{ MHz}$

$F_{ch} = 30 \text{ KHz (Step)}$

$F_{xtal} = 15.360 \text{ Mhz}$

$F_s = 30 \text{ KHz (Referencia)}$

Consideraciones iniciales:

El circuito a usar será el mostrado en las páginas 7 y 8 de la hoja de datos del PLL MC145152-2, aplicaciones típicas.

El FPB será calculado en base a la Aplicación Típica de la hoja de datos antes mencionada, usando las ecuaciones que allí se muestran (pag. 28)

Elección de componentes:

Se usará el MC145152-2 para el PLL, por su adecuado manejo de frecuencias (hasta 25Mhz para señales de entrada grandes, 15MHz para 500mVpp, 5V Vdd) y su simpleza de uso.

El Prescaler usado será el MC12013 (divisor por 10/11) su elección se basa en la tensión de salida, adecuada para el acople con el PLL antes mencionado, ya que el MC145152-2 tiene una máxima F_{in} de 15MHz en las condiciones usadas, el menor divisor debe ser 10 ($F_{max} \text{ (de diseño)} = 120.57 \text{ MHz}$; $F_{max}/10 = 12.057 \text{ MHz}$ – dentro del rango del PLL)

Finalmente, el VCO seleccionado fue el MC1648, por trabajar en un rango de frecuencias adecuado para la aplicación deseada.

Diseño:



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

PLL

Las entradas de división RA2, RA1 y RA0 (divisores de la Fxtal) deberán ser seteadas en los valores “1”, “0” y “0”, respectivamente, para obtener la Fs deseada.

El setear estas entrada en los valores mencionados, hace que la Fxtal sea dividida por un factor igual a 512, por lo que:

$$F_{xtal}/512 = 15.360\text{MHz}/12 = 30\text{KHz} = F_s$$

Cálculo de N y A

Por el prescaler elegido se sabe que $P = 10$.

Para el divisor mínimo:

$$N_{min} = F_{min} / F_{ch} = 62.34\text{MHz} / 30\text{KHz} = 2078$$

$$N_{min} = NP + A$$

$$N \text{ (con } A=0) = 207.8$$

Tomamos $N = 207$ y recalculamos A

$$N_{min} = 207 \times 10 + A$$

$$A = 8$$

Se comprueba que P es mayor que A

Divisor máximo:

$$N_{max} = F_{max} / F_{ch} = 120.57\text{MHz} / 30\text{KHz} = 4019$$

$$N_{max} = NP + A$$

$$N \text{ (con } A = 0) = 401.9$$

Tomamos $N = 401$ y recalculamos A

$$N_{max} = 401 \times 10 + A$$

$$A = 9$$

P es mayor que A



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

Tabla de Valores y Frecuencia de Salida

Fout (MHz)	Ntot = NxP + A	N	A
62,34	2078	207	8
62,37	2079	207	9
62,4	2080	208	0
62,43	2081	208	1
62,46	2082	208	2
62,49	2083	208	3
62,52	2084	208	4
62,55	2085	208	5
62,58	2086	208	6
62,61	2087	208	7
.....
120,3	4010	401	0
120,33	4011	401	1
120,36	4012	401	2
120,39	4013	401	3
120,42	4014	401	4
120,45	4015	401	5
120,48	4016	401	6
120,51	4017	401	7
120,54	4018	401	8
120,57	4019	401	9

Los valores de A y N deben ser ingresados mediante la lógica correspondiente en las entradas A5 – A0 y N9 – N0 del PLL MC145152-2 respectivamente.

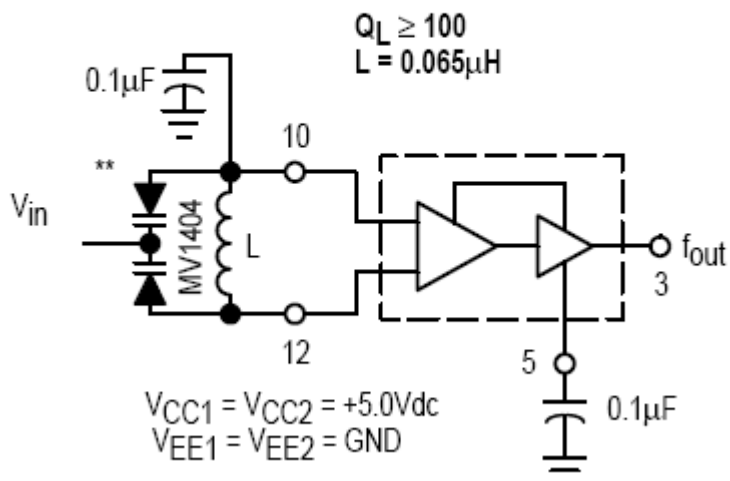
VCO**Conexión**

Para poder hacer uso del rango de frecuencias necesario para la aplicación deseada, se deberá conectar el VCO de acuerdo a lo estipulado en la pag. 5 de su hoja de datos:

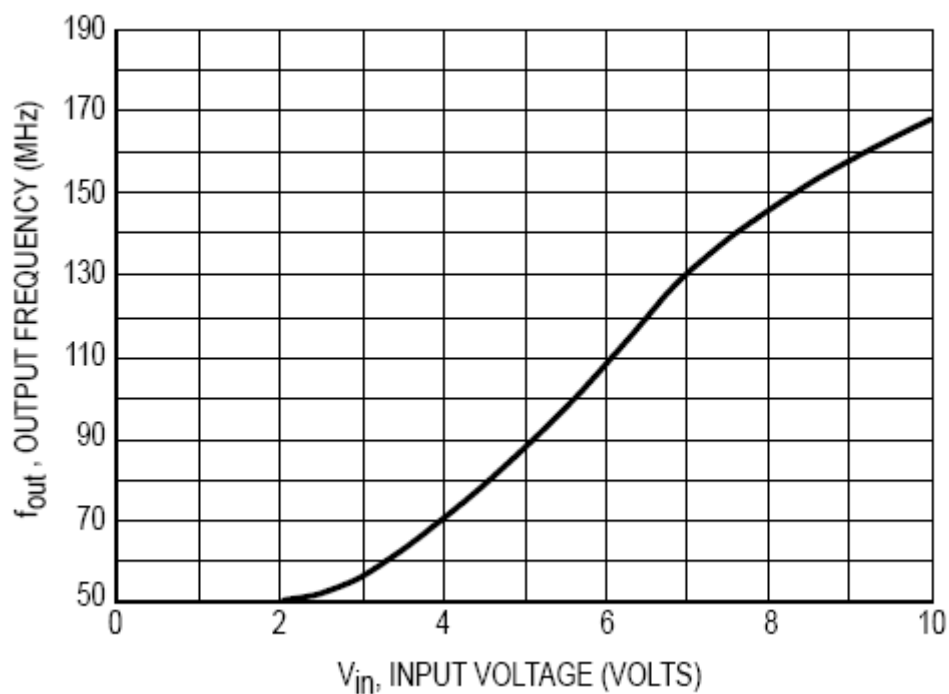


NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

L: Micro Metal Toroidal Core #T30-12,
6 turns of No. 22 copper wire.



Curva de respuesta de este modo de conexión:



Como se puede apreciar, esta curva muestra que la respuesta del VCO abarca desde los 50MHz a los 170MHz, más que suficiente para la aplicación actual

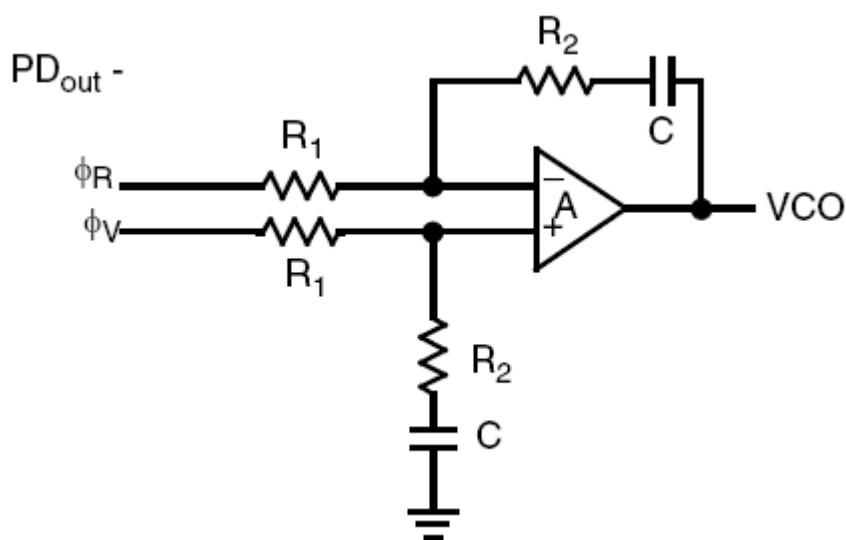


NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009
Pereyra, Estefania	50039		
Quero, Josué	50209		
Trasobares, Daniel	50281		

FPB

Como fue mencionado anteriormente, calcularemos el filtro basándonos en la nota de aplicación de la hoja de datos del PLL.

Diseño:



Ecuaciones

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{NCR_1}}$$

$$\zeta = \frac{\omega_n R_2 C}{2}$$

Para un diseño típico se hace:

$$\zeta = 1$$

$$\omega_n = 2\pi \times Fr / 10$$

Donde:



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

K_{ϕ} (Phase Detector Gain) = $V_{DD}/2\pi$ for ϕ_V and ϕ_R valores correspondientes a la aplicación.

$$K_{VCO} \text{ (VCO Gain)} = \frac{2\pi\Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}}$$

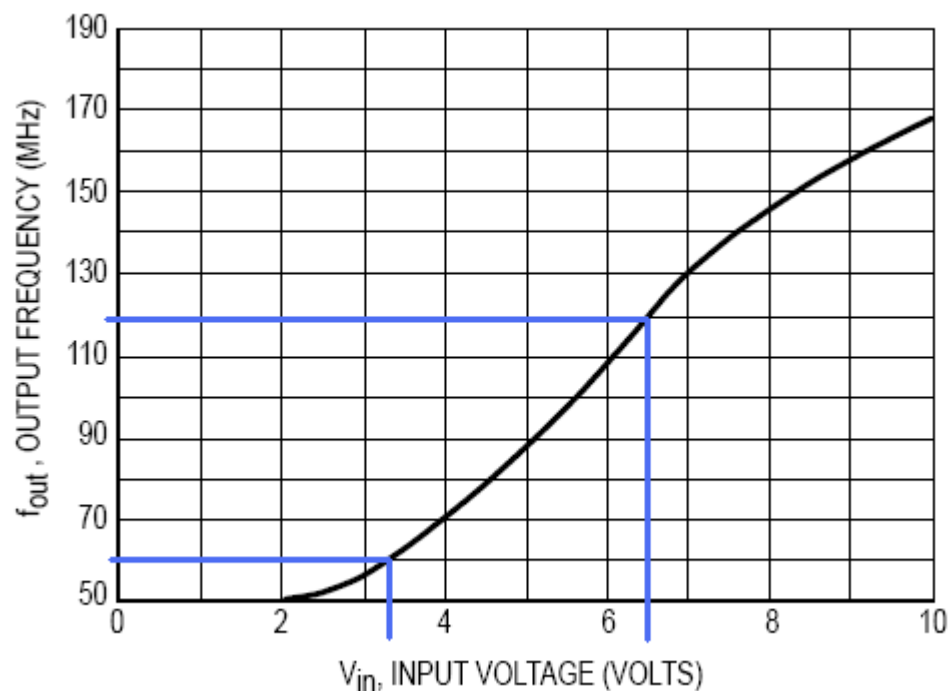
N (de ahora en más, Ntot) es el factor de división total, es decir:

$$N_{tot} = N \times P + A$$

Tomando el caso de que $N_{tot} = N_{max} = 4019$

Fr = Frecuencia de entrada en el detector de fase, del orden de los 30KHz

De la curva del VCO tenemos que:



$\Delta f_{vco} = 60\text{MHz}$ (aprox)

$\Delta V_{vco} = 3.25\text{V}$ (aprox)

Teniendo en cuenta todos estos datos, se puede calcular fácilmente el valor de R1 y R2, fijando un C = 10pF.



Albornoz, Georgina
Pereyra, Estefania
Quero, Josué
Trasobares, Daniel

49689
50039
50209
50281

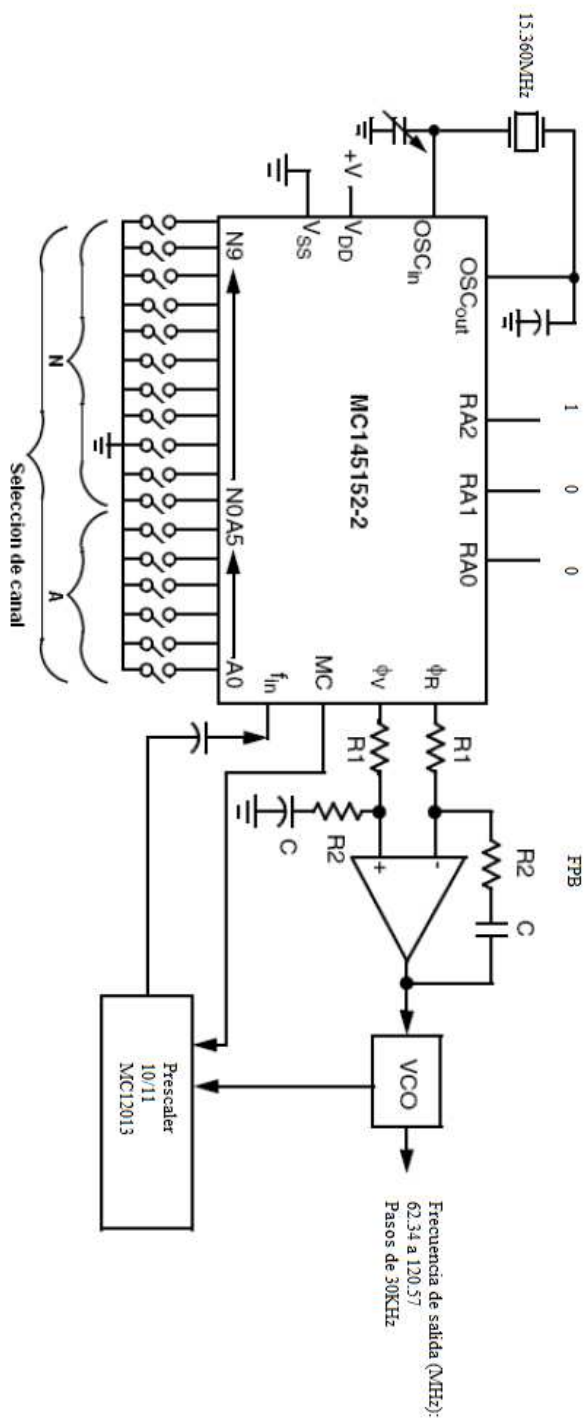
5R1

2009

$R1 = 6.46K$

$R2 = 10.6K$

Circuito final:





NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009

Conclusiones:

El PLL con prescaler de doble módulo presenta la ventaja de que, al contrario de su contraparte, el prescaler simple, no reduce la frecuencia de referencia, lo que permite que las componentes de baja frecuencia que deben pasar por el FPB hacia el VCO estén muy separadas de las componentes de alta frecuencia que deben ser filtradas, mejorando el funcionamiento del circuito ampliamente.

Por otro lado, si bien en el circuito se ven una serie de llaves para el control de N y A, es posible también usar alguna lógica combinacional para hacer la selección de canales de manera digital

Es posible diseñar un FPB mucho más simple, pero que no aprovecha del todo las capacidades del integrado PLL, ya que el propósito de este TP era solo el desarrollo teórico, se optó por elevar la eficiencia, y no la simpleza del circuito. Es posible, que de tener que llevar a cabo la implementación del sistema el FPB seleccionado sería de otro tipo, un filtro RC, por su mayor simpleza y menor costo frente al filtro activo usado en este TP