



Universidad  
Nacional  
de Córdoba



# **SISTEMA DE CONTROL DE RIEGO POR SENSADO DE HUMEDAD**

**Trabajo Final**

**Sistemas de Control I**

**Alumno:** Rodriguez, Luciano Ariel (40703131).

**Comisión:** Agüero – Reyes.

**Carrera:** Ingeniería en Computación.

# ÍNDICE

Objetivos – Introducción .....	4
Principio de funcionamiento .....	4
Materiales .....	4
Teoría y modelos matemáticos.....	5
<b>Modelado Matemático .....</b>	<b>5</b>
Motor CC.....	5
Tierra.....	9
Porcentaje Humedad.....	9
Sensor.....	10
<b>Diagrama de bloques.....</b>	<b>10</b>
<b>Funciones de transferencia.....</b>	<b>10</b>
Lazo abierto.....	11
Lazo cerrado.....	11
<b>Análisis temporal.....</b>	<b>12</b>
Criterio de estabilidad por Routh-Hurwitz.....	12
Estabilidad por lugar de raíces .....	13
Análisis de error en estado estable.....	15
<b>Análisis respuesta transitoria .....</b>	<b>17</b>
<b>Requerimientos.....</b>	<b>20</b>
<b>Compensación.....</b>	<b>20</b>
<b>Respuesta en frecuencia.....</b>	<b>27</b>
<b>Análisis del sistema compensado.....</b>	<b>30</b>
<b>Conclusiones en cuanto al sistema .....</b>	<b>37</b>
<b>Circuito.....</b>	<b>39</b>
<b>Conclusión personal.....</b>	<b>39</b>
<b>Bibliografía.....</b>	<b>40</b>
<b>Código MATLAB.....</b>	<b>40</b>
<b>DatasheetLM193.....</b>	<b>41</b>

## Objetivos e Introducción

El objetivo de este proyecto es llevar a cabo el diseño y analizar un sistema de control a partir de lo aprendido en la cursada de la asignatura Sistemas de Control I. El objetivo del sistema es controlar la humedad de suelo mediante un sensor, donde en base a su señal se proveerá de agua o no para conseguir la humedad deseada. Por llevarlo a un caso de la vida cotidiana, se refiere al suelo como la tierra de una maceta de cualquier planta.

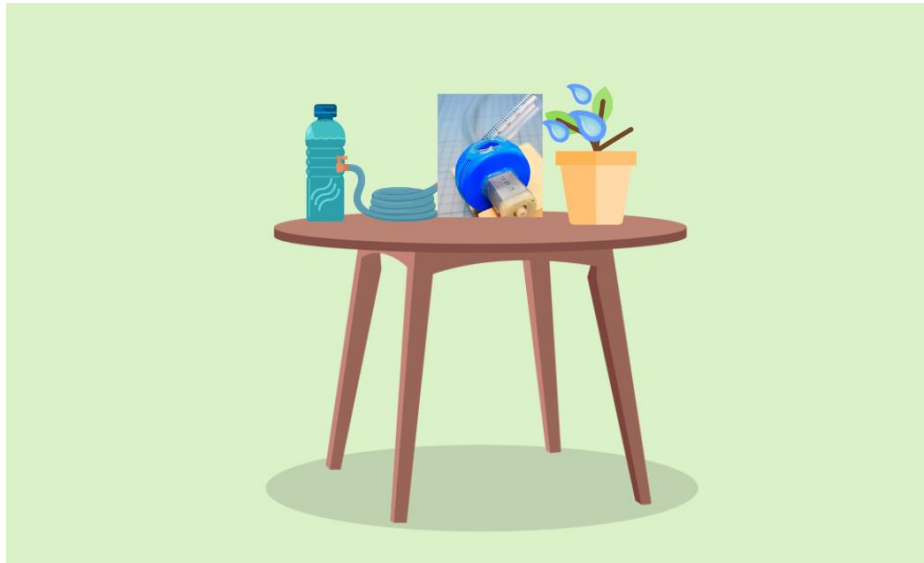


Fig. Representación física de la idea.

## Principio de funcionamiento

El **funcionamiento** del sistema es usar como fuente de agua un recipiente que estará conectado mediante una manguera de goma a la “mini” bomba de agua, que está formada por un motor de corriente continua y unas aspas de plástico que impulsarán el agua desde la manguera de entrada, a otra manguera de salida que estará dirigida a la planta donde tendrá lugar de instalación el sensor de humedad. ***El problema se plantea simplemente para regar o no regar la planta, es decir, el motor trabajará a máxima potencia hasta que se logre la humedad, y una vez conseguido, se apagará.***

## Materiales

- Recipiente de agua.
- Mangueras de goma.
- Motor CC 5V.
- Sensor de humedad Arduino.
- Placa Arduino UNO.

## Teoría y Modelos Matemáticos

Como se ha definido anteriormente, utilizaremos como bomba un motor de corriente continua que justamente funcionará como ello, por ende, no se obtienen datos de caudal entregado. Para tener una aproximación nos referimos a otro tipo de bomba de Arduino que está diseñada para ello (*Este modelo no fue utilizado en el proyecto por cuestiones de simulación y porque se intenta trabajar con modelos matemáticos vistos en clases*). Este tipo de bomba 5V mueve 2 litros por minuto y nos aferraremos a esa tasa.

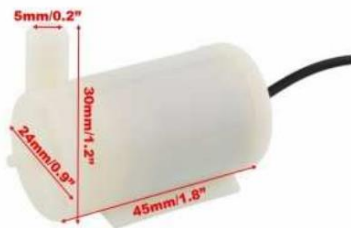


Fig. bomba aproximación.

Nuestra **variable de entrada** es una tensión 0V – 5V y que se relaciona:

$0\text{ V} = \text{Bomba apagada.}$

$5\text{ V} = \text{Máxima potencia.}$

Cuando hablamos de máxima potencia, se define para lograr el %100 de humedad del terreno. Para nuestra maceta modelo tenemos como referencia que es de un volumen de 75 litros. Por ende

$$\%100 \text{ humedad} \rightarrow 75[L] = 0,075[m^3]$$



Fig. Maceta modelo.

Como **variable de salida** nos referimos a la **humedad** presente en el suelo, que se calcula mediante el volumen de agua que está presente en la maceta.

La **humedad de la tierra de la maceta** será medida con un sensor tipo Arduino que hace la conversión de %humedad a una tensión proporcional que será comparado con una tensión de referencia.

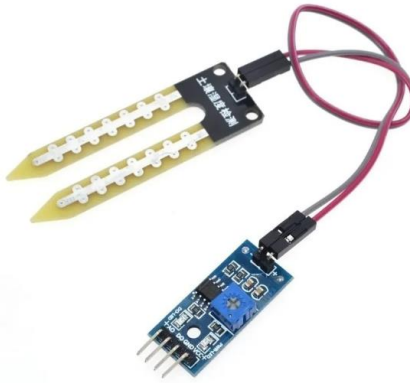


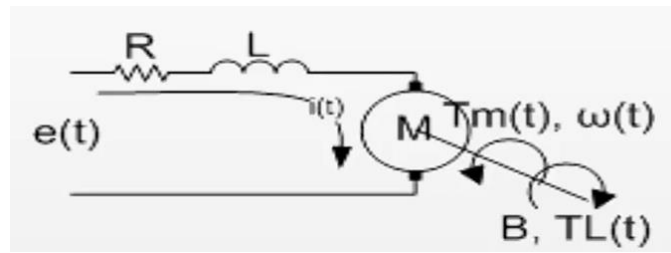
Fig. Sensor de humedad a utilizar.

## **Modelado matemático**

La FdT entre una variable de salida y una variable de entrada de un sistema lineal e invariante en el tiempo se define como la transformada de Laplace de la respuesta al impulso, con todas las condiciones iniciales iguales a cero. Permite predecir la estabilidad, la forma de la salida y el valor final de la salida, sin necesidad de resolver ecuaciones diferenciales o productos de convolución.

## **Motor CC**

Para encontrar la función transferencia primero necesitamos el modelo matemático, que en el caso del motor de corriente directa se compone como:



$$e(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + K\omega(t) \quad \text{Ley de Kirchhoff}$$

$$J \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} = Tm(t) - B \frac{d\theta(t)}{dt} - Tl(t) \quad 2^\circ \text{ Ley de Newton}$$

$e(t)$ : Tensión de entrada.

$J$ : Inercia del motor.

$R$ : Resistencia del bobinado.

$Tm$ : Torque motriz.

$L$ : Inductancia del bobinado.

$B$ : Coeficiente de amort/rozamiento.

$\omega$ : Velocidad angular.

$Tl$ : Carga.

$i(t)$ : Corriente del circuito.

Como guía utilizamos los procedimientos vistos en clases para acceder a la función transferencia. Teniendo en cuenta relaciones de  $\omega$ ,  $\theta$  y  $Tm$  con respecto a la corriente, podemos reescribir en el dominio de Laplace

$$E(s) = RI(s) + LsI(s) + K\Omega(s)$$

$$Js\Omega(s) = KI(s) - B\Omega(s) - Tl(s)$$

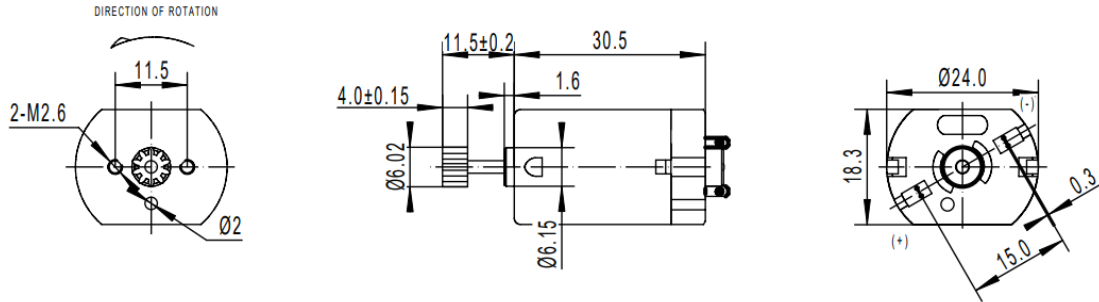
De donde reemplazando para  $\frac{\Omega(s)}{E(s)}$  con  $Tl(s) = 0$  se obtiene finalmente

$$\frac{\Omega(s)}{E(s)} = \frac{K}{JLs^2 + (BL + JR)s + BR + K^2}$$

expresando así la función de transferencia para una relación Velocidad/Tensión.

Para nuestro trabajo se hace una aproximación de primer orden y luego compararemos su funcionamiento, ya que se dificulta tanto desde la simulación como medición de los

algunos parámetros del motor. Siguiendo las características de nuestro motor donde las que más nos importan son:



*Voltaje de operación: 6.0 [V]DC.*

*Velocidad sin carga: 7500 ± %10 [rpm].*

*Corriente sin carga: 90 (120 MÁX) [mA].*

*Velocidad con una carga de 30g.cm: 6100 [rpm].*

Apoyándose en simulaciones nuestro motor no tiene cierto retardo en alcanzar su velocidad tope, pero teniendo en cuenta la carga que tendrá (hélice + fuerza del agua) suponemos que tarda aproximadamente 0,25 [seg] y las rpm de referencia con carga.

Modificando la representación de la función de transferencia del motor obtenida antes la podemos expresar como

$$\frac{\Omega(s)}{V(s)} = \frac{\frac{K}{LJ}}{\left(s + \frac{R}{L}\right)\left(s + \frac{B}{J}\right) + \frac{K^2}{LJ}} = \frac{\frac{K}{LJ}}{\left(s + \frac{1}{\tau_e}\right)\left(s + \frac{1}{\tau_m}\right) + \frac{K^2}{LJ}}$$

Donde un polo depende de la parte eléctrica y el otro polo depende de la parte mecánica. En los motores y en general, las constantes de tiempo mecánicas son mucho mayor a las constantes de tiempo eléctricas, por lo tanto, nos queda la aproximación

$$\frac{\Omega(s)}{V(s)} \approx \frac{K^*}{\tau_m s + 1} \approx K^*$$

Ahora a partir de los parámetros y llevándolos a unidades acordes podemos reemplazar.

$$K = \frac{\frac{VelocidadMÁX}{VoltajeMÁX}}{\tau s + 1}$$

$$VelocidadMÁX = 6100 \text{ [rpm]} = 6100 \text{ [rpm]} \times \frac{2\pi \text{ [radianes]}}{60 \text{ [seg]}} = 638,79 \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right].$$

$$VoltajeMÁX = 6,00 \text{ [V]}.$$

$$\tau = 0,25 \text{ [seg]}.$$

$$K = \frac{\frac{638,79}{6,00}}{0,25s + 1} = \frac{106,47}{0,25s + 1}$$

La grafica de la FdT en el tiempo se ve como:

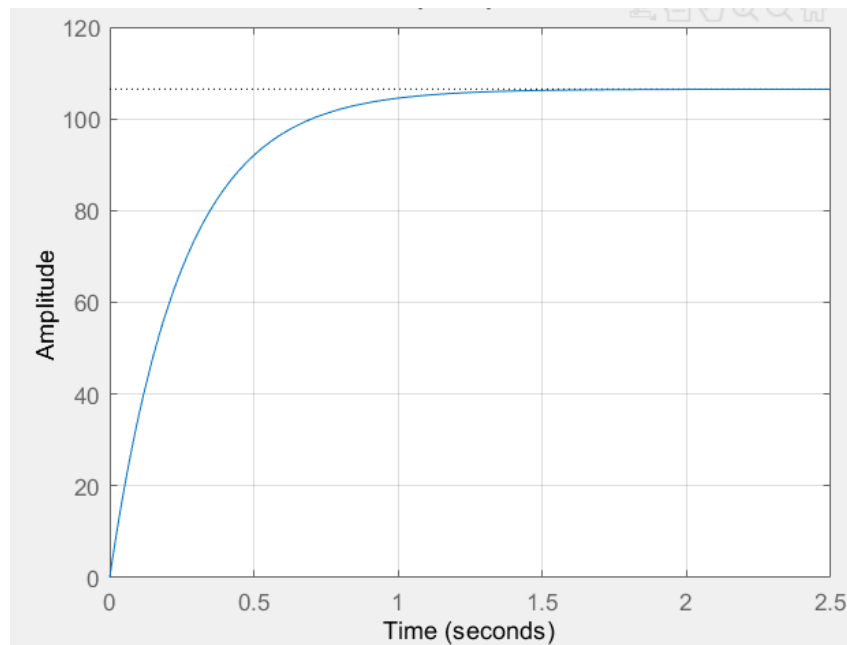


Fig. FdT MotorCC.

Que se asemeja al caso de un  $\xi \approx 1$  de un sistema de segundo orden



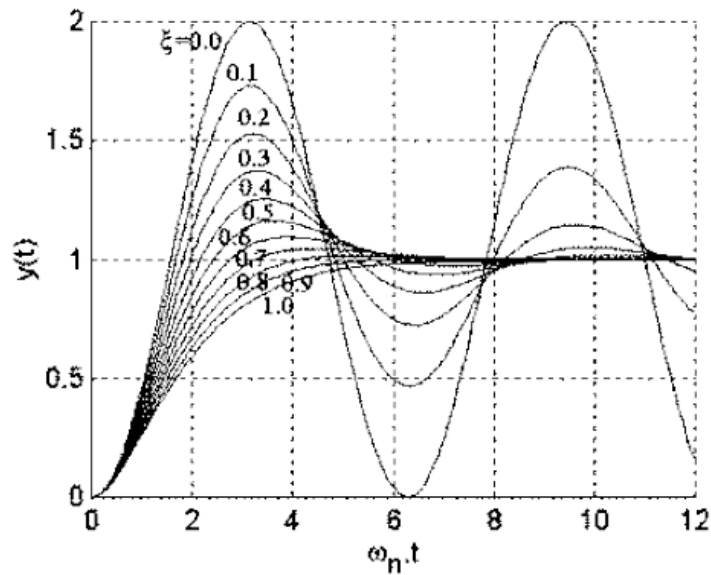


Fig. variación de función general de segundo orden según el valor de psita.

## Tierra

La cantidad de agua aproximada de agua que se puede suministrar para la maceta es de  $0,075m^3$  lo que anteriormente definimos como la humedad %100. Se supone que la “bomba” tarda unos 4,5 minutos (270 segundos) en cumplirlo. Por lo tanto, el  $\tau$  de la bomba para un %63 es 170,1 segundos.

$$\frac{\text{Volumen}}{\text{Potencia de la bomba}} = \frac{\frac{0,075m^3}{100}}{170,1seg + 1} = \frac{0,00075}{170,1seg + 1} \approx \frac{7,5 * 10^{-4}}{170,1 + 1}$$

## Porcentaje de humedad

Para este bloque definimos la conversión de volumen de agua a porcentaje de humedad que esté presente en la tierra de la maceta. Entonces, planteamos la relación

$$\frac{\%Humedad}{\text{Volumen de agua}} = \frac{\%100}{0,075m^3} \approx 1333,33$$

## Sensor

Nuestro sensor funciona con la lógica sencilla de detectar un cierto valor de %humedad, y enviar o no la señal. Para su definición extraemos el dato del  $\tau$  de la hoja de datos y es  $1,3\mu S$ . El controlador se implementará simulando con la placa Arduino UNO por lo que la tensión entregada en positivo es de 5 voltios, se adjuntan más detalles en la hoja de datos.

$$\frac{\text{Voltaje positivo lógico}}{\text{Tiempo}} = \frac{5V}{1,3[\mu S] + 1}$$

## Diagrama de bloques del sistema

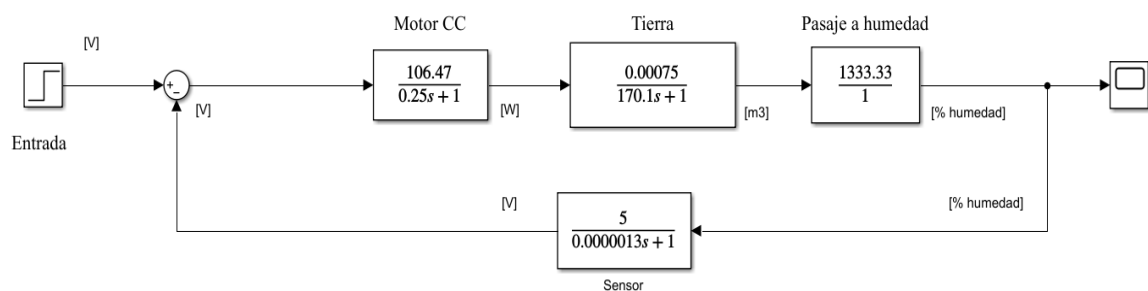


Fig. Diagrama de bloques del sistema.

## Función de transferencia a lazo abierto

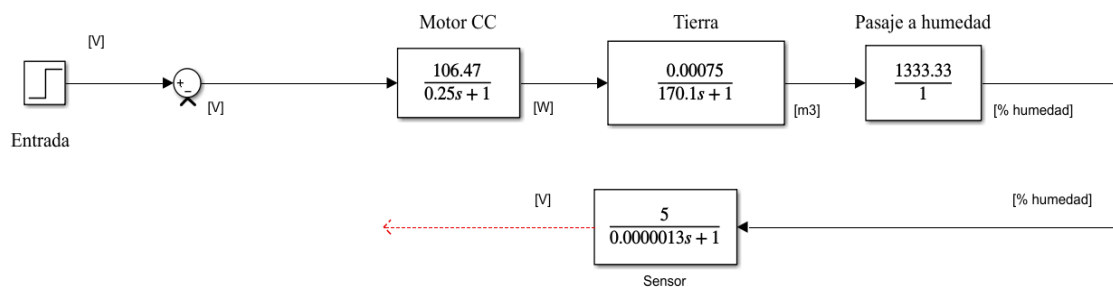


Fig. diagrama de bloques FdTLA.

$$F_{LA} = MotorCC(s) * Tierra(s) * PasajeAHumedad(s) * Sensor(s) = \frac{Salida}{Entrada}$$

$$F_{LA} = \frac{106,47}{0,25s + 1} * \frac{7,5 * 10^{-4}}{170,1s + 1} * \frac{1333,33}{1} * \frac{5}{0,0000013s + 1}$$

$$F_{LA} = \frac{532,30}{5,53 * 10^{-5}s^3 + 42,53 s^2 + 170,4s + 1}$$

$$F_{LA}(zpk) = \frac{9,63 * 10^6}{(s + 7,69 * 10^5) (s + 4) (s + 0.005879)}$$

### Función de transferencia a lazo cerrado

$$F_{LC} = \frac{G(s)}{1 + Sensor(s) * G(s)}$$

$$F_{LC} = \frac{2,504}{s^2 + 4.01s + 12,54}$$

PolosFdTLC =

-2.0029 + 2.9207i  
-2.0029 - 2.9207i

Fig. Polos de FdTLC obtenidos en MATLAB.

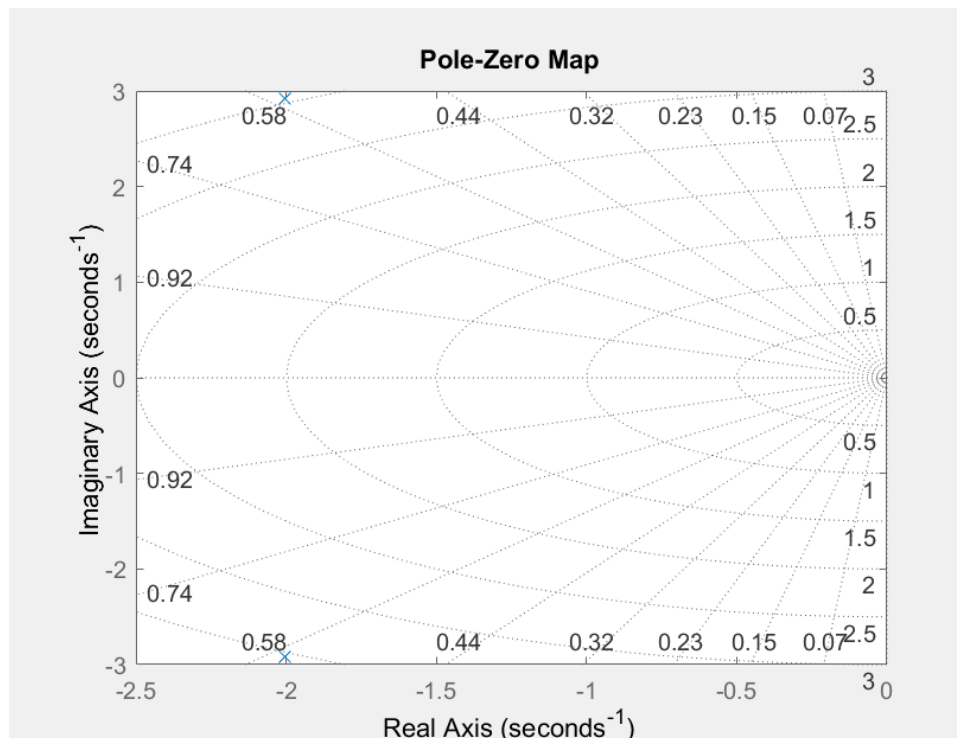


Fig. Polos y ceros de FdTLC obtenidos en MATLAB.

### Estabilidad por criterio Routh-Hurwitz

Analizaremos la ecuación característica del sistema para analizar la estabilidad del sistema. Esta ecuación se obtiene del denominador de la función a lazo cerrado y es

$$1 + K * G(s) * H(s) = 0$$

Donde  $G(s)$  es la función a lazo abierto y  $H(s)$  es la realimentación proporcionada por el lazo del sensado. De allí

$$5.528 * 10^{-5} s^3 + 42.53 s^2 + 170.4s + 1 + K = 0$$

Utilizaremos este método que nos brindará la ganancia para el cual el sistema se mantiene estable. Para esto se analizan los coeficientes, cambios de signo y desigualdades.

	$a_0$	$a_2$	$a_4$
$s^3$	$5,528 * 10^{-5}$	170,4	0
	$a_1$	$a_3$	$a_5$
$s^2$	42,53	$1 + K$	0
	$b_1$	$b_2$	
$s^1$	$\frac{7247,11 - 5,528 * 10^{-5}K}{42,53}$		
	$c_1$		
$s^0$	$1 + K$		

Para garantizar la estabilidad analizaremos la primer columna y sus cambios de signos. Podemos ver que  $a_0$  y  $a_1$  son positivos ahora estudiaremos los valores de  $K$  para los que  $b_1$  y  $c_1$  se mantengan positivos.

En  $b_1$  :

$$\frac{7247,11 - 5,528 * 10^{-5}K}{42,53} \geq 0$$

$$131,6 * 10^6 \geq K$$

En  $c_1$ :

$$1 + K \geq 0$$

$$1 \geq -K$$

$$K \geq -1$$

Como no consideramos valores de  $K$  negativos, el sistema será estable para un amplio rango de ganancias. Para nuestra utilización utilizaremos un el  $K$  mínimo para la estabilidad .

### Estabilidad por lugar de raíces

A partir del grafico de lugar de raíces claramente observamos que los polos están en el semiplano izquierdo, lo que nos da la razón de que el sistema es estable siempre y cuando los valores de la ganancia sea menor al valro con el que las raíces cruzan al eje para  $X=0$ .

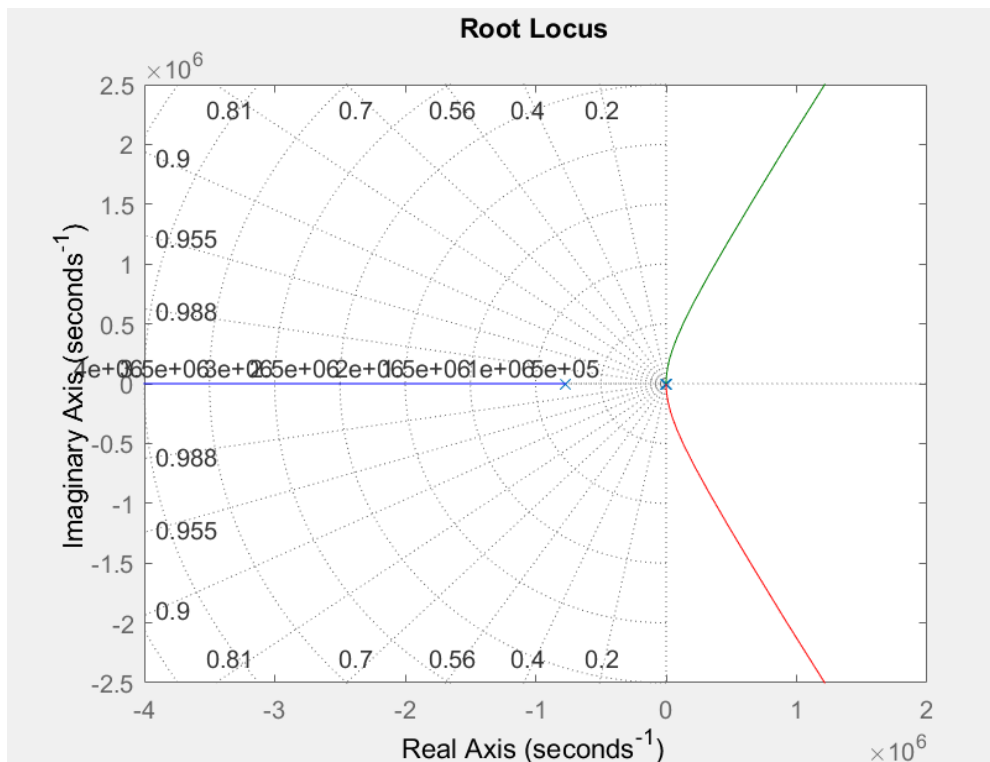


Fig. Gráfico de lugar de raíces de FdTLA (rlocus).

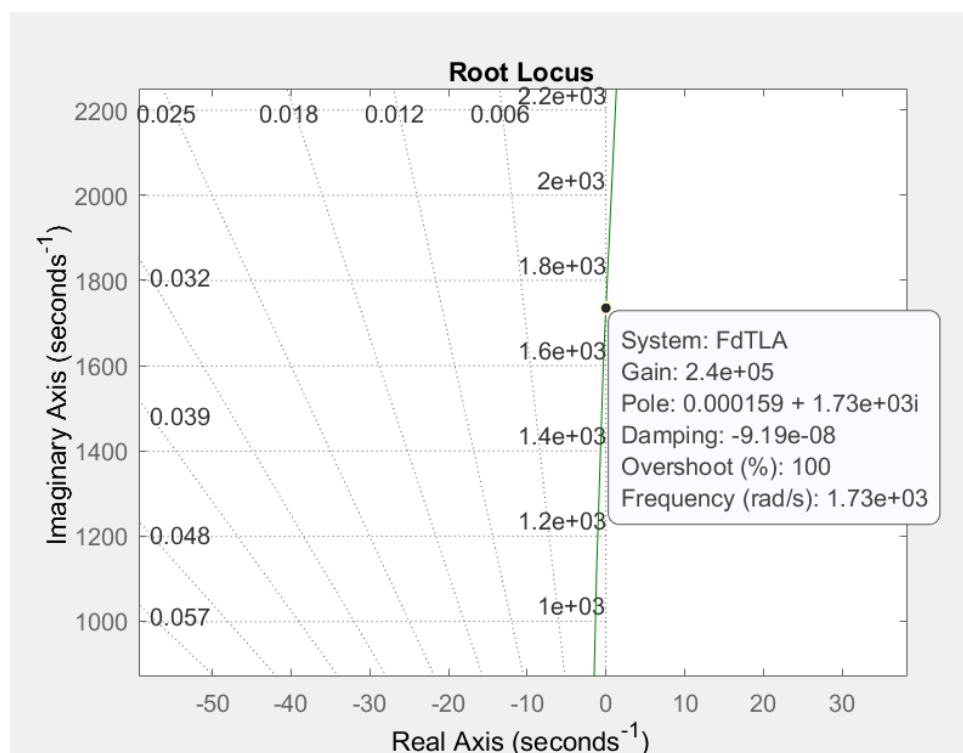


Fig. Valor de ganancia crítica obtenido de un zoom del gráfico anterior.

## Análisis de error en estado estable

El error en estado estable se define como

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s)$$

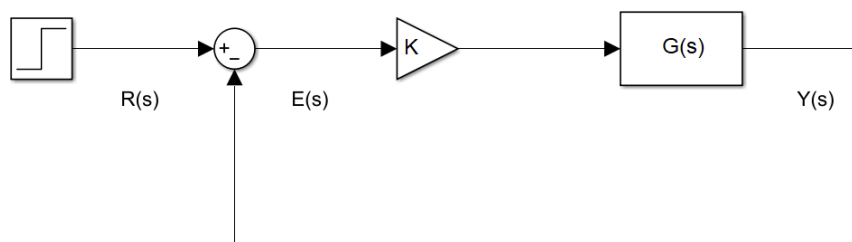


Fig. representación de sistema para calculo de ess.

Siguiendo el diagrama podemos expresar a  $E(s)$  como

$$E(s) = R(s) - Y(s)$$

$$E(s) = R(s) - G(s)E(s)$$

$$E(s)[1 + G(s)] = R(s)$$

$$E(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)}$$

Recordamos que el error en estado estable depende de la entrada y del tipo del sistema.

### ➤ Entrada Escalón:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + G(s)H(s)} = \frac{1}{1 + k_p}$$

$$k_p = \text{ctte de error} = \lim_{s \rightarrow 0} G(s)H(s)$$

$$k_p = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{532,3}{5,53 * 10^{-5} s^3 + 42,53 s^2 + 170,4s + 1}$$

$$k_p = 532,3$$

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + k_p} = 1,88 * 10^{-3} * 100 \approx \%0,188$$

Podemos observar que es constante pero cercano a cero para una entrada tipo escalón lo que resulta razonable ya que  $G(s)*E(s)$  tiene un polo muy cercano a cero.

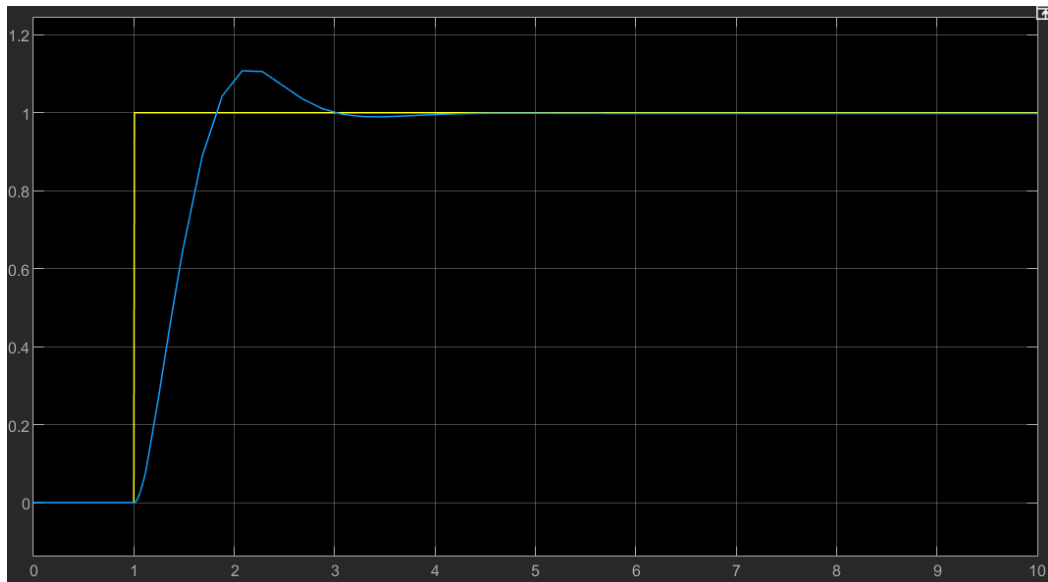


Fig. Salida del sistema para entrada escalón.

### ➤ Entrada rampa

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + s * G(s) * H(s)} = \frac{1}{k_v}$$

$$k_v = \text{ctte de error} = \lim_{s \rightarrow 0} s * G(s) * H(s)$$

$$k_v = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s * 532,3}{5,53 * 10^{-5} s^3 + 42,53 s^2 + 170,4s + 1} = 0$$



Por lo tanto

$$e_{ss} = \frac{1}{k_v} \rightarrow \infty$$

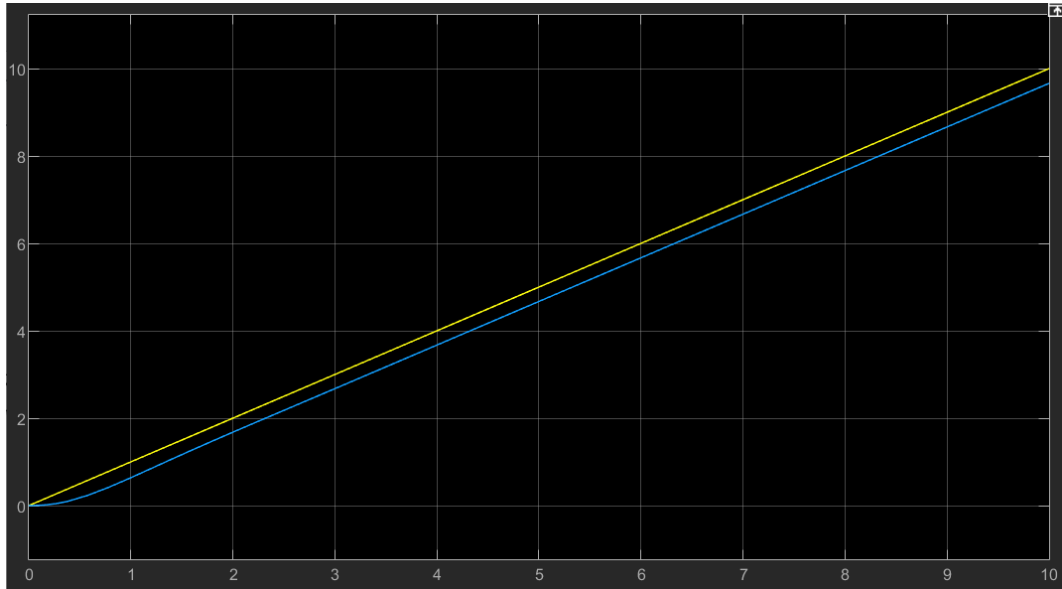


Fig. Salida del sistema para entrada rampa.

➤ **Entrada parábola:**

$$k_a = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2 * 532,3}{5,53 * 10^{-5} s^3 + 42,53 s^2 + 170.4s + 1} = 0$$

$$e_{ss} = \frac{1}{k_a} \rightarrow \infty$$

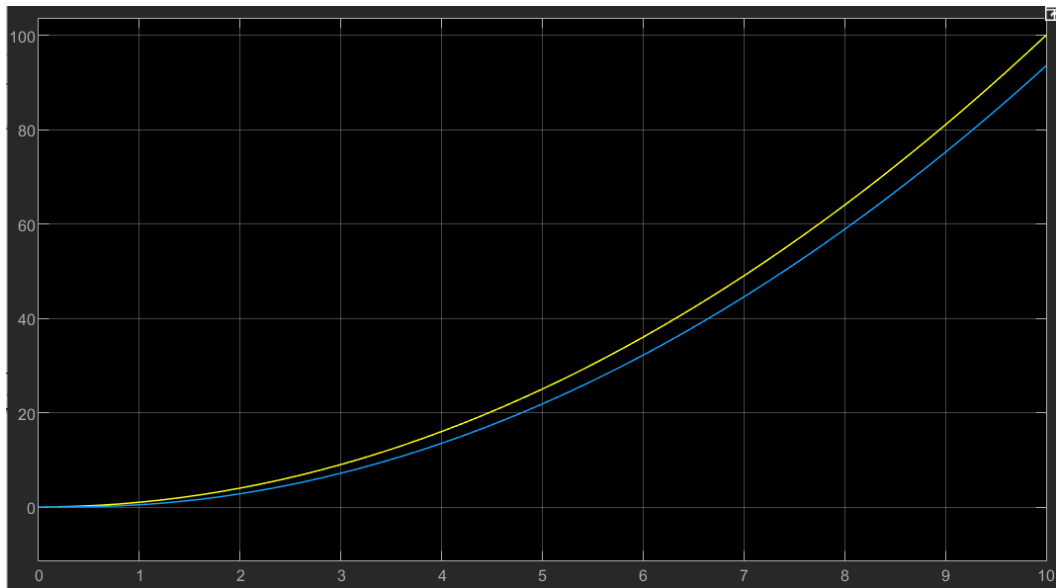


Fig. Salida del sistema para entrada parábola.

### Análisis respuesta transitoria

Partiendo de la función representativa de segundo orden

$$G(s) = \frac{K * \omega_n^2}{s^2 + s * 2 * \xi * \omega_n + \omega_n^2}$$

Transluciendo con nuestra función a lazo cerrado

$$FdTLC = \frac{2,504}{s^2 + 4,01s + 12,54}$$

De la función destacamos la frecuencia no amortiguada  $\omega_n$  que colabora para el cálculo del tiempo de establecimiento, y el factor de amortiguamiento  $\xi$  que se relaciona al sobre pasamiento. Por comparación:

➤  $\omega_n$ :

$$\omega_n^2 = 12,54$$

$$\omega_n = \sqrt{12,54} \approx 3,54$$

➤  $\xi$ :

$$2 * \xi * \omega_n = 4,01$$

$$\xi = \frac{4,01}{2 * 3,54} \approx 0,57$$

➤  $K$  para estos parámetros:

$$K * \omega_n^2 = 2,504$$

$$K = \frac{2,504}{12,54} \approx 0,20$$

➤ *Sobrepasamiento*

$$Mp = e^{\frac{-\pi * \xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} = e^{\frac{-\pi * 0,57}{\sqrt{1-0,57^2}}} = 0,113 = \%11,3$$

➤ *Tiempo de establecimiento*

$$t_s = \frac{4}{\xi * \omega_n} = \frac{4}{0,57 * 3,54} \approx 1,98 [s]$$

➤ *Tiempo de punto pico*

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n * \sqrt{1-\xi^2}} = \frac{\pi}{3,54 \sqrt{1-0,57^2}} \approx 1,08 [s]$$

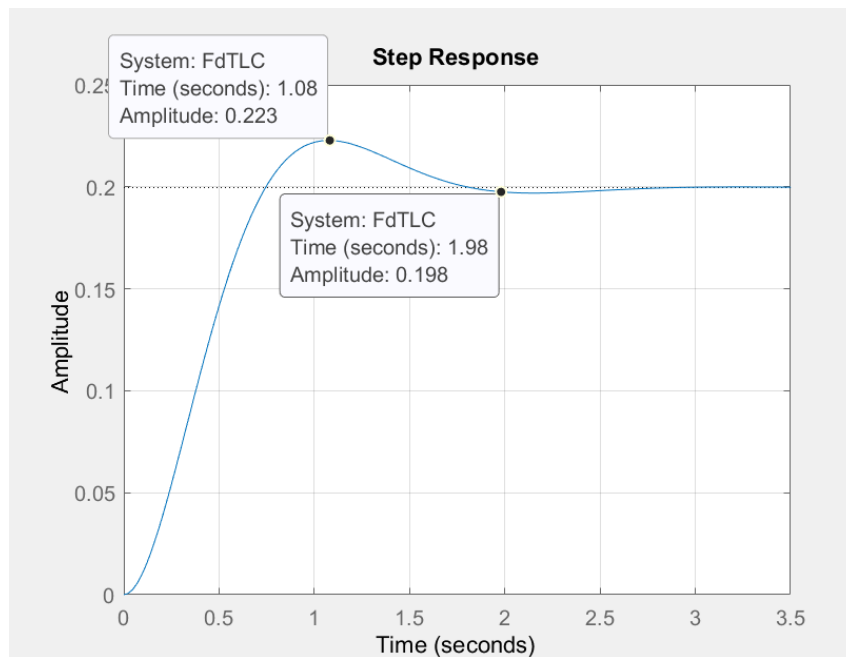


Fig. Identificación de los parámetros de la función en la gráfica.

## Requerimientos

A continuación, defino los requerimientos deseados para el sistema

- Sobrepasamiento máximo: 0%
- Tiempo de establecimiento:  $\frac{1}{2}$  segundo o mantenerse en un rango de menor a 1 segundo.
- Error en estado estable para entrada escalón tendiente a cero.

## Compensación

Se decidió utilizar compensador de tipo PI con cancelación de polo dominante. Este tipo de compensador cancela un polo y nos agrega otro polo al origen, lo que elimina el error en estado estable ante una entrada escalón.

La función de transferencia del compensador es:

$$PI(s) = \frac{k_p(T_i * s + 1)}{T_i * s} = \frac{k_p(s + \frac{1}{T_i})}{s}$$

El polo dominante del sistema es

$$P = 0,005879 = \frac{1}{T}$$

Ahora la función de transferencia a lazo abierto con el compensador

$$FdTLA[compensada] = \frac{9.6296 * 10^6}{(s + 7.692 * 10^5)(s + 4)s}$$

Teniendo en cuenta la discretización de la acción integrativa

$$\frac{dFdTLA[compensada]}{ds} = \frac{d}{ds} \left( \frac{9.6296 * 10^6}{s^3 + 769204 s^2 + 3.077 * 10^6 s} \right)$$

$$\frac{dFdTLA[compensada]}{ds} = \frac{28,89 * 10^6 * s^2 + 1,48 * 10^{13} * s + 2,96 * 10^{13}}{(s^3 + 769204 s^2 + 3.077 * 10^6 s)^2}$$

Ahora buscando los valores que anulan al numerador, por ende a la derivada:

$$s_0 = -2 ; s_1 = -5,12 * 10^5$$

Seleccionamos el valor más cercano al origen y lo reemplazamos en la expresión

$$\left| \frac{1}{k_p} \right| = \left| \frac{9.6296 * 10^6}{(-2 + 7.692 * 10^5)(-2 + 4)(-2)} \right| \approx 3,13$$

$$k_p = \frac{1}{3,13} \approx 0,32$$

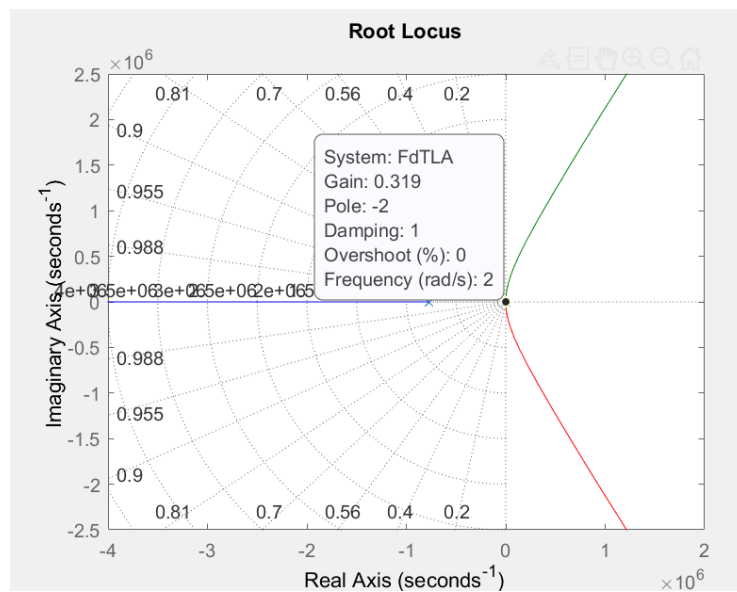


Fig. Ubicación de la ganancia de  $k_p$  en el lugar de raíces.

Y finalmente la transferencia del compensador es:

$$PI_{(s)} = \frac{0,32 * (s + 0,005879)}{s}$$

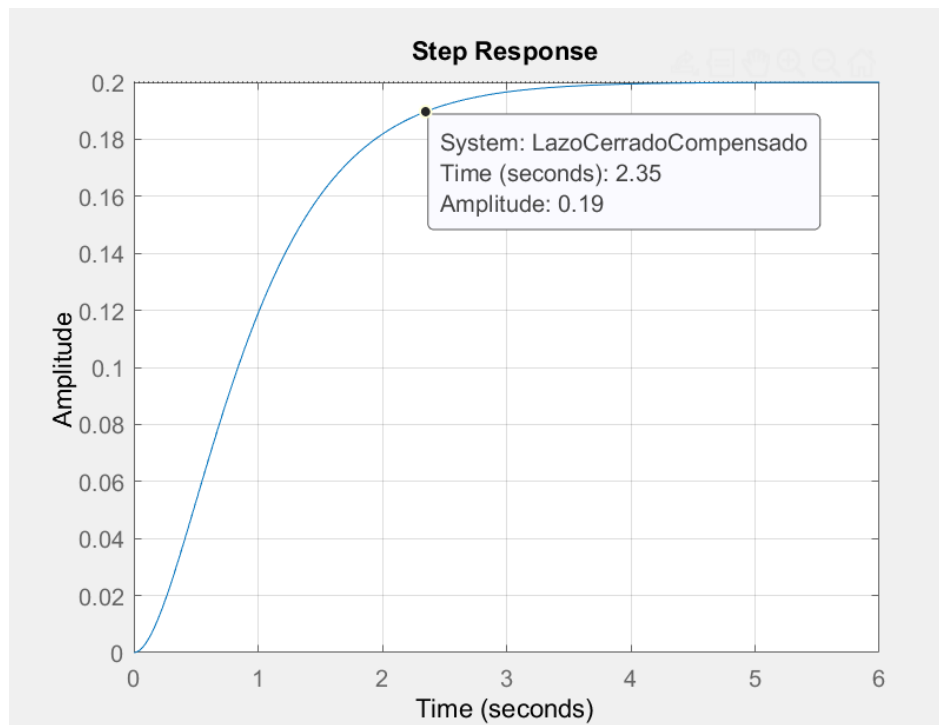


Fig. Respuesta del sistema a lazo cerrado con el compensador.

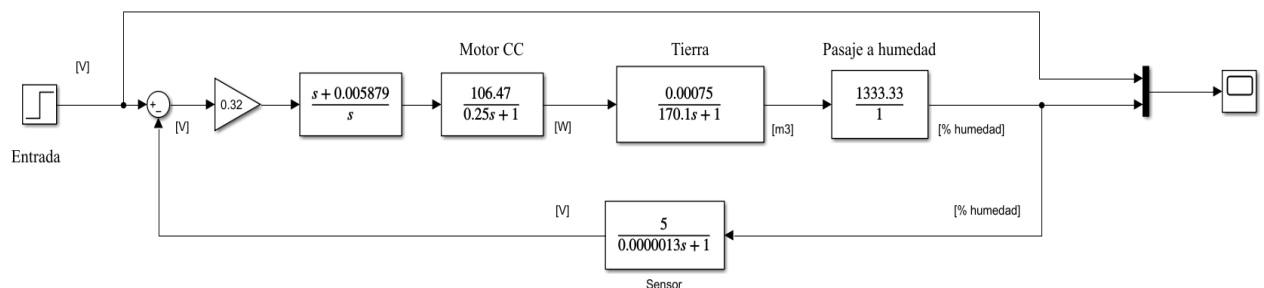


Fig. Diagrama de bloques actualizado con el compensador.

Observamos que se logró un requerimiento del diseño, pero también vemos que aumentó notablemente el tiempo de establecimiento del sistema. Para intentar mejorar este requerimiento, y que la respuesta se mantenga sub-amortiguada ( $\zeta=0,707$ ), vamos a definir la frecuencia natural para un  $\tau$  de 0,5 segundos como:

$$\omega_n = \frac{4}{0,707 * 0,5[seg]} = 11,31 \left[ \frac{rad}{s} \right]$$

Con  $\xi$  y  $\omega_n$  definimos un punto de diseño que vamos a requerir, donde aplicaremos el método de la bisectriz para definir un nuevo compensador que aplicaremos al sistema. El punto de diseño es entonces:

$$S = 11,31 \angle 45^\circ = 8 + j8$$

Se lleva a cabo entonces el método de la bisectriz, por lo que trazando los segmentos desde los polos del sistema

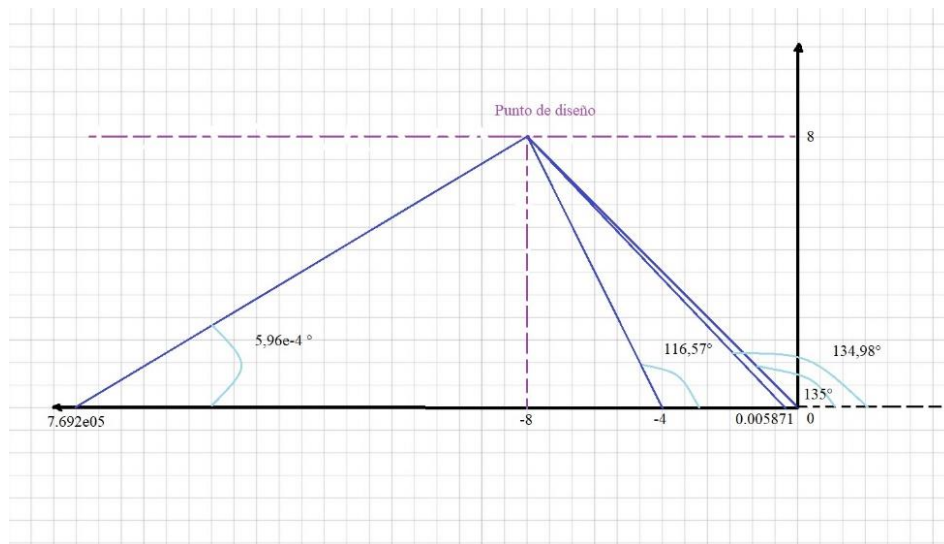


Fig. Bosquejo de grafico utilizado para el método de la bisectriz.

Nótese que si bien, hemos “cancelado” un polo anteriormente, lo tenemos en cuenta para estos cálculos, es decir, se tiene en las expresiones el cero y el polo, ya que no se quiso alterar la ecuación característica original.

Mediante ángulos notables establecimos los ángulos para los segmentos que unen los polos con el punto de diseño declarado anteriormente

$$\angle P_0 = 135^\circ$$

$$\angle P_1 = 134,98^\circ$$

$$\angle P_2 = 116,57^\circ$$

$$\angle P_3 = 5,96 * 10^{-4}^\circ$$

Así para nuestro compensador tendremos un ángulo

$$-135 - 134,98 - 116,57 - 5,96 * 10^{-4} + Comp^{\circ} = 180(2i + 1)$$

$$Comp^{\circ} = -180 + 386,55 = 206,55^{\circ}$$

Observamos que es un valor positivo (adelanto) y como es un ángulo de un valor muy grande para las implementaciones, decidimos reducirlo (en cascada) para un factor 4 tal que:

$$Comp^{\circ} = \frac{206,55}{4} = 36,5^{\circ}$$

Ahora pasamos a la ubicación exacta del punto de diseño, el polo y el cero

$$Angulo\ de\ la\ bisectriz = \frac{135^{\circ}}{2} = 67,5^{\circ}$$

$$Punto\ de\ bisectriz = (tg(67,5 - 45^{\circ}) * (-8)) - 8 = -11,31$$

$$Punto\ Zero = \left( tg\left(\frac{45}{2} - \frac{36,5}{2}\right) * (-8) \right) - 8 = -8,70$$

$$Punto\ Polo = \left( tg\left(\frac{45}{2} + \frac{36,5}{2}\right) * (-8) \right) - 8 = -14,89$$

Entonces el compensador nos queda

$$C_{(s)} = \frac{(s + 8,70)^4}{(s + 14,89)^4}$$



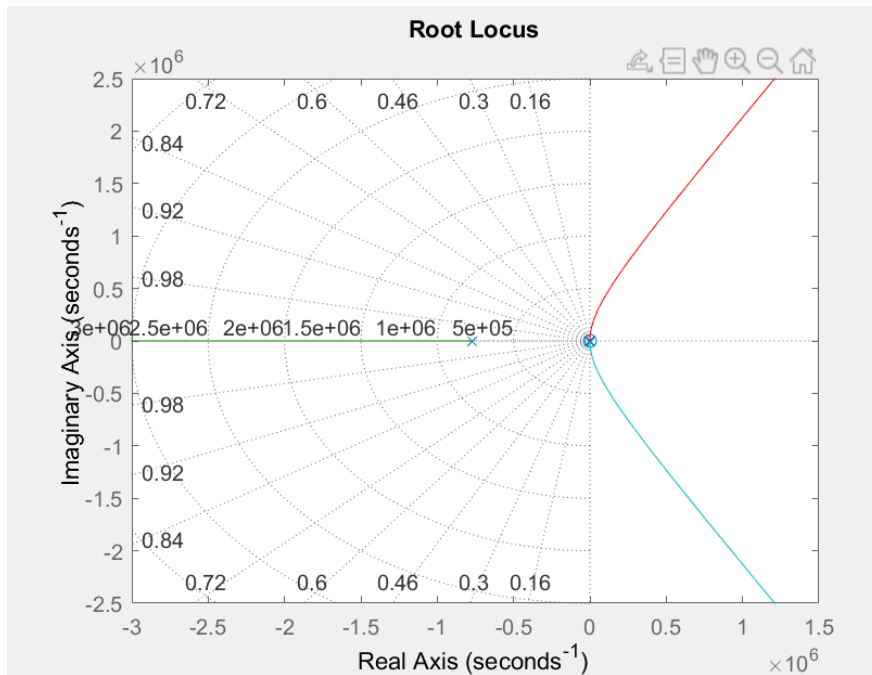


Fig. Gráfico lugar de raíces

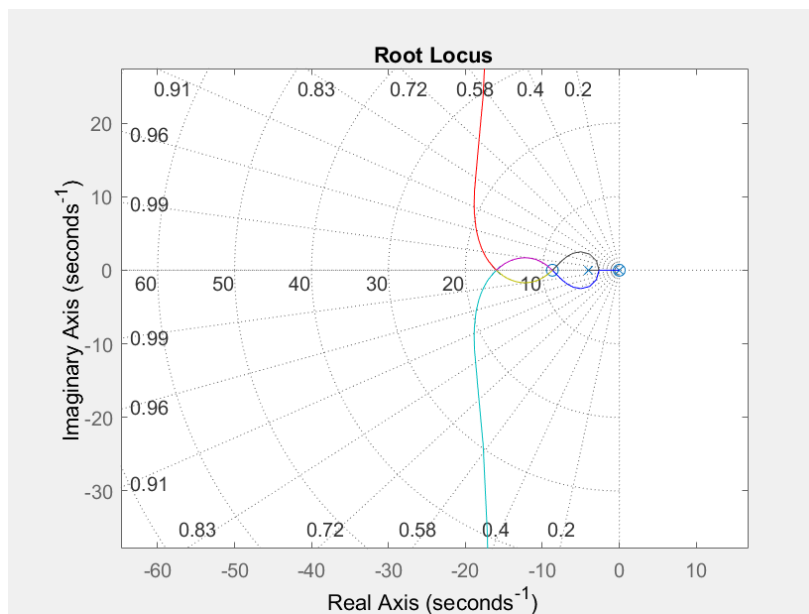


Fig. gráfico lugar de raíces con zoom cercano al origen.

Para detectar la ganancia realizamos

$$|C(s) * FdTLA[compensada]|$$

$$\left| \frac{3,08 * 10^6 * (s + 0,005879)}{s * (s + 7,692 * 10^5) * (s + 4) * (s + 0,005879)} * \frac{(s + 8,7)^4}{(s + 14,89)^4} \right|_{s=-8+8j} \approx 0,1485$$

$$K = \frac{1}{0,1485} \approx 6,73$$

De todos modos, ajustamos la ganancia a un valor mayor para lograr una mejor respuesta. En el gráfico de lugar de raíces observamos que también esta ganancia se incrementa muy rápido a lo largo del análisis de la rama, y tampoco hemos incluido ganancias en el bloque de control original, por lo que la ganancia puede resultar un poco elevada con respecto a la calculada anteriormente, pero la hemos incluido igualmente en  $K = 27,15$ .

Finalmente, el diagrama de bloques es:

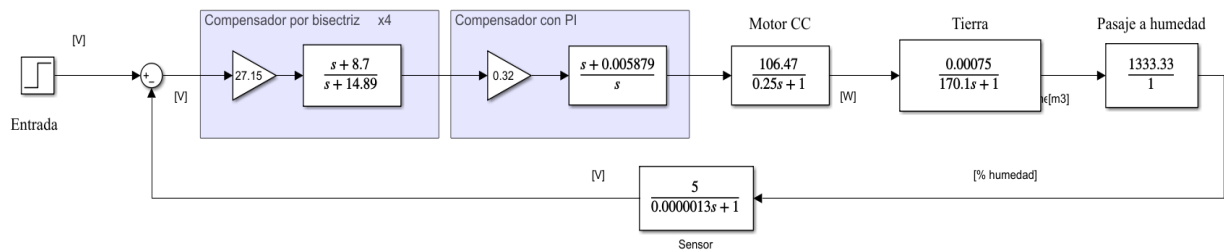


Fig. Diagrama de bloques final.

Recordar que el bloque de compensador por bisectriz, es de factor 4. *Aclaración: no pude referenciarlo de esa manera en Simulink y para no perder la notación mantenida en los gráficos expresé el factor 4 en texto (x4) pero el bloque original es como definimos anteriormente*  $C(s) = \frac{(s+8,70)^4}{(s+14,89)^4}$

La respuesta del sistema final ante una entrada escalón es

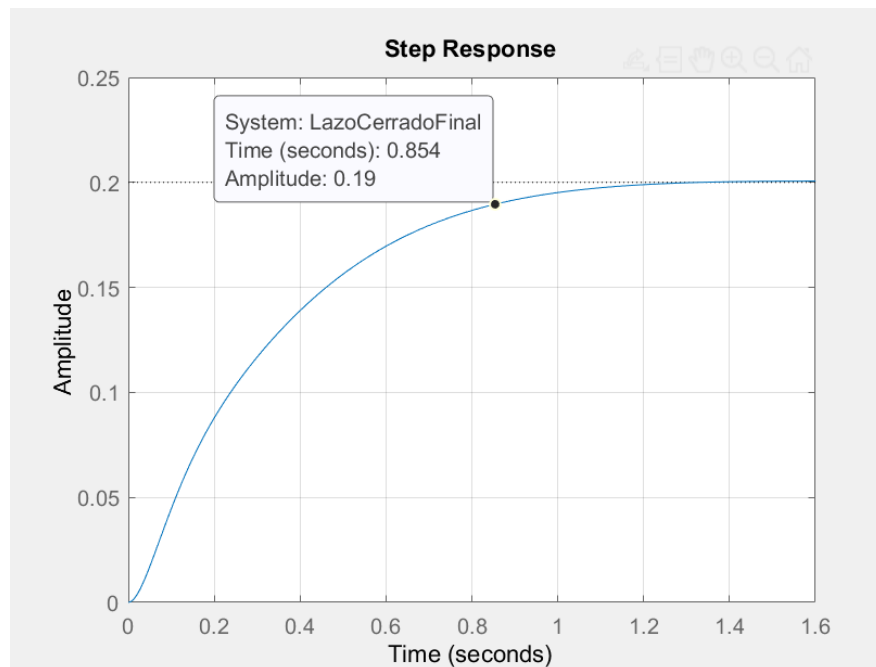


Fig. Step lazo cerrado final.

Podemos observar que el tiempo de establecimiento disminuyó como se esperaba, si bien no llega 0,5 segundos que fue lo tomado por referencia, está dentro de lo esperado para el funcionamiento de este sistema.

Finalmente verificamos el requisito del error en estado estable para entrada escalón:

➤ **Entrada escalón:**

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + PI(s) * G(s) * H(s)} = \frac{1}{1 + k_p}$$

$$k_p = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{8,3662 * 10^7 (s + 8.7)^4 (s + 0.005879)}{s (s + 7.692 * 10^5)(s + 14.89)^4(s + 4)(s + 0.005879)}$$

$$k_p \rightarrow \infty$$

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + k_p} \rightarrow \%0$$

## Respuesta en frecuencia

Si bien en la experiencia de la cursada de mi año correspondiente se había acordado no llegar al análisis en frecuencia, me apoyé en la bibliografía para hacer un breve análisis final para este sistema.

Venimos analizando las respuestas ante entradas escalón, rampa y parábola, para esta sección analizaremos la respuesta ante una entrada sinusoidal. Podemos estudiar la estabilidad del sistema en un margen de ganancia y en un margen de fase.

El margen de fase es el ángulo que se debe restar a la fase de la función a lazo abierto para volver inestable el sistema. En vista práctica es, el ángulo que le falta a la fase para llegar a  $-180^\circ$  cuando la ganancia es 0dB.

El margen de ganancia es el valor que se debe multiplicar a la ganancia de la función a lazo abierto para volver el sistema inestable, es decir, el valor que se debe multiplicar a la ganancia cuando la fase es  $-180^\circ$  para que sea 0dB.

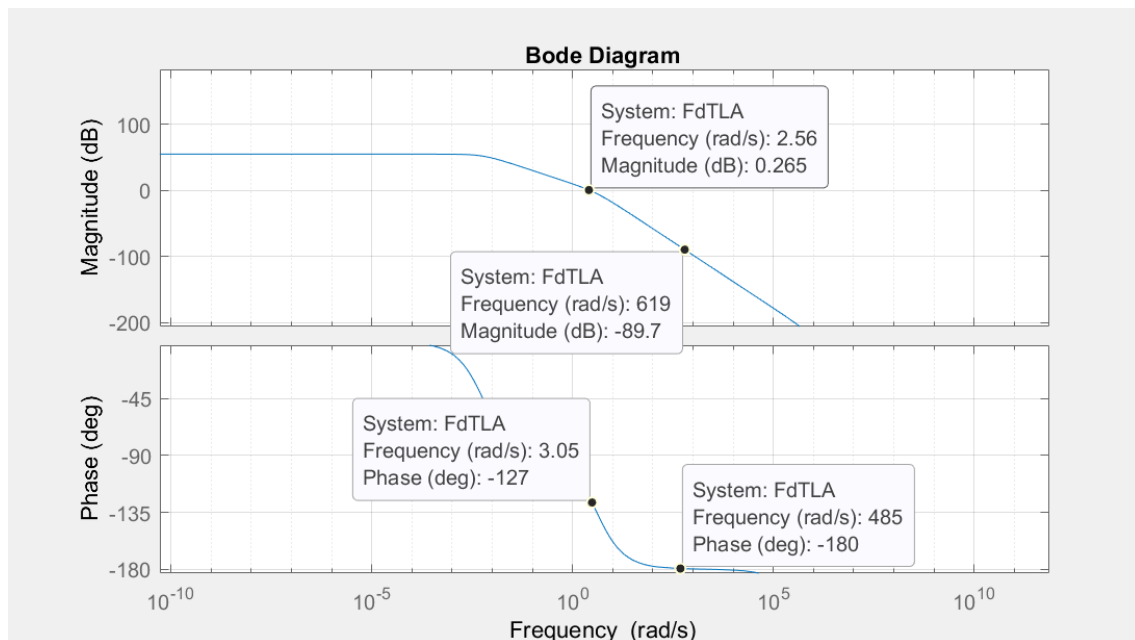


Fig. diagrama de bode FdTLA inicial.

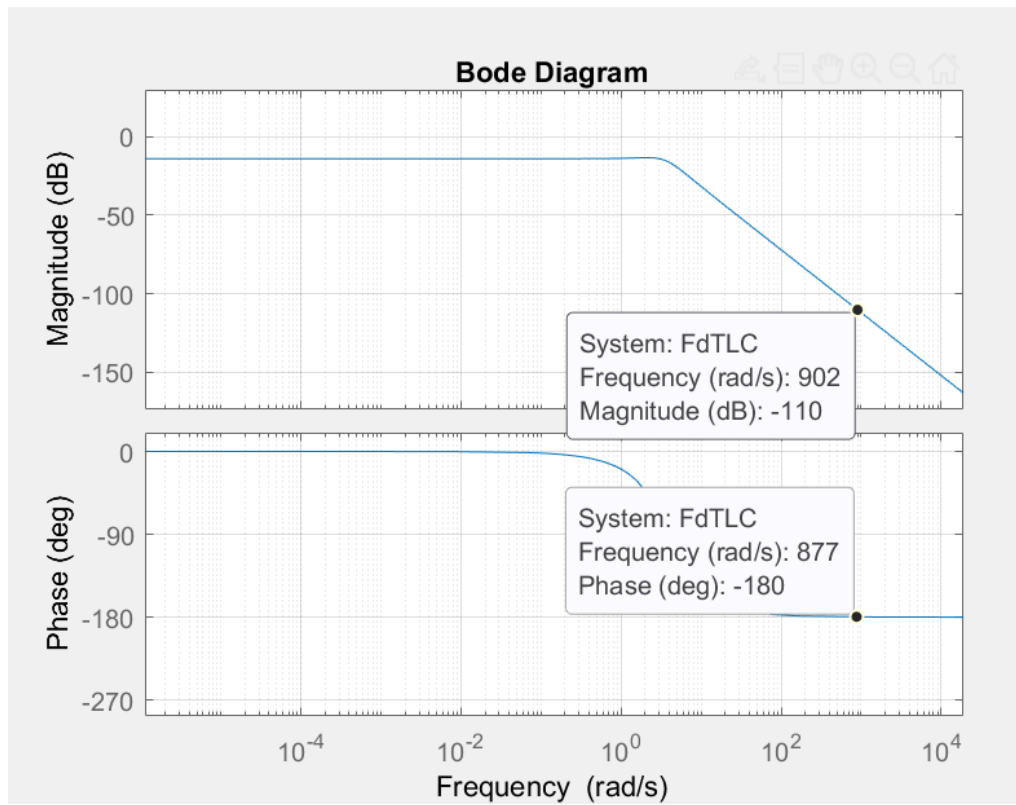


Fig. diagrama de bode FdTLC inicial.

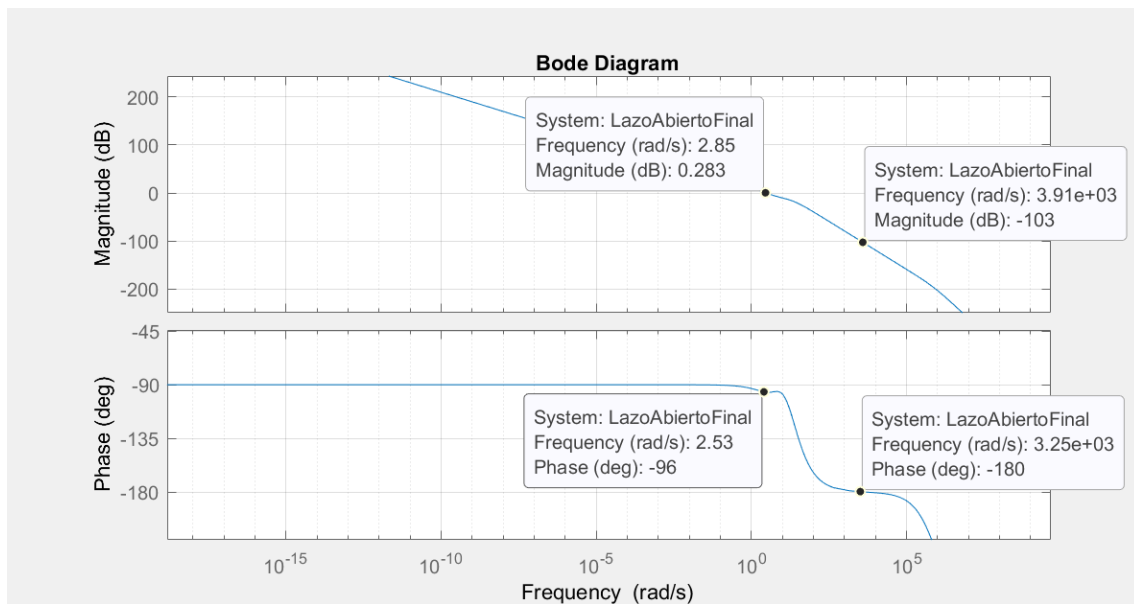


Fig. diagrama de bode FdTLA final.

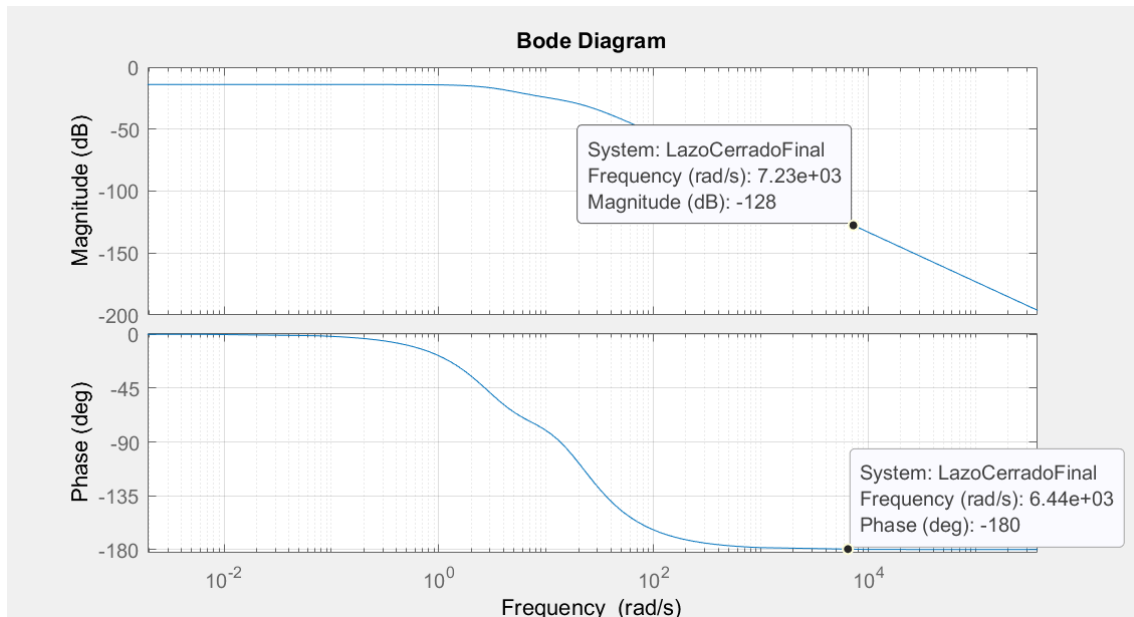


Fig. diagrama de bode FdTLC final.

Observamos que en todos los casos se cumple la condición de estabilidad.

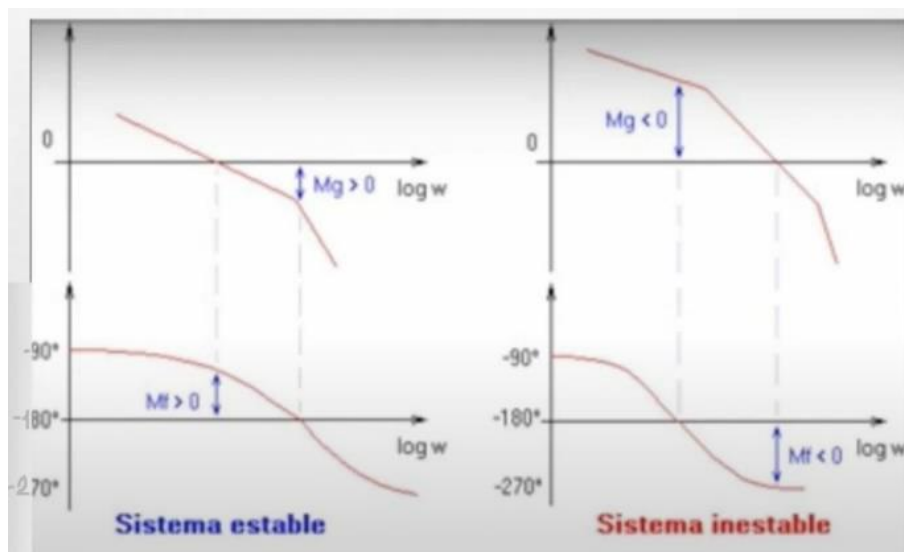


Fig. Regla de estabilidad en frecuencia.

Aparte de la estabilidad que estudiamos, podemos definir el margen de ganancia y de fase para la función a lazo abierto. Podemos comparar el sistema sin compensar y compensado. En el caso del margen de fase aumenta de 56,9 a 83,7 [deg], lo que significa que la estabilidad en cuanto a dicho parámetro es mejor, y se refleja en una pequeña pérdida de tiempo de establecimiento, esto está influenciado por el requerimiento del Sobrepasamiento al %0 y el error nulo en estado estable para una entrada escalón, por eso es posible que no obtengamos el tau que definimos para la frecuencia natural, sin embargo, el tau que obtenemos está dentro de lo aceptable. Y en

el caso del margen de ganancia, vemos que el cambio no es tan grande de compensado al original. (108 a 106 [dB]).

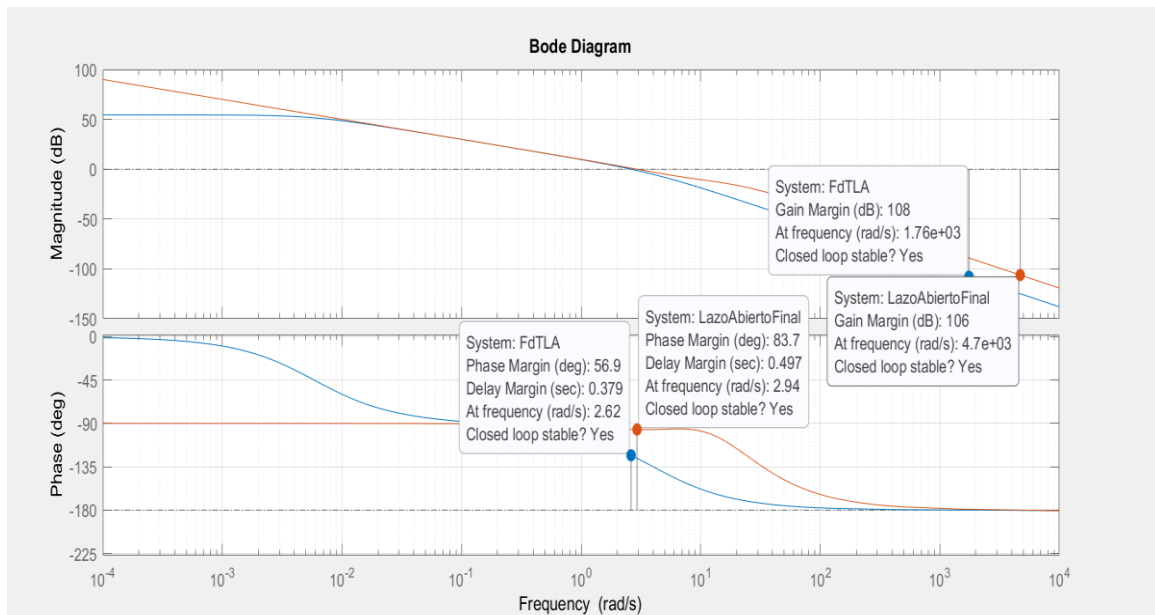


Fig. márgenes de fase y ganancia obtenido en MATLAB.

## **Análisis del sistema compensado y comparaciones con el sistema original**

### **Funciones de transferencia del sistema compensado**

Función de transferencia a lazo abierto:

$$\frac{8,37 \cdot 10^7 s^5 + 2,91 \cdot 10^9 s^4 + 3,80 \cdot 10^{10} s^3 + 2,21 \cdot 10^{11} s^2 + 4,81 \cdot 10^{11} s + 2,82 \cdot 10^9}{s^8 + 7,69 \cdot 10^5 s^7 + 4,89 \cdot 10^7 s^6 + 1,21 \cdot 10^9 s^5 + 1,43 \cdot 10^{10} s^4 + 7,85 \cdot 10^{10} s^3 + 1,52 \cdot 10^{11} s^2 + 8,89 \cdot 10^8 s}$$

$$= \frac{8,37 \cdot 10^7 \cdot (s + 8,7)^4 \cdot (s + 0,005879)}{s \cdot (s + 7,69 \cdot 10^5) \cdot (s + 14,89)^4 \cdot (s + 4) \cdot (s + 0,005879)}$$

Función de transferencia a lazo cerrado:

$$\frac{21,75 s^4 + 757 s^3 + 9879 s^2 + 5,73 \cdot 10^4 s + 1,25 \cdot 10^5}{s^6 + 63,56 s^5 + 1677 s^4 + 2,23 \cdot 10^4 s^3 + 1,51 \cdot 10^5 s^2 + 4,83 \cdot 10^5 s + 6,23 \cdot 10^5}$$

$$= \frac{21,75 \cdot (s + 8,7)^4}{(s^2 + 23,44 s + 139,4) \cdot (s^2 + 6,13 s + 11,84) \cdot (s^2 + 34 s + 377,4)}$$

## Estabilidad por Routh-Hurwitz

La ecuación característica estará dada por  $G(s)$  y  $H(s)$  del sistema compensado con un valor de ganancia a estudiar.

$$s^8 + 7,69 * 10^5 s^7 + 4,89 * 10^7 s^6 + (1,21 * 10^9 + K * 8,37 * 10^7) s^5 + (1,43 * 10^{10} + K * 2,91 * 10^9) s^4 + (7,85 * 10^{10} + K * 3,8 * 10^{10}) s^3 + (1,52 * 10^{11} + K * 2,21 * 10^{11}) s^2 + (8,89 * 10^8 + K * 4,81 * 10^{11}) s + (2,82 * 10^9 * K)$$

Se puede observar que los grados de la ecuación característica son altos y sería tedioso analizar ese valor de ganancia por este método. Sin embargo, existe un software que nos permite calcular la estabilidad por este método, pero para un valor de ganancia determinado. Como al sistema no le vamos a agregar ganancias en principio, lo analizaremos para una ganancia unitaria.

Para  $K=1$  no hace falta el desarrollo anterior, ya que solamente utilizaríamos  $G$  y  $H$  en la ecuación característica. Así tenemos:

$$s^8 + 7,69 * 10^5 s^7 + 4,89 * 10^7 s^6 + 1,21 * 10^9 s^5 + 1,43 * 10^{10} s^4 + 7,85 * 10^{10} s^3 + 1,52 * 10^{11} s^2 + 9,16 * 10^8 s + 1,56 * 10^5$$

En la herramienta usamos

### Transfer Function

System Order

-th order system

Characteristic Equation (Closed Loop Denominator)

$s^8$  +   $s^7$  +   $s^6$  +   $s^5$  +   $s^4$  +   $s^3$  +   $s^2$  +   $s^1$  +

Fig. definición de ecuación en la herramienta.

### Matrix

1	48900000	1426000000	15170000000	155800
769300	1207000000	78530000000	915800000	0
48898431.04120629	14259897920.187183	151699998809.56714	155800	0
982654571.3960524	76143362911.66776	915797548.8591874	0	0
10470884884.515789	151654427288.71527	155800.000000000003	0	0
61911144919.4634	915782927.594231	0	0	0
151499543097.40338	155800.000000000003	0	0	0
915719259.043282	0	0	0	0
155800.000000000006	0	0	0	0

Fig. matriz de coeficientes obtenida con la herramienta.

Result

System is stable!

Fig. resultado de la herramienta.

Claramente en la matriz de coeficientes no observamos cambios de signos por lo que el sistema es estable para la ganancia unitaria que definimos.

### **Estabilidad por lugar de raíces**

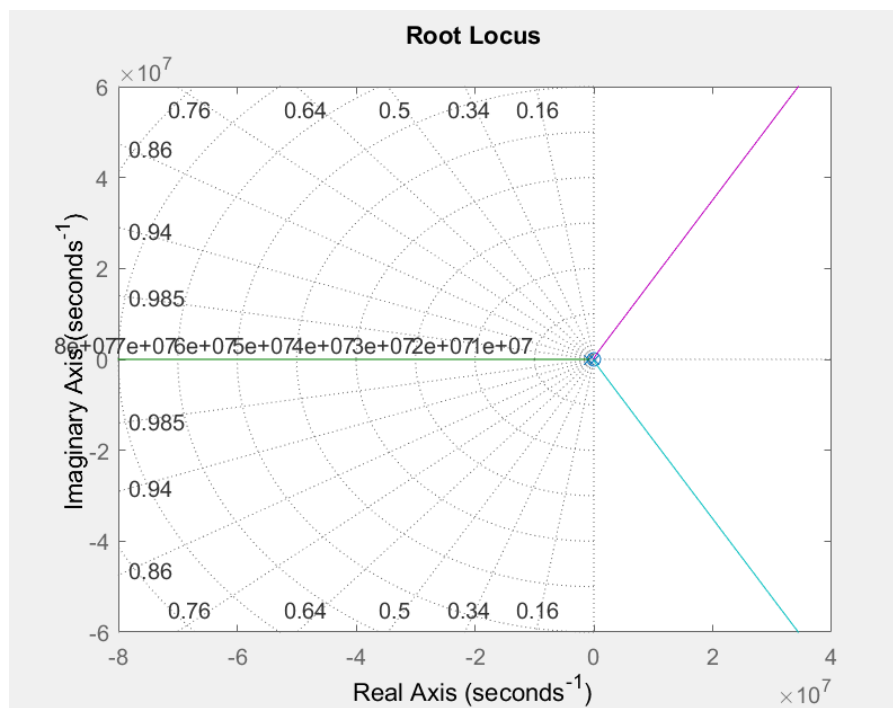


Fig. Lugar de raíces de la FdT a lazo abierto del sistema compensado.



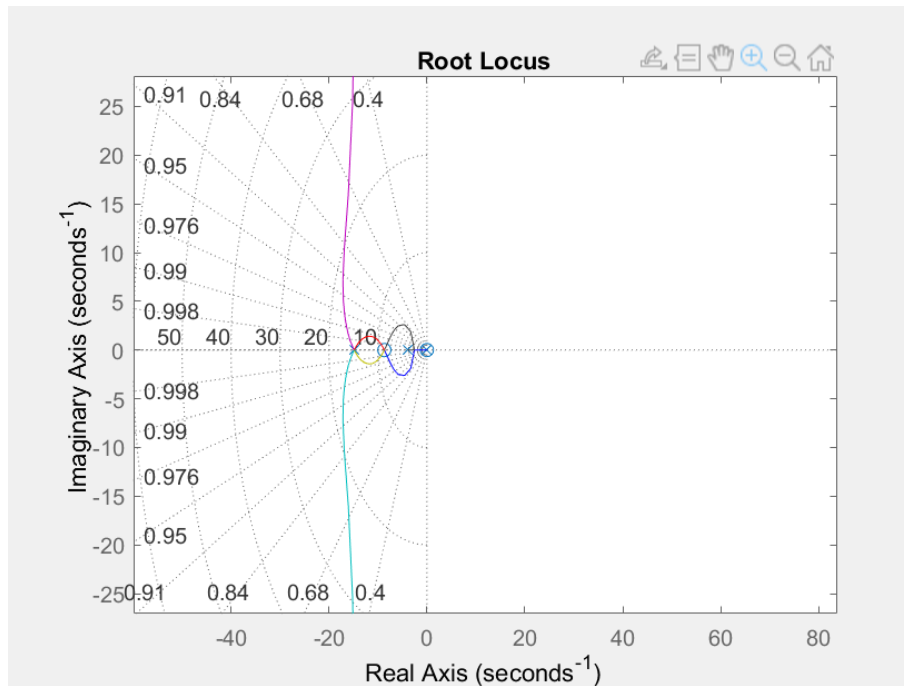


Fig. zoom del lugar de raíces obtenido más cerca del origen.

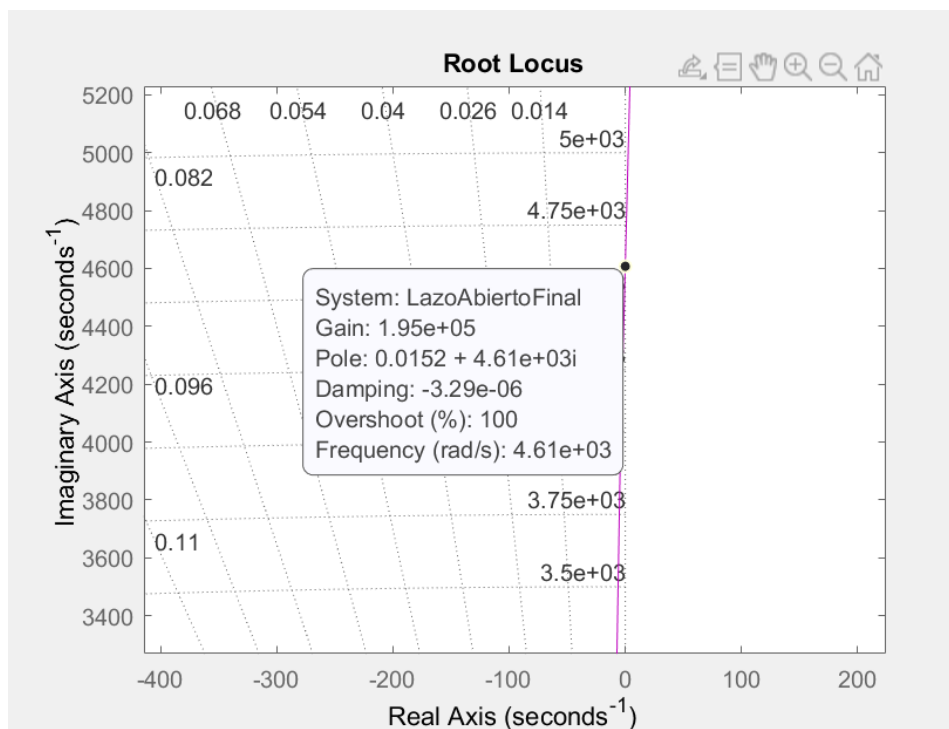


Fig. valor de ganancia en  $X=0$  del lugar de raíces.

Podemos observar que el sistema se mantendrá estable al tener los polos de parte real negativa, siempre y cuando la ganancia no supere el valor con el que corta al eje X ( $K$  crítico), que podemos observar en la figura. Por lo que observamos que el rango de la ganancia es bastante amplio.

## Análisis error en estado estable

### *Entrada escalón:*

Como definimos anteriormente

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + k_p}$$

$$k_p = \lim_{s \rightarrow 0} FdTLA(compensado)$$

$$k_p = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{8,37 * 10^7 (s + 8,7)^4 (s + 0,005879)}{s (s + 7,69 * 10^5)(s + 14,89)^4(s + 4)(s + 0,005879)} = \infty$$

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + \infty} = 0$$

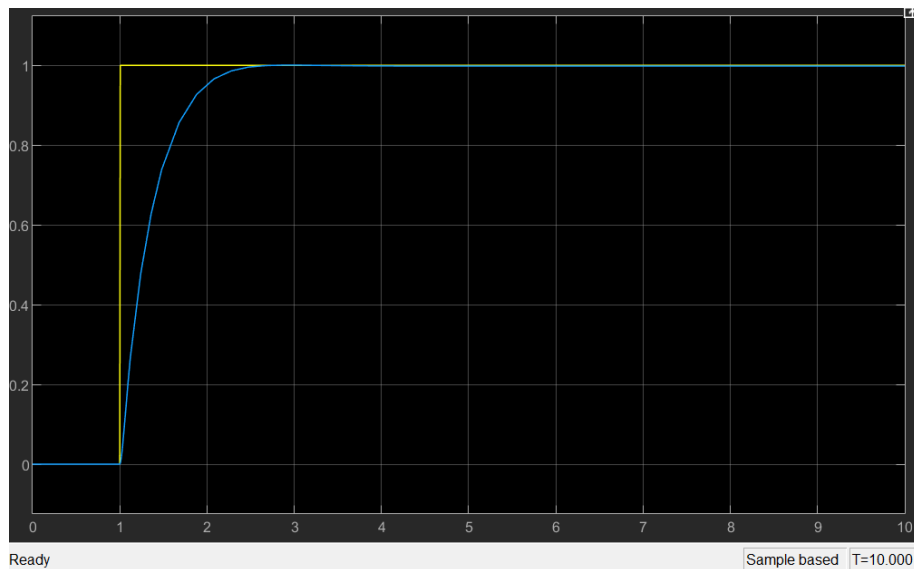


Fig. comparativa entrada y salida obtenida en simulink.

### *Entrada rampa:*

$$e_{ss} = \frac{1}{k_v}$$

$$k_v = \lim_{s \rightarrow 0} s * FdTLA(compensado)$$

$$k_v = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s * 8,37 * 10^7 (s + 8,7)^4 (s + 0,005879)}{s (s + 7,69 * 10^5)(s + 14,89)^4(s + 4)(s + 0,005879)} = \frac{2,82 * 10^9}{888,93 * 10^6} = 3,17$$

$$e_{ss} = \frac{1}{3,17} = 0,315 = \%32$$

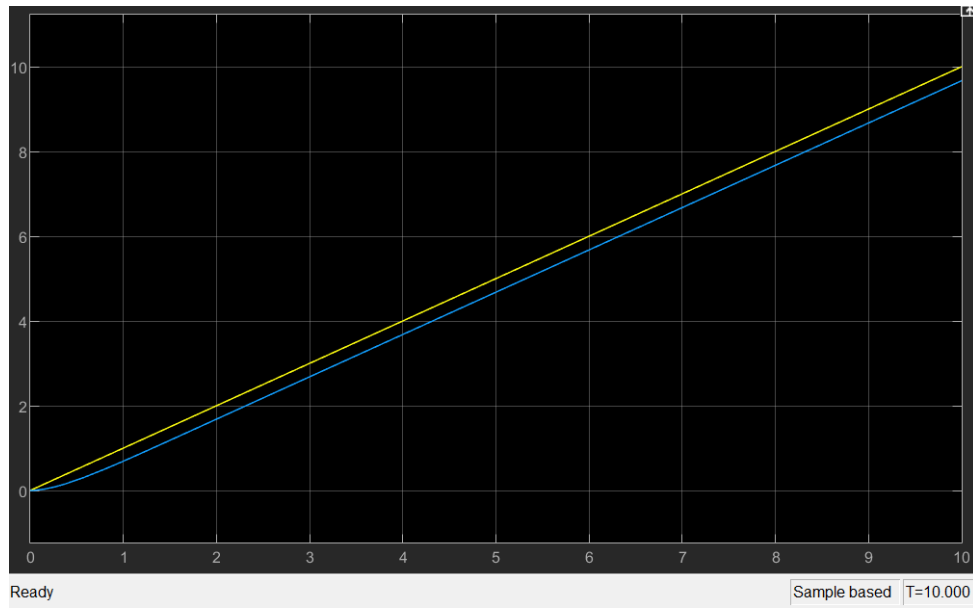


Fig. comparación obtenida en SIMULINK.

Entrada parábola:

$$e_{ss} = \frac{1}{k_a}$$

$$k_a = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 * FdTLA(compensado)$$

$$k_a = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2 * 8,37 * 10^7 (s + 8,7)^4 (s + 0,005879)}{s (s + 7,69 * 10^5)(s + 14,89)^4(s + 4)(s + 0,005879)} = 0$$

$$e_{ss} = \frac{1}{0} = \infty$$

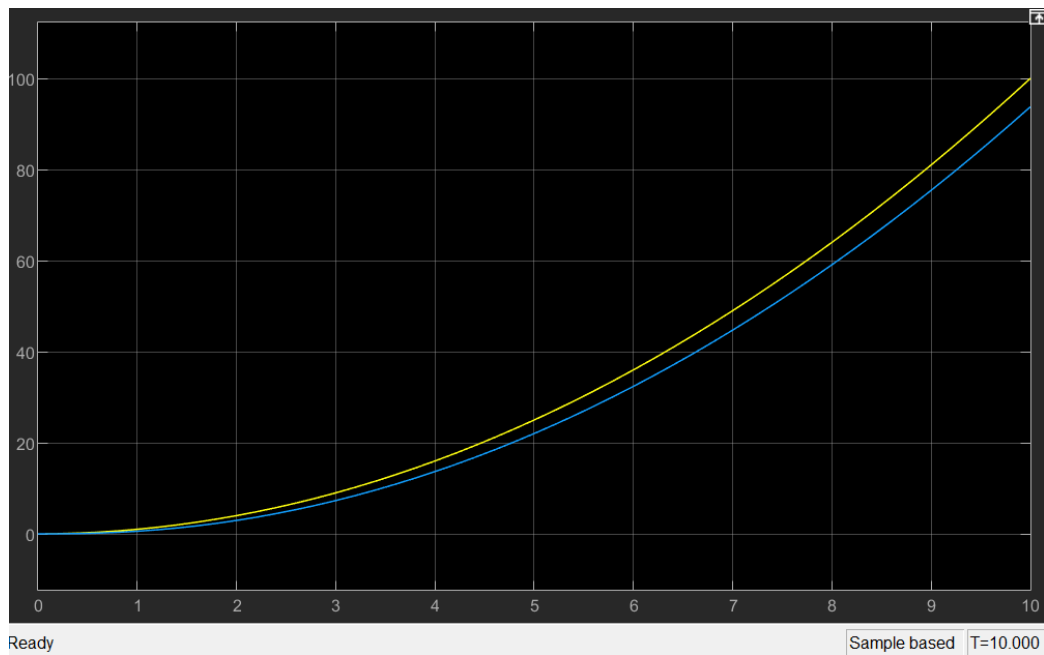
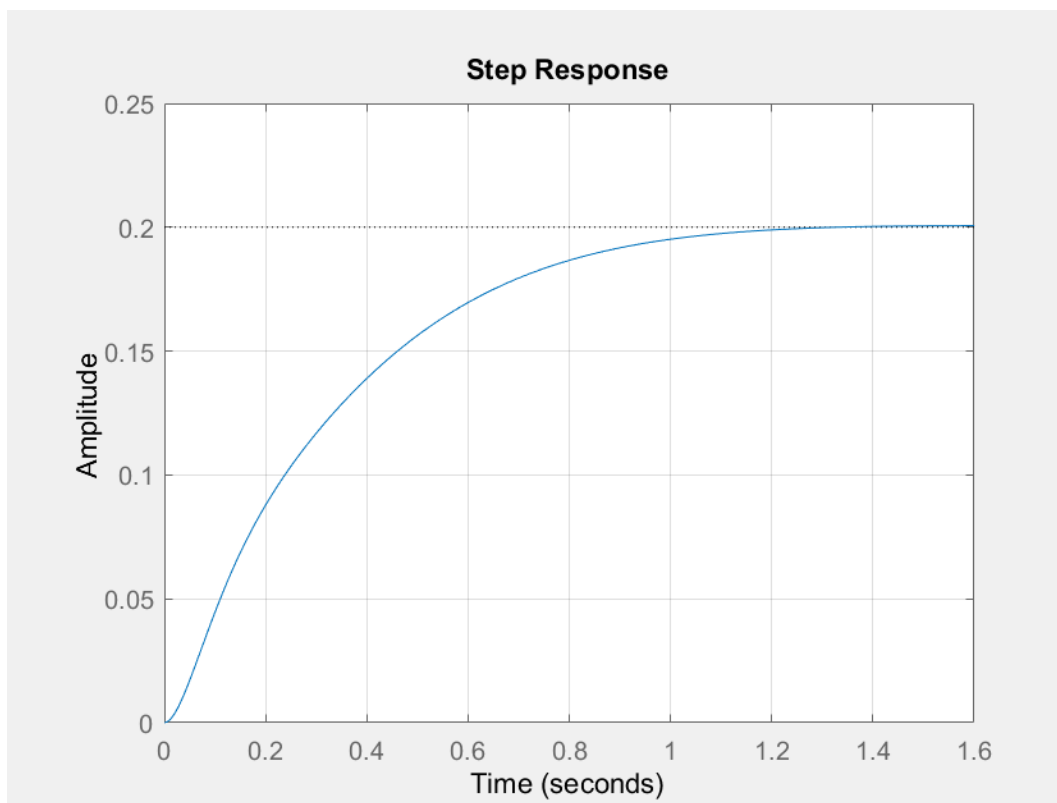


Fig. Comparativa obtenida en SIMULINK.

## Respuesta temporal



- Tiempo de establecimiento: 0,854 [segundos].
- Sobrepasamiento %0.
- Amplitud pico: 0,201.

- Tiempo de amplitud pico: 1.47 [segundos].

### Conclusiones en cuanto al sistema

	Sistema sin compensación	Sistema compensado
Tiempo de establecimiento [segundos]	1,98	0,854
Sobrepasamiento [%]	11,3	0
$k_p$	532,3	$\infty$
$k_v$	0	3,17
$k_a$	0	0
$e_{ss}$ (Entrada escalón) [%]	0,188	0
$e_{ss}$ (Entrada rampa) [%]	$\infty$	32
$e_{ss}$ (Entrada parábola) [%]	$\infty$	$\infty$
Margen de fase [deg]	56,9	83,7
Margen de ganancia [dB]	108	106

Al utilizar el compensador que diseñamos, podemos comprobar las mejoras. Nuestra compensación PI nos brinda simpleza en cuanto la implementación y diseño, y se ajustó a lo que necesitábamos mejorando la respuesta temporal en general y el estudio del error.

Lo principal que se obtuvo fue un *sistema más veloz*. Observamos que el tiempo en el que se establece *disminuyó* de 1,98 a 0,85 segundos. **¿Qué nos da esta mejora?** Que el sistema actuará más rápido, por ende, nos llevará a una humedad del %100 de una manera más rápida a como lo hacía originalmente. El **Sobrepasamiento** pasó a un %0 desde el %11,3 anterior,

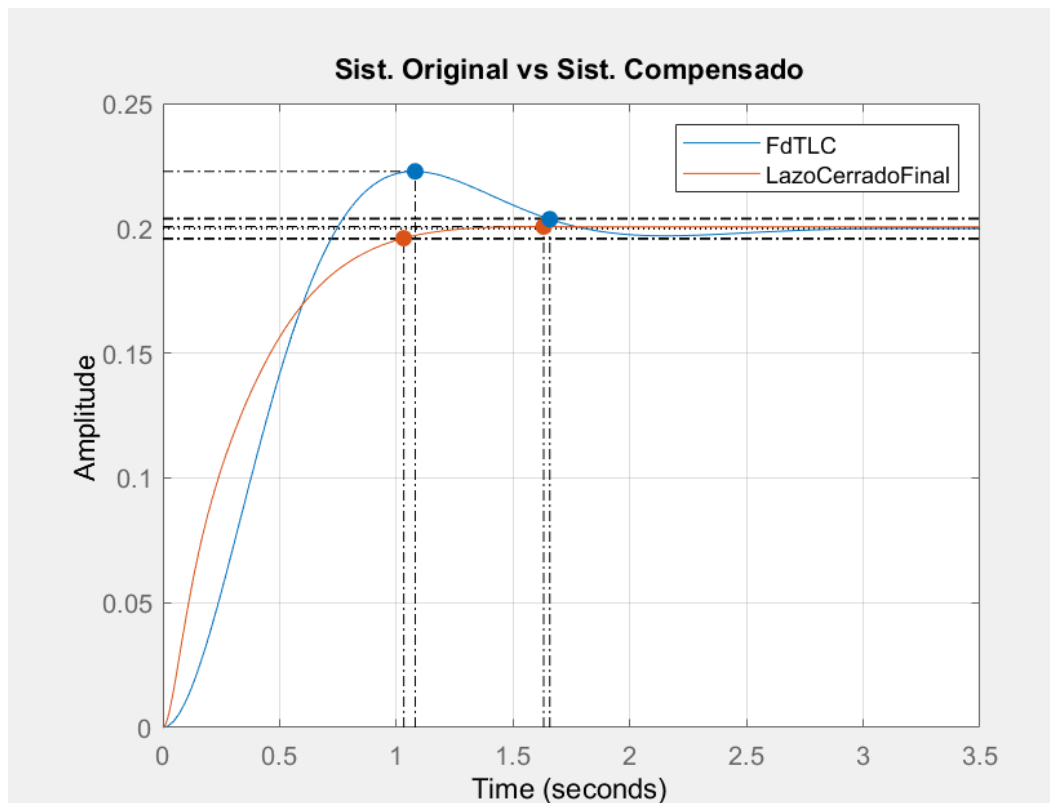
así mismo, el **error en estado estable** también pasó a ser %0 gracias al compensador.

Con el análisis **en frecuencia**, vemos que el margen de fase pasó de 56,9 a 83,7 [deg]. *¿En qué impacta la compensación analizando los resultados en frecuencia?* El aumento *impacta en el margen de estabilidad*, que aumenta con este margen de fase, pero lo vemos reflejado en el tiempo de establecimiento que no llega al límite que definimos cuando establecimos nuevamente la frecuencia natural para el compensador, esto se altera ya que la compensación también se define en mejorar el error y el sobrepasamiento. *El margen de ganancia no sufre grandes cambios* por la compensación, por lo que la ganancia que se puede aplicar sin perder la estabilidad es similar al rango original.

Con el estudio de la **estabilidad por Routh-Hurwitz y por lugar de raíces**, vemos que el sistema es estable tanto originalmente como luego de la compensación para valores dentro del rango de ganancias que mantienen la estabilidad ( $K$  positivos). *¿En qué influye esto?* Nos permite encontrar ganancias que podemos aplicarle al sistema *para mejorar aún más la rapidez sin perder la estabilidad* del mismo.

Y en cuanto a los **errores**, aparte de cumplir el requerimiento para la entrada escalón, observamos que  $k_v$  responde de mejor manera, y *disminuye* el error para entrada rampa a un %32 que anteriormente tendía a infinito.

Por lo tanto, la compensación que se llevó a cabo resultó positivamente, en resumen, brindando un polo en el origen para anular el error en estado estable para una entrada escalón, y en el arreglo para el tiempo de establecimiento también, ya que ha disminuido por debajo de 1 segundo y el sobrepasamiento es del %0 tal como lo requerimos.



## Circuito

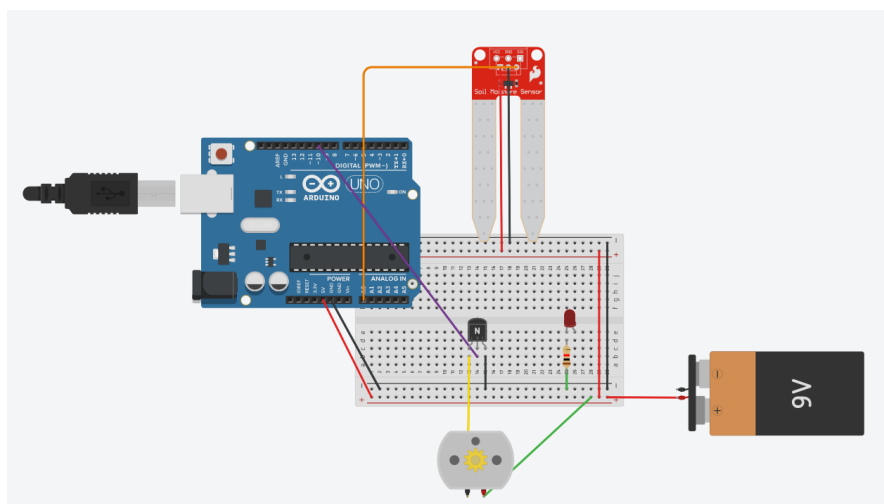


Fig. diagrama del circuito en tinkercad.

## Conclusión final

Finalizando este trabajo hemos podido reafianzar conceptos aprendidos durante la cursada, descubrir comportamientos que se dan en la práctica y otros conceptos que se

dieron en la investigación para realizar el trabajo. Así la definición de estos conceptos, modelados, análisis de error, respuesta y todo lo se llevó a cabo, ha despertado un gran interés para realizar este estudio en otro tipo de trabajos que se pueden estudiar con estas herramientas y espero haber cumplido con los requisitos académicos de la materia.

## **Bibliografía**

- Apuntes Ing. Agüero.
- “Sistemas de control automático” – Benjamin C. Kuo.
- Clases de cursada.
- Videos de Youtube de Ing. Pedroni.

## **Código MATLAB**

```
% -----@Luciano_Ariel_Rodriguez-----  
-----  
%-----FCEFYN | UNC-----  
-----  
  
% Defino a "s" como variable para trabajar en el dominio de Laplace  
  
s=tf('s');  
  
% Funciones de Transferencia de los bloques que conforman el sistema.  
  
%                               Motor Corriente Continua  
motorCC = (106.47)/(0.25*s+1);  
  
%                               Tierra  
tierra= (7.5e-4)/(170.1*s+1);  
  
%                               Pasaje a humedad  
pasajeAHumedad=1333.33;  
  
%                               Sensor  
sensor = (5)/(((1.3e-6)*s+1))  
  
%                               Funcion de transferencia a lazo abierto  
  
Gs = motorCC * tierra * pasajeAHumedad;  
Hs = sensor ;  
FdTLA = (Gs*Hs)  
pole(FdTLA)  
figure(1)
```



```
rlocus(FdTLA);sgrid
```

```
%                               Funcion de transferencia a lazo cerrado
```

```
FdTLC = minreal(feedback(Gs,Hs))  
zpk(FdTLC)  
PolosFdTLC = pole(FdTLC)  
figure(2)  
pzmap(FdTLC);sgrid  
figure(3)  
step(FdTLC);grid
```

```
%                               Compensacion
```

```
compensador = (0.32*(s+0.005879))/s;  
LazoAbiertoCompensado = compensador * Gs* Hs;  
LazoCerradoCompensado = minreal(feedback(Gs*compensador,Hs));  
figure(4)  
rlocus(LazoAbiertoCompensado);sgrid
```

```
ArregloTau=(27.15*(s+8.7)^4)/((s+14.89)^4) %arreglo del tiempo de  
establec.
```

```
LazoAbiertoFinal = ArregloTau * compensador * Gs*Hs  
LazoCerradoFinal=minreal(feedback(ArregloTau*compensador*Gs,Hs))
```

```
figure(5)  
rlocus(LazoAbiertoFinal);sgrid  
figure(6)  
hold on  
step(FdTLC);grid  
step(LazoCerradoFinal);grid  
hold off
```

```
%                               Respuesta en frecuencia
```

```
figure(7)  
hold on  
bode(FdTLA);grid  
bode(LazoAbiertoFinal);grid  
hold off
```

```
figure(8)  
hold on  
bode(FdTLC);grid  
bode(LazoCerradoFinal);grid  
hold off
```

## **Datasheet LM193**



## LMx93-N, LM2903-N Low-Power, Low-Offset Voltage, Dual Comparators

### 1 Features

- Wide Supply
  - Voltage Range: 2.0 V to 36 V
  - Single or Dual Supplies:  $\pm 1.0$  V to  $\pm 18$  V
- Very Low Supply Current Drain (0.4 mA) — Independent of Supply Voltage
- Low Input Biasing Current: 25 nA
- Low Input Offset Current:  $\pm 5$  nA
- Maximum Offset voltage:  $\pm 3$  mV
- Input Common-Mode Voltage Range Includes Ground
- Differential Input Voltage Range Equal to the Power Supply Voltage
- Low Output Saturation Voltage: 250 mV at 4 mA
- Output Voltage Compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems
- Available in the 8-Bump (12 mil) DSBGA Package
- See AN-1112 ([SNVA009](#)) for DSBGA Considerations
- Advantages
  - High Precision Comparators
  - Reduced  $V_{OS}$  Drift Over Temperature
  - Eliminates Need for Dual Supplies
  - Allows Sensing Near Ground
  - Compatible with All Forms of Logic
  - Power Drain Suitable for Battery Operation

### 2 Applications

- Battery Powered Applications
- Industrial Applications

### 3 Description

The LM193-N series consists of two independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2.0 mV max for two comparators which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM193-N series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, the LM19-N series will directly interface with MOS logic where their low power drain is a distinct advantage over standard comparators.

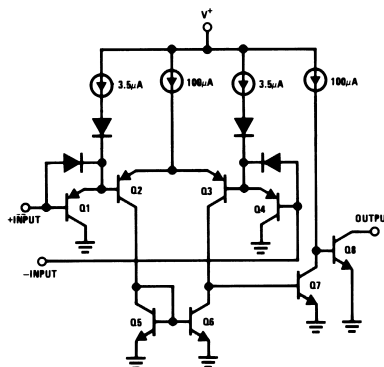
The LM393 and LM2903 parts are available in TI's innovative thin DSBGA package with 8 (12 mil) large bumps.

#### Device Information<sup>(1)</sup>

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM193-N	TO-99 (8)	9.08 mm x 9.08 mm
LM293-N		
LM393-N	SOIC (8)	4.90 mm x 3.91 mm
	DSBGA (8)	1.54 mm x 1.54 mm
LM2903-N	SOIC (8)	4.90 mm x 3.91 mm
	DSBGA (8)	1.54 mm x 1.54 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

#### Simplified Schematic



## Table of Contents

<b>1 Features</b> .....	<b>1</b>	7.1 Overview .....	10
<b>2 Applications</b> .....	<b>1</b>	7.2 Functional Block Diagram .....	10
<b>3 Description</b> .....	<b>1</b>	7.3 Feature Description .....	10
<b>4 Revision History</b> .....	<b>2</b>	7.4 Device Functional Modes .....	10
<b>5 Pin Configuration and Functions</b> .....	<b>3</b>	<b>8 Application and Implementation</b> .....	<b>11</b>
<b>6 Specifications</b> .....	<b>4</b>	8.1 Application Information .....	11
6.1 Absolute Maximum Ratings .....	4	8.2 Typical Applications .....	11
6.2 ESD Ratings .....	4	<b>9 Power Supply Recommendations</b> .....	<b>18</b>
6.3 Recommended Operating Conditions .....	4	<b>10 Layout</b> .....	<b>18</b>
6.4 Thermal Information .....	5	10.1 Layout Guidelines .....	18
6.5 Electrical Characteristics: LM193A $V^+ = 5\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ .....	5	10.2 Layout Example .....	18
6.6 Electrical Characteristics: LM193A ( $V^+ = 5\text{ V}$ ) .....	5	<b>11 Device and Documentation Support</b> .....	<b>19</b>
6.7 Electrical Characteristics: LMx93 and LM2903 $V^+ = 5\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ .....	6	11.1 Related Links .....	19
6.8 Electrical Characteristics: LMx93 and LM2903 ( $V^+ = 5\text{ V}$ ) <sup>(1)</sup> .....	7	11.2 Receiving Notification of Documentation Updates .....	19
6.9 Typical Characteristics: LMx93 and LM193A .....	8	11.3 Trademarks .....	19
6.10 Typical Characteristics: LM2903 .....	9	11.4 Electrostatic Discharge Caution .....	19
<b>7 Detailed Description</b> .....	<b>10</b>	11.5 Glossary .....	19
		<b>12 Mechanical, Packaging, and Orderable Information</b> .....	<b>19</b>

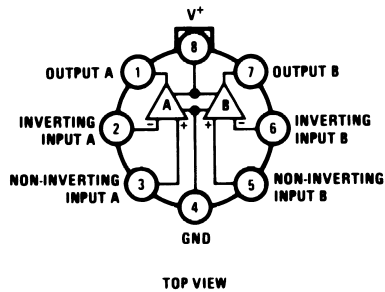
## 4 Revision History

NOTE: Page numbers for previous revisions may differ from page numbers in the current version.

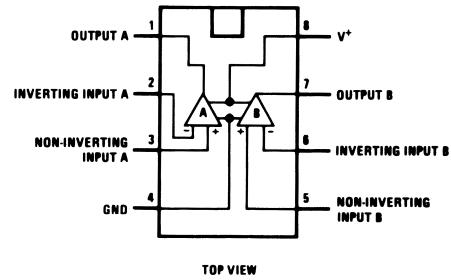
Changes from Revision F (December 2014) to Revision G	Page
• Added DSBGA packages inadvertently omitted from Device Info table during format conversion .....	1
Changes from Revision E (March 2013) to Revision F	Page
• Added <i>Pin Configuration and Functions</i> section, <i>ESD Ratings</i> table, <i>Feature Description</i> section, <i>Device Functional Modes</i> , <i>Application and Implementation</i> section, <i>Power Supply Recommendations</i> section, <i>Layout</i> section, <i>Device and Documentation Support</i> section, and <i>Mechanical, Packaging, and Orderable Information</i> section .....	1
Changes from Revision D (March 2013) to Revision E	Page
• Changed layout of National Data Sheet to TI format .....	1

## 5 Pin Configuration and Functions

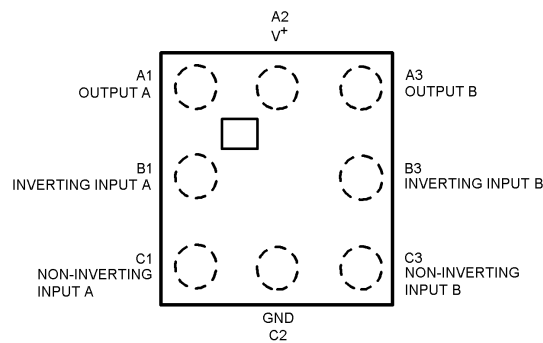
**LMC Package  
8-Pin TO-99  
Top View**



**P and D Package  
8-Pin CDIP, PDIP, SOIC  
Top View**



**YZR Package  
8-Pin DSBGA  
Top View**



### Pin Functions

NAME	PIN NO.		I/O	DESCRIPTION
	PDIP/SOIC/ TO-99	DSBGA		
OUTA	1	A1	O	Output, Channel A
-INA	2	B1	I	Inverting Input, Channel A
+INA	3	C1	I	Noninverting Input, Channel A
GND	4	C2	P	Ground
+INB	5	C3	I	Noninverting Input, Channel B
-INB	6	B3	I	Inverting Input, Channel B
OUTB	7	A3	O	Output, Channel B
V+	8	A2	P	Positive power supply

## 6 Specifications

### 6.1 Absolute Maximum Ratings

 over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)<sup>(1)(2)(3)</sup>

			MIN	MAX	UNIT
Differential Input Voltage <sup>(4)</sup>				36	V
Input Voltage			-0.3	36	V
Input Current (V <sub>IN</sub> <-0.3 V) <sup>(5)</sup>				50	mA
Power Dissipation <sup>(6)</sup>	PDIP			780	mW
	TO-99			660	mW
	SOIC			510	mW
	DSBGA			568	mW
Output Short-Circuit to Ground <sup>(7)</sup>				Continu ous	
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)				260	°C
Soldering Information	PDIP Package Soldering (10 seconds)			260	°C
	SOIC Package	Vapor Phase (60 seconds)		215	°C
		Infrared (15 seconds)			220
Storage temperature, T <sub>stg</sub>			-65	150	°C

- (1) *Absolute Maximum Ratings* indicate limits beyond which damage may occur. *Recommended Operating Conditions* indicate conditions for which the device is intended to be functional, but specific performance is not guaranteed. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.
- (2) Refer to RETS193AX for LM193AH military specifications and to RETS193X for LM193H military specifications.
- (3) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the TI Sales Office/Distributors for availability and specifications.
- (4) Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than -0.3V (or 0.3V below the magnitude of the negative power supply, if used).
- (5) This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the comparators to go to the  $V^+$  voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3V.
- (6) For operating at high temperatures, the LM393 and LM2903 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 170°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM193/LM193A/LM293 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "ON-OFF" characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small ( $P_D \leq 100$  mW), provided the output transistors are allowed to saturate.
- (7) Short circuits from the output to  $V^+$  can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 20 mA independent of the magnitude of  $V^+$ .

### 6.2 ESD Ratings

			VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$	Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 <sup>(1)</sup>	±1300	V

- (1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

### 6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply Voltage ( $V^+$ ) - Single Supply	2.0		36	V
Supply Voltage ( $V^+$ ) - Dual Supply	±1.0		±18	V
Operating Input Voltage on ( $V_{IN}$ pin)	0	( $V^+$ ) -1.5V		V
Operating junction temperature, $T_J$ : LM193/LM193A	-55		125	°C
Operating junction temperature, $T_J$ : LM2903	-40		85	°C
Operating junction temperature, $T_J$ : LM293	-25		85	°C
Operating junction temperature, $T_J$ : LM393	0		70	°C

## 6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC <sup>(1)</sup>	UNIT
R <sub>θJA</sub> Junction-to-ambient thermal resistance	170 °C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *IC Package Thermal Metrics* application report, [SPRA953](#).

## 6.5 Electrical Characteristics: LM193A V<sup>+</sup> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C

Unless otherwise stated.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM193A			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	See <sup>(1)</sup> .		1.0	2.0	mV
Input Bias Current	I <sub>IN</sub> (+) or I <sub>IN</sub> (-) with Output in Linear Range, V <sub>CM</sub> = 0 V <sup>(2)</sup>		25	100	nA
Input Offset Current	I <sub>IN</sub> (+) - I <sub>IN</sub> (-) V <sub>CM</sub> = 0 V		3.0	25	nA
Input Common Mode Voltage Range	V <sub>+</sub> = 30 V <sup>(3)</sup>	0		V <sup>+</sup> - 1.5	V
Supply Current	R <sub>L</sub> = ∞ V <sup>+</sup> = 5 V		0.4	1	mA
			1	2.5	mA
Voltage Gain	R <sub>L</sub> ≥ 15 kΩ, V <sup>+</sup> = 15 V V <sub>O</sub> = 1 V to 11 V	50	200		V/mV
Large Signal Response Time	V <sub>IN</sub> = TTL Logic Swing, V <sub>REF</sub> = 1.4 V V <sub>RL</sub> = 5V, R <sub>L</sub> = 5.1 kΩ		300		ns
Response Time	V <sub>RL</sub> = 5V, R <sub>L</sub> = 5.1 kΩ <sup>(4)</sup>		1.3		μs
Output Sink Current	V <sub>IN</sub> (-) = 1V, V <sub>IN</sub> (+) = 0, V <sub>O</sub> ≈ 1.5 V	6.0	16		mA
Saturation Voltage	V <sub>IN</sub> (-) = 1V, V <sub>IN</sub> (+) = 0, I <sub>SINK</sub> ≤ 4 mA		250	400	mV
Output Leakage Current	V <sub>IN</sub> (-) = 0, V <sub>IN</sub> (+) = 1V, V <sub>O</sub> = 5 V		0.1		nA

- (1) At output switch point, V<sub>O</sub> ≈ 1.4V, R<sub>S</sub> = 0 Ω with V<sup>+</sup> from 5V to 30V; and over the full input common-mode range (0V to V<sup>+</sup> - 1.5V), at 25°C.
- (2) The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.
- (3) The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is V<sup>+</sup> - 1.5 V at 25°C, but either or both inputs can go to 36 V without damage, independent of the magnitude of V<sup>+</sup>.
- (4) The response time specified is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained, see [LMx93 and LM193A Typical Characteristics](#).

## 6.6 Electrical Characteristics: LM193A (V<sub>+</sub> = 5 V)<sup>(1)</sup>

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM193A			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	See <sup>(2)</sup>			4.0	mV
Input Offset Current	I <sub>IN</sub> (+) - I <sub>IN</sub> (-), V <sub>CM</sub> = 0 V			100	nA
Input Bias Current	I <sub>IN</sub> (+) or I <sub>IN</sub> (-) with Output in Linear Range, V <sub>CM</sub> = 0 V <sup>(3)</sup>			300	nA
Input Common Mode Voltage Range	V <sup>+</sup> = 30 V <sup>(4)</sup>	0		V <sup>+</sup> - 2.0	V
Saturation Voltage	V <sub>IN</sub> (-) = 1V, V <sub>IN</sub> (+) = 0, I <sub>SINK</sub> ≤ 4 mA			700	mV
Output Leakage Current	V <sub>IN</sub> (-) = 0, V <sub>IN</sub> (+) = 1V, V <sub>O</sub> = 30 V			1.0	μA
Differential Input Voltage	Keep All V <sub>IN</sub> 's ≥ 0 V (or V <sup>-</sup> , if Used), <sup>(5)</sup>			36	V

- (1) These specifications are limited to -55°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +125°C, for the LM193/LM193A. With the LM293 all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +85°C and the LM393 temperature specifications are limited to 0°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +70°C. The LM2903 is limited to -40°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +85°C.
- (2) At output switch point, V<sub>O</sub> ≈ 1.4V, R<sub>S</sub> = 0 Ω with V<sup>+</sup> from 5V to 30V; and over the full input common-mode range (0V to V<sup>+</sup> - 1.5V), at 25°C.
- (3) The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.
- (4) The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is V<sup>+</sup> - 1.5 V at 25°C, but either or both inputs can go to 36 V without damage, independent of the magnitude of V<sup>+</sup>.
- (5) Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than -0.3V (or 0.3V below the magnitude of the negative power supply, if used).

## 6.7 Electrical Characteristics: LMx93 and LM2903 V<sup>+</sup> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C

Unless otherwise stated.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM193-N			LM293-N, LM393-N			LM2903-N			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	See <sup>(1)</sup>		1.0	5.0		1.0	5.0		2.0	7.0	mV
Input Bias Current	I <sub>IN</sub> (+) or I <sub>IN</sub> (-) with Output In Linear Range, V <sub>CM</sub> = 0 V <sup>(2)</sup>		25	100		25	250		25	250	nA
Input Offset Current	I <sub>IN</sub> (+) – I <sub>IN</sub> (-) V <sub>CM</sub> = 0 V		3.0	25		5.0	50		5.0	50	nA
Input Common Mode Voltage Range	V <sub>+</sub> = 30 V <sup>(3)</sup>	0		V <sub>+</sub> – 1.5	0		V <sub>+</sub> – 1.5	0		V <sub>+</sub> – 1.5	V
Supply Current	R <sub>L</sub> = ∞										
	V <sup>+</sup> = 5 V		0.4	1		0.4	1		0.4	1.0	mA
	V <sup>+</sup> = 36 V		1	2.5		1	2.5		1	2.5	mA
Voltage Gain	R <sub>L</sub> ≥ 15 kΩ, V <sup>+</sup> = 15 V V <sub>O</sub> = 1 V to 11 V	50	200		50	200		25	100		V/mV
Large Signal Response Time	V <sub>IN</sub> = TTL Logic Swing, V <sub>REF</sub> = 1.4 V V <sub>RL</sub> = 5 V, R <sub>L</sub> = 5.1 kΩ		300			300			300		ns
Response Time	V <sub>RL</sub> = 5 V, R <sub>L</sub> = 5.1 kΩ <sup>(4)</sup>		1.3			1.3			1.5		μs
Output Sink Current	V <sub>IN</sub> (-) = 1 V, V <sub>IN</sub> (+) = 0, V <sub>O</sub> ≤ 1.5 V	6.0	16		6.0	16		6.0	16		mA
Saturation Voltage	V <sub>IN</sub> (-) = 1 V, V <sub>IN</sub> (+) = 0, I <sub>SINK</sub> ≤ 4 mA		250	400		250	400		250	400	mV
Output Leakage Current	V <sub>IN</sub> (-) = 0, V <sub>IN</sub> (+) = 1 V, V <sub>O</sub> = 5 V		0.1			0.1			0.1		nA

(1) At output switch point, V<sub>O</sub> = 1.4 V, R<sub>S</sub> = 0 Ω with V<sup>+</sup> from 5 V to 30 V; and over the full input common-mode range (0 V to V<sup>+</sup> – 1.5 V), at 25°C.

(2) The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

(3) The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common-mode voltage range is V<sup>+</sup> – 1.5 V at 25°C, but either or both inputs can go to 36 V without damage, independent of the magnitude of V<sup>+</sup>.

(4) The response time specified is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained, see [LMx93 and LM193A Typical Characteristics](#).



## 6.8 Electrical Characteristics: LMx93 and LM2903 ( $V_+ = 5\text{ V}$ )<sup>(1)</sup>

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM193-N			LM293-N, LM393-N			LM290-N			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	See <sup>(2)</sup>			9			9		9	15	mV
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$ , $V_{CM}=0\text{ V}$			100			150		50	200	nA
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, $V_{CM}=0\text{ V}$ <sup>(3)</sup>			300			400		200	500	nA
Input Common Mode Voltage Range	$V^+ = 30\text{ V}$ <sup>(4)</sup>	0		$V^+ - 2.0$	0		$V^+ - 2.0$	0		$V^+ - 2.0$	V
Saturation Voltage	$V_{IN(-)} = 1\text{ V}$ , $V_{IN(+)} = 0$ , $I_{SINK} \leq 4\text{ mA}$			700			700		400	700	mV
Output Leakage Current	$V_{IN(-)} = 0$ , $V_{IN(+)} = 1\text{ V}$ , $V_O = 30\text{ V}$			1.0			1.0			1.0	$\mu\text{A}$
Differential Input Voltage	Keep All $V_{IN}$ 's $\geq 0\text{ V}$ (or $V^-$ , if Used), <sup>(5)</sup>			36			36			36	V

- (1) These specifications are limited to  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ , for the LM193/LM193A. With the LM293 all temperature specifications are limited to  $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$  and the LM393 temperature specifications are limited to  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ . The LM2903 is limited to  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ .
- (2) At output switch point,  $V_O = 1.4\text{ V}$ ,  $R_S = 0\ \Omega$  with  $V^+$  from  $5\text{ V}$  to  $30\text{ V}$ ; and over the full input common-mode range ( $0\text{ V}$  to  $V^+ - 1.5\text{ V}$ ), at  $25^\circ\text{C}$ .
- (3) The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.
- (4) The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than  $0.3\text{ V}$ . The upper end of the common-mode voltage range is  $V^+ - 1.5\text{ V}$  at  $25^\circ\text{C}$ , but either or both inputs can go to  $36\text{ V}$  without damage, independent of the magnitude of  $V^+$ .
- (5) Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than  $-0.3\text{ V}$  (or  $0.3\text{ V}$  below the magnitude of the negative power supply, if used).