



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

FACULTAD DE INGENIERÍA ENSENADA

INGENIERÍA ELECTRÓNICA

ALUMNO:
ANDRÉS NAVARRO RODRÍGUEZ

MATERIA:
CONTROL AVANZADO

GRUPO: 383

PRÁCTICA # 1
"ANÁLISIS DE RESPUESTA TRANSITORIA CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES"

DOCENTE:
DR. JOSE DE JESUS ZAMARRIPA TOPETE

ENSENADA, B.C. A 16 DE MARZO DEL 2011

Practica #1 “Análisis de respuesta transitoria con amplificadores operacionales”

Objetivo:

- Que el alumno comprenda la respuesta transitoria y estacionaria de varios sistemas con amplificadores operacionales.
- Visualizar las diferentes formas de onda de salida en el osciloscopio al variar la frecuencia de la señal de entrada.
- Que el alumno mida la frecuencia natural no amortiguada y el factor de amortiguamiento en el último sistema.

Material y equipo:

- Amplificador operacional LM324.
- Capacitores de $0.1 \mu\text{F}$.
- Resistencias de diferentes valores.
- Fuente de alimentación.
- Osciloscopio.
- Multímetro.
- Generador de funciones.

Introducción:

Análisis de la respuesta transitoria

La señal de entrada para un sistema de control no se conoce con anticipación, pero es de naturaleza aleatoria, y la entrada instantánea no puede expresarse en forma analítica. Sólo algunos casos especiales se conocen con anticipación la señal de entrada y se puede expresar de forma analítica o mediante curvas; tal es el caso del control automático de herramientas de corte. En el análisis y diseño de sistemas de control, debemos tener una base de comparación de desempeño de diversos sistemas de control. Esta base se configura especificando las señales de entrada de prueba particulares y comparando las respuestas de varios sistemas a estas señales de entrada.

Muchos criterios de diseño se basan en tales señales o en la respuesta del sistema a los cambios en las condiciones iniciales (sin señales de prueba). El uso de señales de prueba se justifica porque existe una correlación entre las características de respuesta de un

sistema para una señal de entrada de prueba común y la capacidad del sistema de manejar las señales de entrada reales.

Señales de prueba típicas. Las señales de prueba que se usan regularmente son funciones escalón, rampa, parábola, impulso, senoidales, etc. Con estas señales de prueba, es posible realizar con facilidad análisis matemáticos y experimentales de sistemas de control, dado que las señales son funciones del tiempo muy simples.

La forma de la entrada a la que el sistema estará sujeto con mayor frecuencia bajo una operación normal determina cuál de las señales de entrada típicas se debe usar para analizar las características del sistema. Si las entradas para un sistema de control son funciones del tiempo que cambian en forma gradual, una función rampa sería una buena señal de prueba. Asimismo, si un sistema está sujeto a perturbaciones repentinas una función escalón sería una buena señal de prueba; y para un sistema sujeto a entradas de choque, una función impulso sería la mejor.

Una vez diseñado un sistema de control con base en las señales de prueba, por lo general el desempeño del sistema en respuesta a las entradas reales es satisfactorio. El uso de tales señales de prueba permite comparar el desempeño de todos los sistemas sobre la misma base.

Respuesta transitoria y respuesta en estado estable. La respuesta en el tiempo de un sistema de control consta de dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta en estado estable. Por respuesta transitoria nos referimos a la que va del estado inicial al estado final. Por respuesta en estado estable, nos referimos a la manera en la cual se comporta la salida del sistema conforme t tiende a infinito.

Estabilidad absoluta, estabilidad relativa y error en estado estable. Al diseñar un sistema de control, debemos ser capaces de predecir su comportamiento dinámico a partir del conocimiento de los componentes. La característica más importante del comportamiento dinámico de un sistema de control es la estabilidad absoluta, es decir, si el sistema es estable o inestable. Un sistema de control está en equilibrio si, en ausencia de cualquier perturbación o entrada, la salida permanece en el mismo estado. Un sistema de control lineal e invariante con el tiempo es estable si la salida termina por regresar a su estado de equilibrio cuando el sistema está sujeto a una condición inicial. Un sistema de control lineal e invariante con el tiempo es críticamente estable si las oscilaciones de la salida continúan para siempre. Es inestable si la salida diverge sin límite a partir de su estado de equilibrio cuando el sistema está sujeto a una condición inicial. En realidad, la salida de un sistema físico puede aumentar hasta un cierto grado, pero puede estar limitada por "detenciones" mecánicas o el sistema puede colapsarse o volverse no lineal después de que la salida excede cierta magnitud, por lo cual ya no se aplican las ecuaciones diferenciales lineales.

Entre los comportamientos importantes del sistema (aparte de la estabilidad absoluta) que deben recibir una cuidadosa consideración están la estabilidad relativa y el error en estado

estable. Dado que un sistema de control físico implica un almacenamiento de energía, la salida del sistema, cuando éste está sujeto a una entrada, no sucede a la entrada de inmediato, sino que exhibe una respuesta transitoria antes de alcanzar un estado estable. La respuesta transitoria de un sistema de control práctico con frecuencia exhibe oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar un estado estable. Si la salida de un sistema en estado estable no coincide exactamente con la entrada, se dice que el sistema tiene un error en estado estable. Este error indica la precisión del sistema. Al analizar un sistema de control, debemos examinar el comportamiento de la respuesta transitoria y el comportamiento en estado estable.

Sistemas de primer orden

Considere el sistema de primer orden. Física mente, este sistema representa un circuito RC, un sistema térmico o algo similar. La figura presenta un diagrama de bloques simplificado. La relación entrada-salida se obtiene mediante:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts + 1}$$

En lo sucesivo, analizaremos las respuestas del sistema a entradas tales como la función escalón unitario, rampa unitaria e impulso unitario. Se supone que las condiciones iniciales son cero. Observe que todos los sistemas que tienen la misma función de transferencia exhibirán la misma salida en respuesta a la misma entrada. Para cualquier sistema físico dado, la respuesta matemática recibe una interpretación física.

Respuesta escalón unitario de sistemas de primer orden. Dado que la transformada de Laplace de la función escalón unitario es $1/s$, sustituyendo $R(s) = 1/s$ obtenemos:

$$C(s) = \frac{1}{Ts + 1} \cdot \frac{1}{s}$$

Si tomamos la transformada inversa de Laplace de la ecuación obtenemos:

$$c(t) = 1 - e^{-t/T}, \quad \text{para } t \geq 0$$

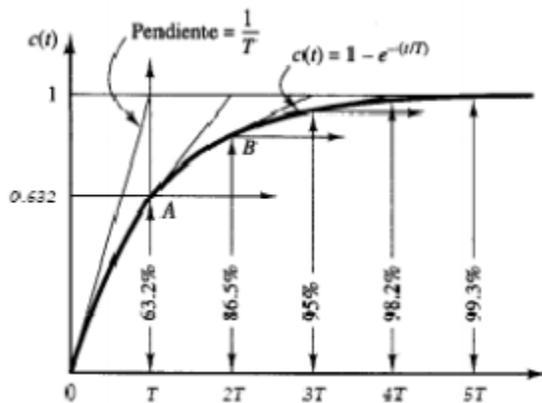
La ecuación anterior plantea que la salida $c(t)$ es inicialmente cero y al final se vuelve unitaria. Una característica importante de tal curva de respuesta exponencial $c(t)$ es que, para $t = T$, el valor de $c(t)$ es 0.632, o que la respuesta $c(t)$ alcanzó 63.2% de su cambio total. Esto se aprecia con facilidad sustituyendo $t = T$ en $c(t)$. Es decir,

$$c(T) = 1 - e^{-1} = 0.632$$

Observe que, conforme más pequeña es la constante de tiempo T, más rápida es la respuesta del sistema. Otra característica importante de la curva de respuesta exponencial es que la pendiente de la línea de tangente en t = 0 es 1/T, dado que:

$$\left. \frac{dc}{dt} = \frac{1}{T} e^{-t/T} \right|_{t=0} = \frac{1}{T}$$

La respuesta alcanzaría el valor final en t = T si mantuviera su velocidad de respuesta inicial. A partir de la ecuación anterior vemos que la pendiente de la curva de respuesta c(t) disminuye en forma monótonica de 1/T en t = 0



La curva de respuesta exponencial c(t) aparece en la figura anterior. En una constante de tiempo, la curva de respuesta exponencial ha ido de 0 a 63.2% del valor final. En dos constantes de tiempo, la respuesta alcanza 86.5% del valor final. En t = 3T, 4T y 5T, la respuesta alcanza 95,98.2 y 99.3%, respectivamente, del valor final. Por tanto, para t = 4T, la respuesta permanece dentro del 2% del valor final. El estado estable se alcanza matemáticamente sólo después de un tiempo infinito. Sin embargo, en la práctica, una estimación razonable del tiempo de respuesta es la longitud de tiempo que necesita la curva de respuesta para alcanzar la línea de 2% del valor final, o cuatro constantes de tiempo.

Respuesta rampa unitaria de sistemas de primer orden. Dado que la transformada de Laplace de la función rampa unitaria es 1/s², obtenemos la salida del sistema como:

$$C(s) = \frac{1}{Ts + 1} \cdot \frac{1}{s^2}$$

Tomando la transformada inversa de Laplace, obtenemos:

$$c(t) = t - T + Te^{-t/T}, \quad \text{para } t \geq 0$$

De este modo, la señal de error e(t) es:

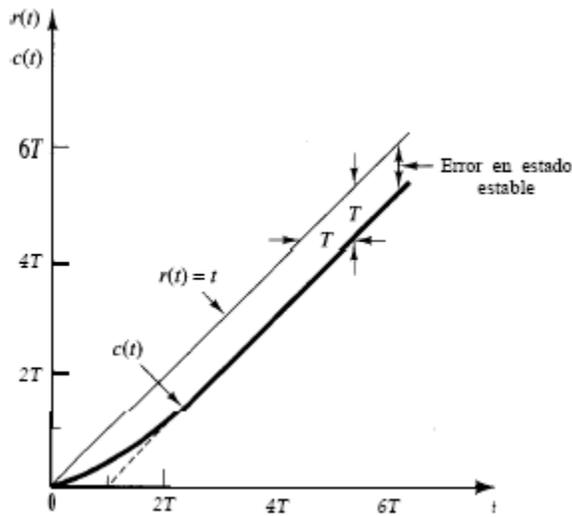
$$e(t) = r(t) - c(t)$$

$$\Rightarrow T(1 - e^{-t/T})$$

Conforme t tiende a infinito, $e-t/T$ se aproxima a cero y, por tanto, la señal de error $e(t)$ se aproxima a T o :

$$e(\infty) = T$$

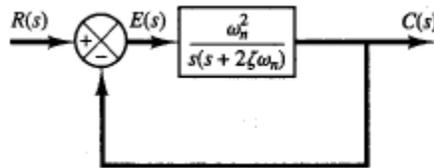
La entrada rampa unitaria y la salida del sistema se muestran en la figura. El error después de la entrada rampa unitaria es igual a T para una t suficientemente grande. Entre más pequeña es la constante de tiempo T , más pequeño es el error en estado estable después de la entrada rampa.



Sistemas de segundo orden

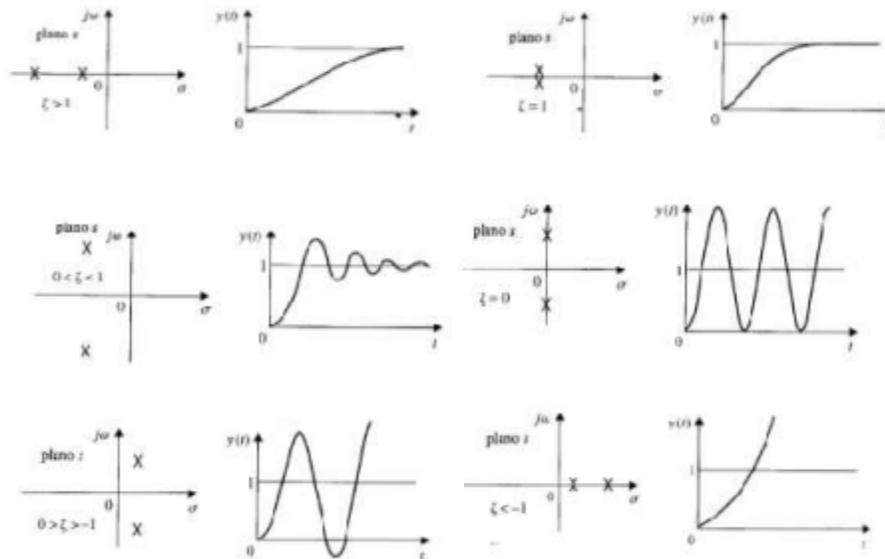
La función de transferencia de un sistema de segundo orden se expresa como:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$



El comportamiento dinámico del sistema de segundo orden se describe a continuación en términos de dos parámetros ξ y ω_n . El valor de ξ toma diferentes valores dependiendo de su ubicación en el plano s .

- El semiplano izquierdo del plano s corresponde a un amortiguamiento positivo ($\xi > 0$), esto causa que la respuesta escalón unitario establezca un valor final constante en el estado estable debido al exponente negativo ($-\xi\omega_n t$). Por lo tanto **el sistema es estable**.
- El semiplano derecho del plano s corresponde a un amortiguamiento negativo ($\xi < 0$). El amortiguamiento negativo da una respuesta que crece en magnitud sin límite de tiempo, por lo tanto **el sistema es inestable**.
- El eje imaginario corresponde a un amortiguamiento de cero ($\xi = 0$). Este resulta en una amortiguación sostenida, y **el sistema es marginalmente estable o marginalmente inestable**.



Si $0 < \xi < 1$, los polos en lazo cerrado son complejos conjugados y se encuentran en el semiplano izquierdo del plano s . El sistema, entonces se denomina subamortiguado y la respuesta transitoria es oscilatoria.

Si $\xi = 1$, el sistema se denomina críticamente amortiguado. Los sistemas sobreamortiguados corresponden a $\xi > 1$. La respuesta transitoria de los sistemas críticamente amortiguados y sobreamortiguados no oscila. Si $\xi = 0$, la respuesta transitoria no se amortigua.

Ahora obtendremos la respuesta del sistema para una entrada escalón unitario. Consideraremos tres casos diferentes:

- (1) Caso subamortiguado ($0 < \xi < 1$): en este caso, $C(s)/R(s)$ se escribe como:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{(s + \zeta\omega_n + j\omega_d)(s + \zeta\omega_n - j\omega_d)}$$

En donde $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ La frecuencia ω_d se denomina **frecuencia natural amortiguada**.

Los polos del sistema se encuentran en:

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = -\sigma \pm j\omega_d$$

(2) Caso críticamente amortiguado ($\zeta = 1$): si los dos polos de $C(s)/R(s)$ son casi iguales, el sistema se aproxima mediante uno críticamente amortiguado. Los polos se encuentran ubicados en:

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n$$

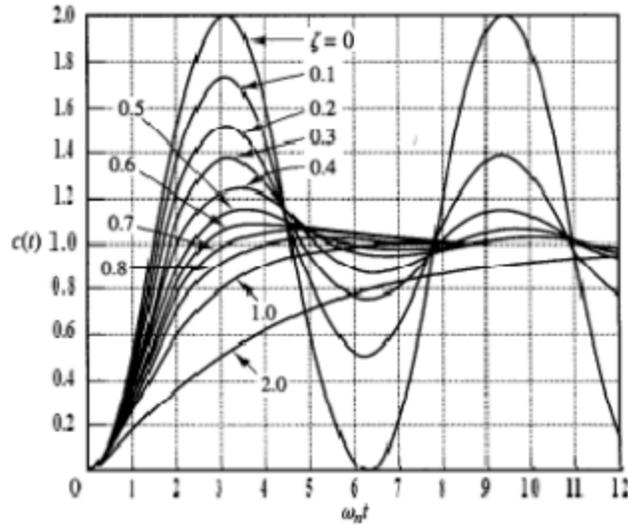
(3) Caso sobreamortiguado ($\zeta > 1$): en este caso, los dos polos de $C(s)/R(s)$ son reales negativos y diferentes.

$$p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}$$

En resumen se tiene lo siguiente:

▲ $0 < \zeta < 1$:	$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$	$(-\zeta\omega_n < 0)$	<i>bajo amortiguamiento</i>
▲ $\zeta = 1$:	$s_1, s_2 = -\omega_n$		<i>amortiguamiento crítico</i>
▲ $\zeta > 1$:	$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}$		<i>sobre amortiguamiento</i>
▲ $\zeta = 0$:	$s_1, s_2 = \pm j\omega_n$		<i>no amortiguado</i>
▲ $\zeta < 0$:	$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$	$(-\zeta\omega_n < 0)$	<i>amortiguamiento negativo</i>

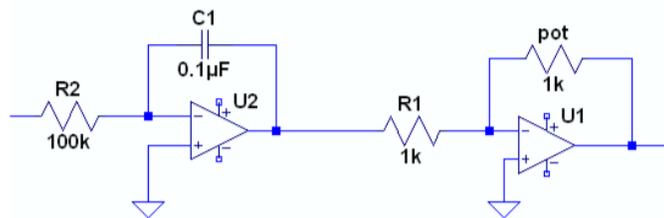
La siguiente figura contiene una familia de curvas $c(t)$ con diversos valores de ζ , en donde la abscisa es la variable adimensional wt . Las curvas solo son funciones de ζ :



En la figura observamos que un sistema subamortiguado con ξ entre 0.5 y 0.8 se acerca al valor final con mayor rapidez que un sistema críticamente amortiguado o sobreamortiguado. Entre los sistemas que responden sin oscilación, un sistema críticamente amortiguado presenta la respuesta más rápida. Un sistema sobreamortiguado siempre es lento para responder a las entradas.

Desarrollo:

- Se armo el siguiente circuito que describe la siguiente función de transferencia $G(s) = \frac{1}{s}$ y se le aplicó una entrada senoidal, cuadrada y triangular con la misma amplitud de entrada y con diferentes frecuencias que a continuación se muestran en la tabla. Las señales triangular y cuadrada solo se hizo una sola medición.



Frecuencia [Hz]	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Desfase [°]	90	87.12	85.97	86.4	90	85.97	88.42	86.4	88	90
V _{pp} in [V]	1.22	1.40	1.44	1.44	1.47	1.47	1.47	1.47	1.48	1.48
V _{pp} out [V]	1.26	.800	.576	.448	.352	.304	.232	.164	.104	.88

- Señal triangular:

$$V_{pp\ in} = 1.22V$$

$$V_{pp\ out} = 1.26V$$

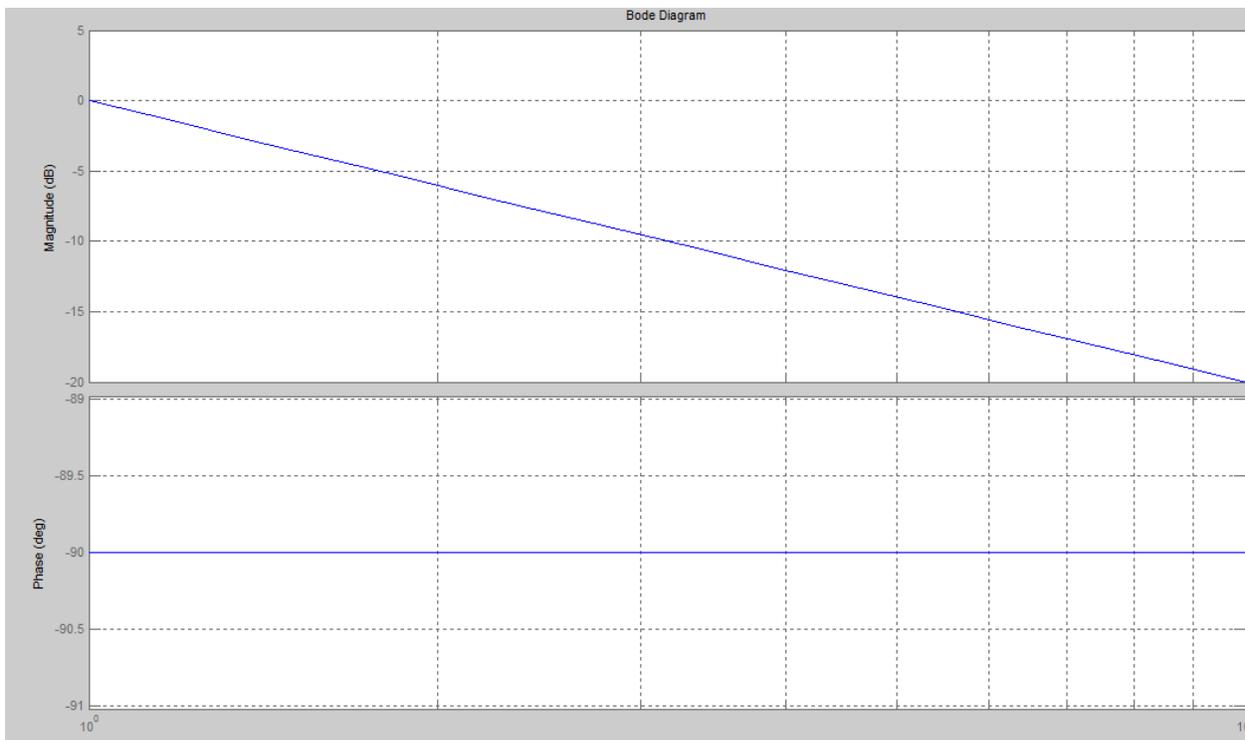
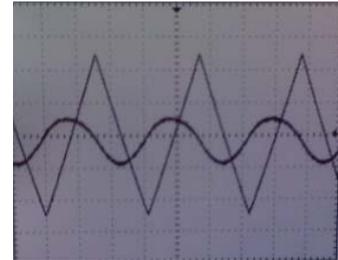
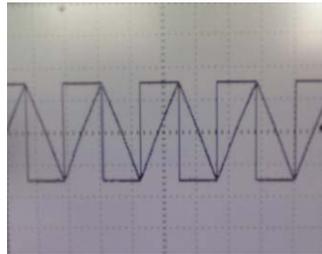
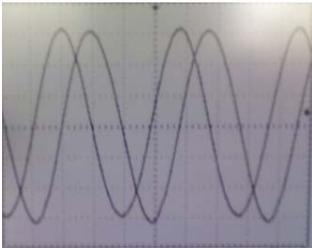
$$Desfase = 90^\circ$$

- Señal cuadrada:

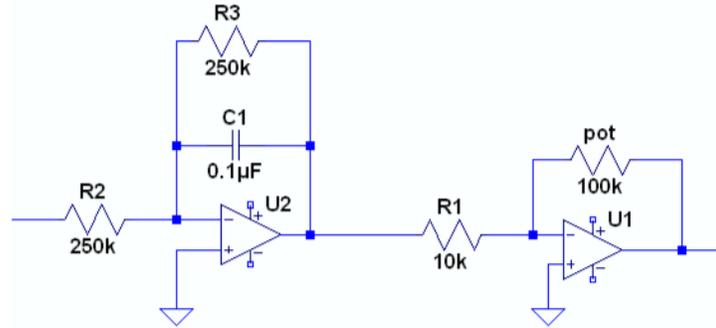
$$V_{pp\ in} = 1.22V$$

$$V_{pp\ out} = 1.26V$$

$$Desfase = 90^\circ$$



- Se armó el siguiente circuito que describe la siguiente función de transferencia $G(s) = \frac{1}{s+40}$ y se le aplicó una entrada senoidal, cuadrada y triangular con la misma amplitud de entrada y con diferentes frecuencias que a continuación se muestran en la tabla. Las señales triangular y cuadrada solo se hizo una sola medición.



Frecuencia [Hz]	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Desfase [°]	54.76	72.69	75.53	78.8	81.24	86.43	88.38	86.53	89.75	90
$V_{pp\ in}$ [V]	.776	.904	.928	.944	.944	.944	.944	.952	.952	.952
$V_{pp\ out}$ [V]	2.42	1.64	1.16	.920	.760	.624	.544	.471	.424	.392

- Señal triangular:

$$V_{pp\ in} = .776V$$

$$V_{pp\ out} = 2.42V$$

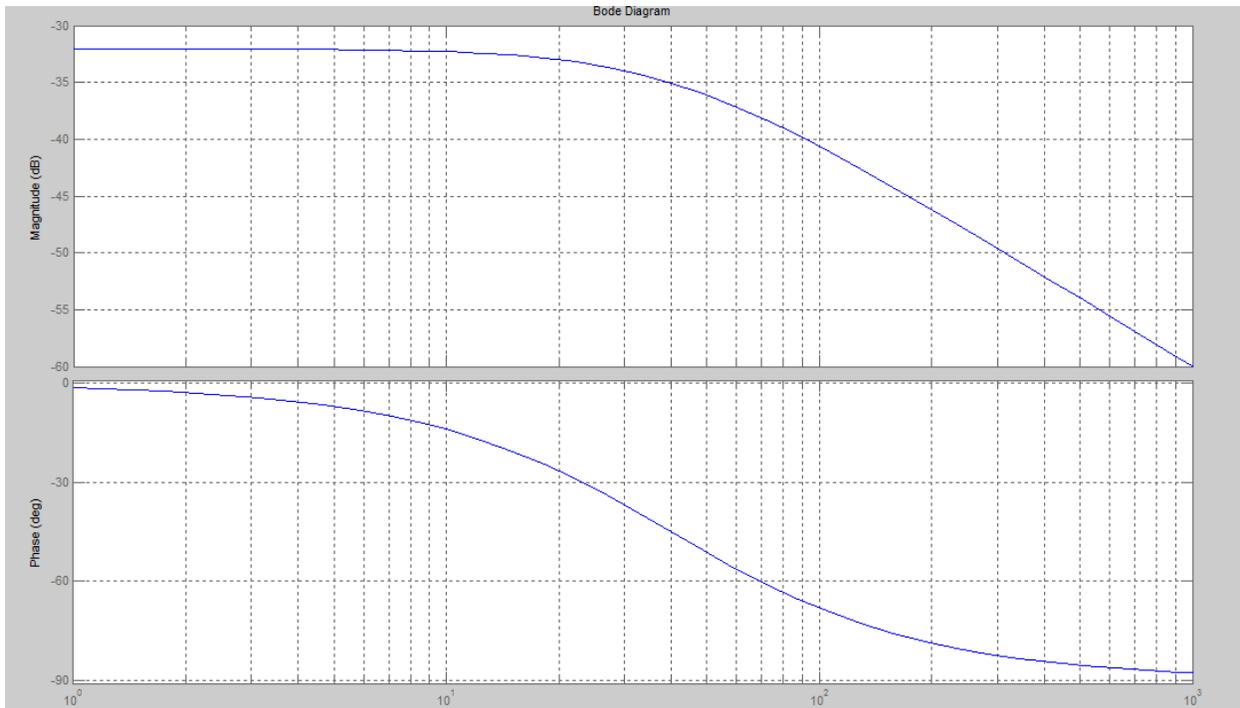
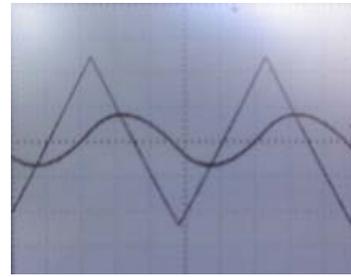
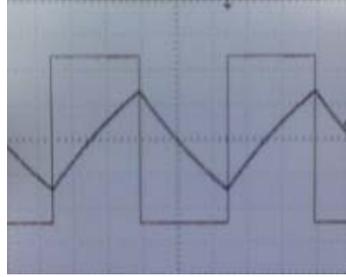
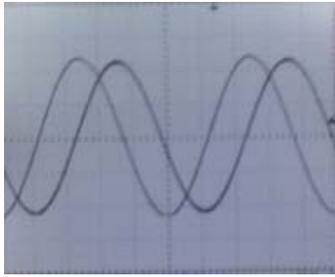
$$Desfase = 54.76^\circ$$

- Señal cuadrada:

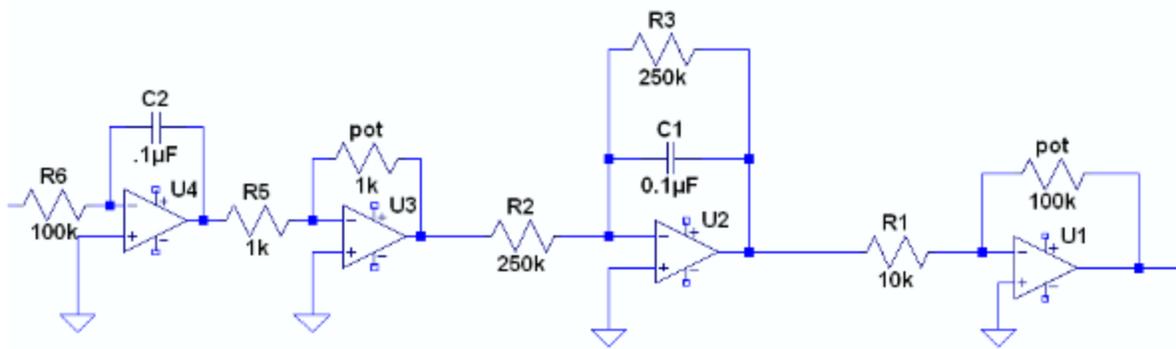
$$V_{pp\ in} = .776V$$

$$V_{pp\ out} = 2.42V$$

$$Desfase = 54.76^\circ$$



- Se armo el siguiente circuito que describe la siguiente función de transferencia $G(s) = \frac{1}{(s)(s+40)}$ y se le aplico una entrada senoidal, cuadrada y triangular con la misma amplitud de entrada y con diferentes frecuencias que a continuación se muestran en la tabla. Las señales triangular y cuadrada solo se hizo una sola medición.



Frecuencia [Hz]	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Desfase [°]	145	154.2	162.4	165.6	171.1	173.9	175.97	188.7	180	180
$V_{pp\ in}$ [V]	.936	1.09	1.13	1.14	1.14	1.14	1.15	1.15	1.15	1.15
$V_{pp\ out}$ [V]	1.7	.632	.322	.196	.134	.0968	.0744	.0584	.0484	.0412

- Señal triangular:

$$V_{pp\ in} = .963V$$

$$V_{pp\ out} = 1.7V$$

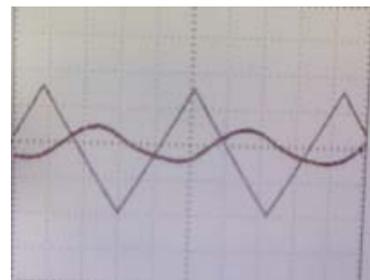
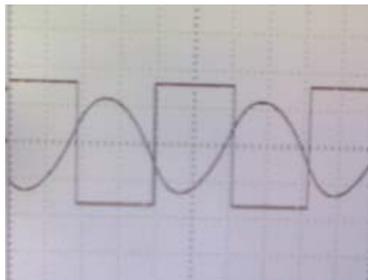
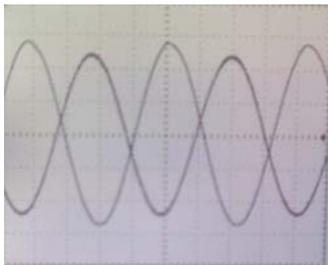
$$Desfase = 145^\circ$$

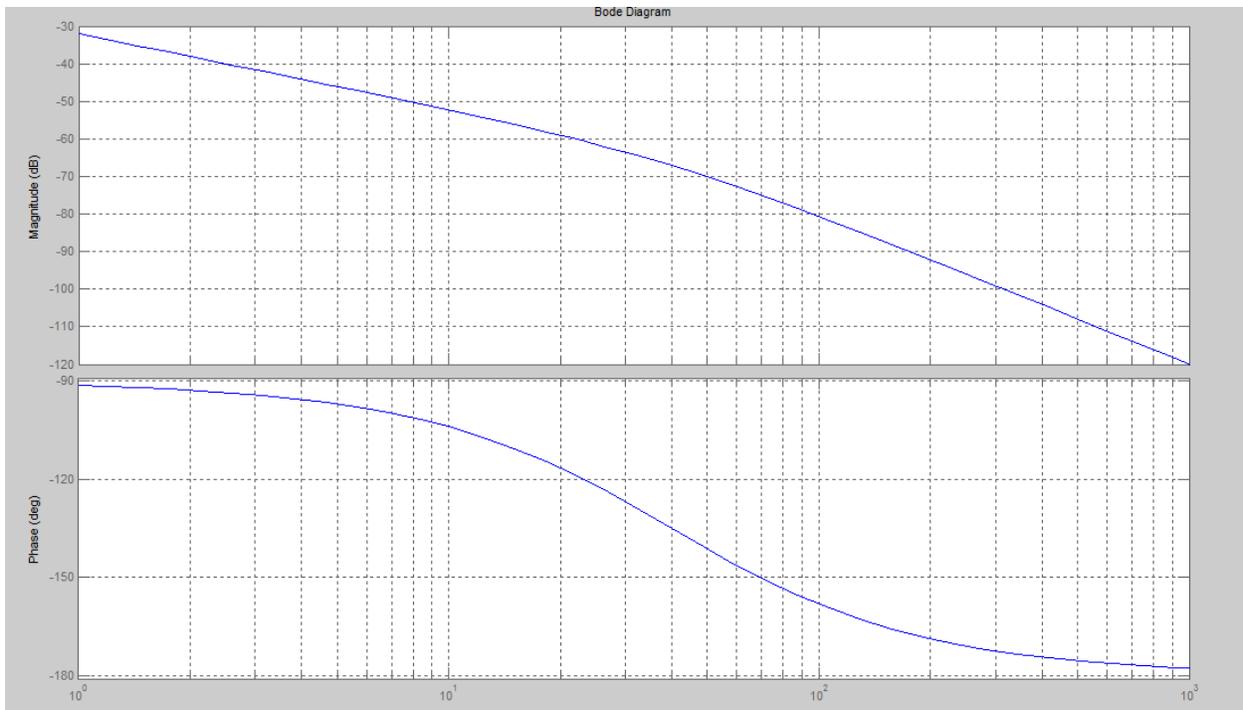
- Señal cuadrada:

$$V_{pp\ in} = .936V$$

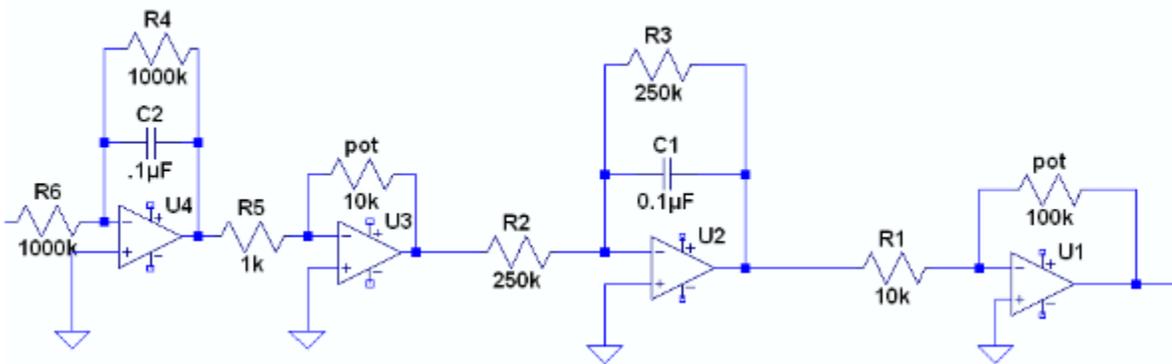
$$V_{pp\ out} = 1.7V$$

$$Desfase = 145^\circ$$





- Se armo el siguiente circuito que describe la siguiente función de transferencia $G(s) = \frac{1}{(s+10)(s+40)}$ y se le aplico una entrada senoidal, cuadrada y triangular con la misma amplitud de entrada y con diferentes frecuencias que a continuación se muestran en la tabla. Las señales triangular y cuadrada solo se hizo una sola medición.



Frecuencia [Hz]	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Desfase [°]	138	152.91	163.63	174.26	175.3	178.4	179.3	180	180	180
V _{pp} in [V]	1.05	1.24	1.24	1.26	1.26	1.26	1.26	1.26	1.26	1.26
V _{pp} out [V]	.0984	.060	.0499	.0304	.0218	.0162	.0132	.0114	.0094	.0084

- Señal triangular:

$$V_{pp\ in} = 1.05V$$

$$V_{pp\ out} = .0984V$$

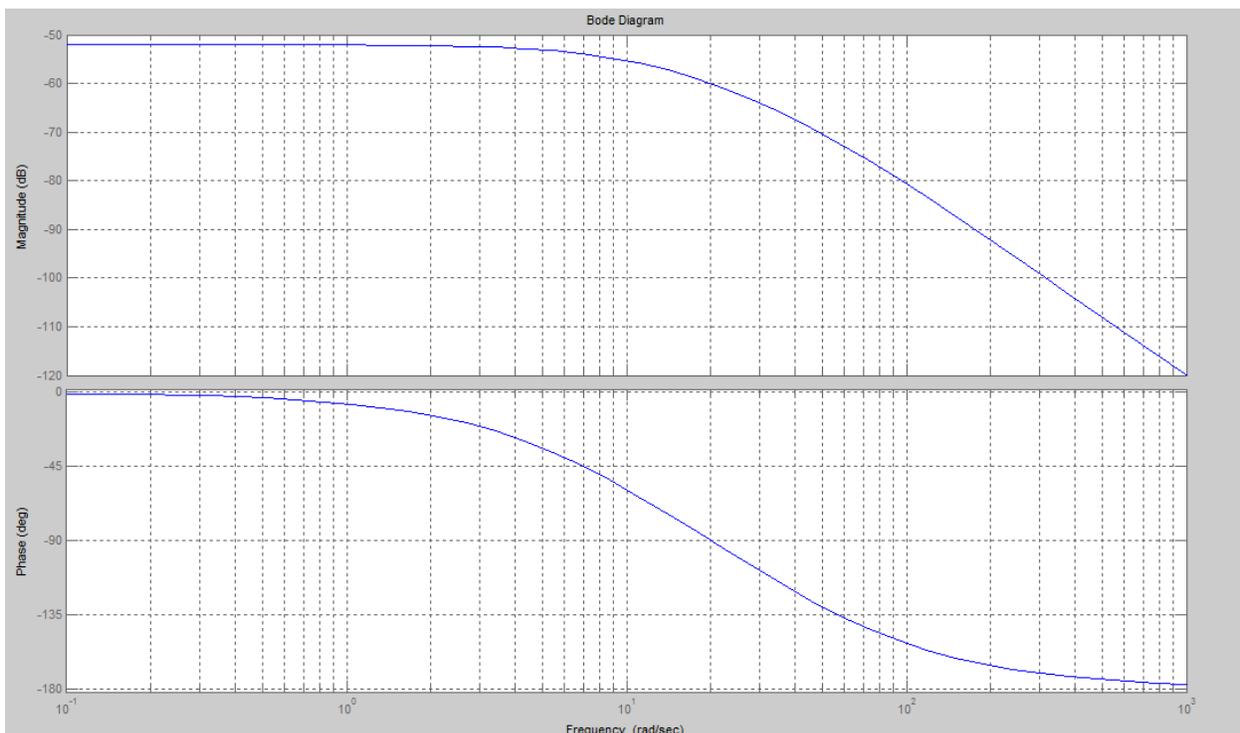
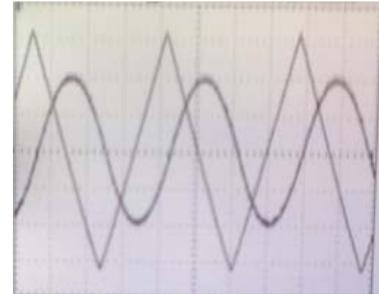
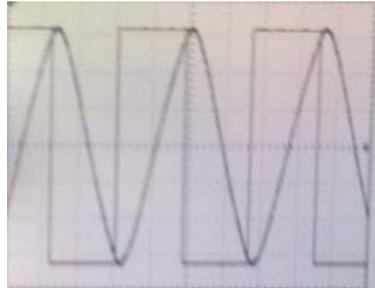
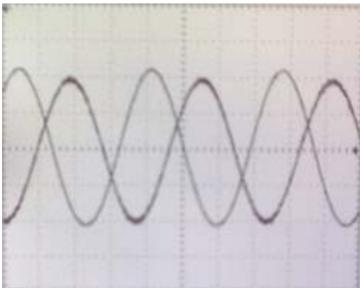
$$Desfase = 138^\circ$$

- Señal cuadrada:

$$V_{pp\ in} = 1.05V$$

$$V_{pp\ out} = .0984V$$

$$Desfase = 138^\circ$$



- En este paso lo que se hizo es que se midió la frecuencia natural no amortiguada ω_n y ζ y el factor de amortiguamiento.

Tenemos que nuestra función de transferencia es:

$$G(s) = \frac{1}{(s + 10)(s + 40)} = \frac{1}{s^2 + 50s + 400} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Ahora igualamos

$$\omega_n^2 = 400$$

$$\omega_n = 20$$

Y después igualamos:

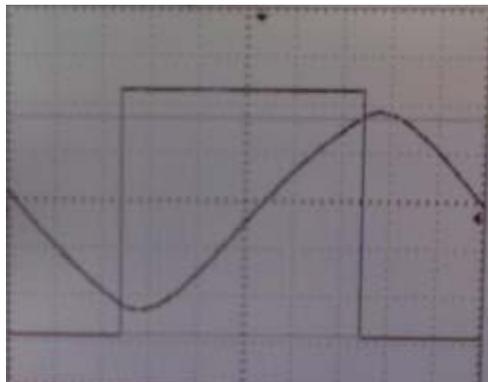
$$2\zeta\omega_n = 50$$

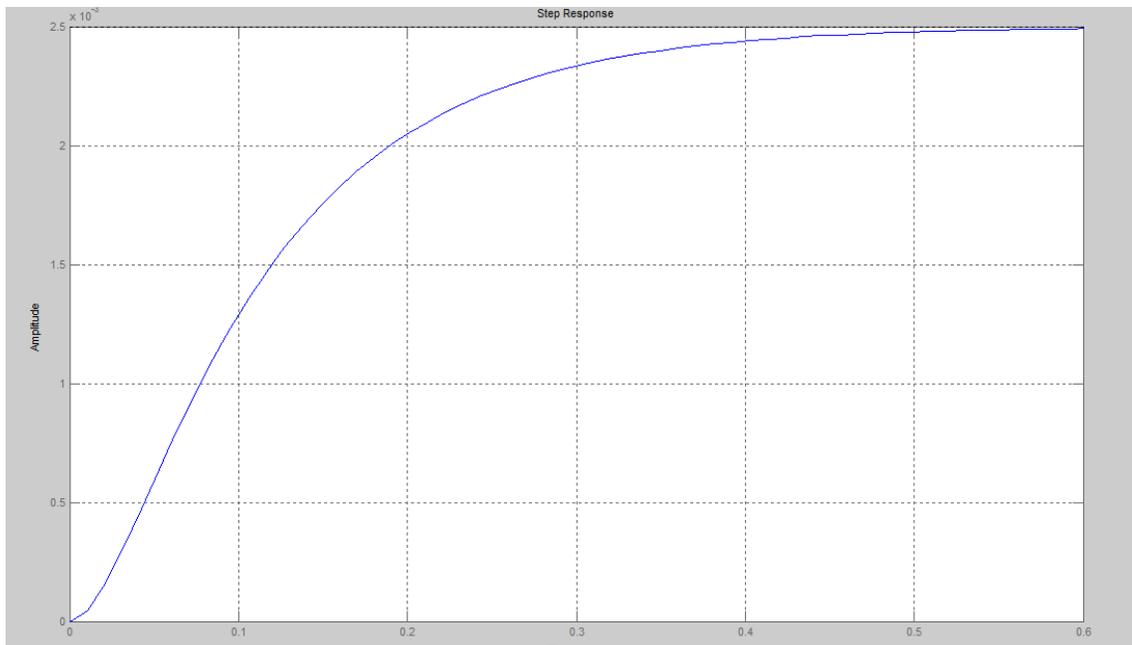
$$\zeta = \frac{50}{(2)(20)}$$

$$\zeta = 2.5$$

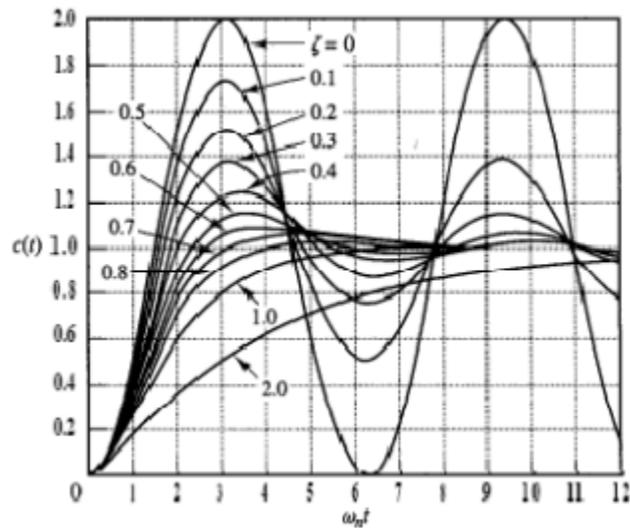
Debido a que el sistema se comporta como sobreamortiguado no se pudo medir la frecuencia natural no amortiguada y el factor de amortiguamiento fue de:

$$\zeta = 2$$





Se introdujo una entrada escalón unitario y el factor de amortiguamiento se comparo con las siguientes curvas:



Conclusión:

En esta practica se pudo ver como es que con amplificadores operacionales se puede representar una determinada función de transferencia, en este caso se representaron cuatro funciones de transferencia diferentes con circuitos diferentes.

Se pudo ver como es que estas plantas tienen diferentes características al ir variando la frecuencia, ya sea en amplitud o en fase, se usaron diagramas de bode para cada una de las plantas para ir comparando los resultados medidos con los teóricos y se puede ver con las

tablas que son muy parecidos los resultados, donde se puede ver que no es muy exacto es en la amplitud debido a que al ir variando la frecuencia se presenta una atenuación muy grande que es muy difícil de observar en la salida.

En el último caso se pudo medir el factor de amortiguamiento y se vio que es muy parecido el calculado, simulado y el real, y esto nos quiere decir que el circuito se comporta como esperamos y en el caso de la frecuencia natural no amortiguada no se pudo medir ya que el sistema es del tipo sobreamortiguado y no presenta oscilaciones.

Apéndice:

- Hojas de datos del LM324

Referencias:

http://ciecfie.epn.edu.ec/CControlC/materias/automatico/Descargas/An%C3%A1lisis/Lecturas/Lecturas_PDF/LECTURA_ANALISIS.pdf



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA



FACULTAD DE INGENIERÍA ENSENADA

INGENIERÍA ELECTRÓNICA

ALUMNO:
ANDRÉS NAVARRO RODRÍGUEZ

MATERIA:
CONTROL AVANZADO

PRÁCTICA # 2 "COMPENSADOR DE ADELANTO, ATRASO Y ADELANTO – ATRASO"

DOCENTE:
DR. JOSE DE JESUS ZAMARRIPA TOPETE

ENSENADA, B.C. A 27 DE ABRIL DE 2011

Práctica # 2 "Compensador de adelanto, atraso y adelanto – atraso"

Objetivo:

Construir los circuitos correspondientes de las redes de adelanto, atraso y adelanto – atraso que se vieron en clase para comprobar su comportamiento tanto de ganancia como en fase.

Introducción:

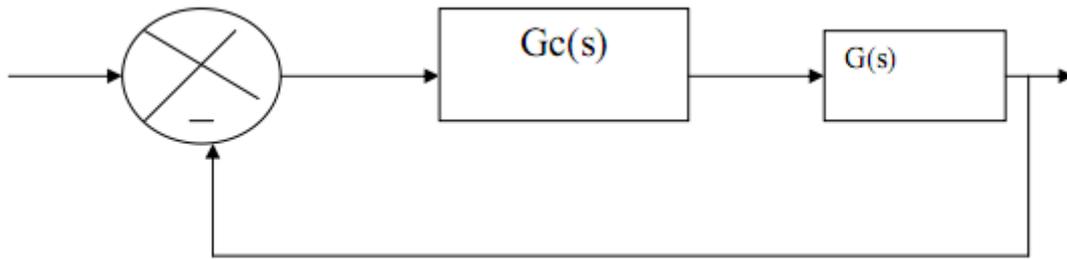
La compensación de adelanto produce, en esencia, un mejoramiento razonable en la respuesta transitoria y un cambio pequeño en la precisión en estado estable. Puede acentuar los efectos del ruido de alta frecuencia. Por su parte, la compensación de atraso produce un mejoramiento notable en la precisión en estado estable a costa de aumentar el tiempo de respuesta transitoria. Suprime los efectos de las señales de ruido a altas frecuencias. La compensación de atraso-adelanto combina las características de la compensación de adelanto con las de la compensación de atraso. El uso de un compensador de atraso o de adelanto aumenta el orden del sistema en 1. El uso de un compensador de atraso-adelanto eleva el orden del sistema en 2, lo cual significa que el sistema se vuelve más complejo y que es más difícil controlar el comportamiento de la respuesta transitoria.

Compensación de adelanto

Técnica de compensación de adelanto basadas en el enfoque de la respuesta.

La función principal del compensador de adelanto es volver a dar forma a la curva de respuesta en frecuencia a fin de ofrecer un ángulo de adelanto de fase suficiente para compensar el atraso de fase excesivo asociado con los componentes del sistema fijo.

Si consideramos el sistema mostrado en la figura A, las especificaciones se dan en términos del margen de fase, del margen de ganancia, de las constantes de error estático de velocidad, etc. El procedimiento para diseñar un compensador de adelanto mediante el enfoque de la respuesta en frecuencia se plantea del modo siguiente:



1.- Suponga el siguiente compensador de adelanto:

$$G_c(s) = K_c \alpha \frac{T_s + 1}{\alpha T_s + 1} = K_c \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\alpha T}} \quad (0 < \alpha < 1)$$

Defina

$$K_c \alpha = K$$

Así,

$$G_c(s) = K \frac{T_s + 1}{\alpha T_s + 1}$$

La función de transferencia en lazo abierto del sistema compensado es:

$$G_c(s)G(s) = K \frac{T_s + 1}{\alpha T_s + 1} G(s) = \frac{T_s + 1}{\alpha T_s + 1} KG(s) = \frac{T_s + 1}{\alpha T_s + 1} G_1(s)$$

en donde

$$G_1(s) = KG(s)$$

Determinar la ganancia K que satisfaga el requerimiento sobre la constante estática de error determinada.

2.- Usando la ganancia K determinada, dibuje las trazas de Bode de $G_1(j\omega)$, el sistema con ganancia ajustada pero sin compensar. Calcule el valor del margen de fase.

3.- Determinar el ángulo de adelanto de fase necesario que se agregará al sistema.

4.- Determinar el factor de atenuación α a partir de la ecuación (1). Establezca la frecuencia a la cual la magnitud del sistema no compensado es igual a $-20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha}} \right)$. Seleccionar ésta como la nueva frecuencia de cruce de ganancia. Esta frecuencia corresponde a $\omega_n = 1/\sqrt{\alpha T}$ y el cambio de fase máximo ϕ_m ocurre en ella.

$$\text{Sen } \theta_m = \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \quad (1)$$

5.-Determine las frecuencias de esquina del compensador de adelanto del modo siguiente:

Cero del compensador de adelanto: $\omega = 1/\tau$

Polo del compensador de adelanto: $\omega = 1/\alpha \tau$

6.- Usando el valor de K determinado en el paso 1 y el de α establecido en el paso 4, calcular la constante K_c a partir de

$$K_c = K / \alpha$$

7.-Verificar el margen de ganancia para asegurarse de que es satisfactorio. De no ser así, repita el proceso de diseño modificando la ubicación de los polos y cero del compensador hasta obtener un resultado satisfactorio.

Compensador de atraso

La función principal de un compensador de atraso es proporcionar una atenuación en el rango de las frecuencias altas a fin de aportar un margen de fase suficiente al sistema. La característica de atraso de fase no afecta la compensación de atraso.

El procedimiento para diseñar compensadores de atraso para el sistema de retroalimentación negativa mostrado en la figura A es el siguiente:

1.-Suponga el compensador de atraso:

$$G_c(s) = K_c \beta \frac{T_s + 1}{\beta T_s + 1} = K_c \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\beta T}} \quad (\beta > 1)$$

Defina

$$K_c \beta = K$$

De modo que

$$G_c(s) = K \frac{T_s + 1}{\beta T_s + 1}$$

La función de transferencia en lazo abierto del sistema compensado es:

$$G_c(s)G(s) = K \frac{Ts+1}{\beta Ts+1} G(s) = \frac{Ts+1}{\beta Ts+1} KG(s) = \frac{Ts+1}{\beta TS+1} G_1(s)$$

en donde

$$G_1(s) = KG(s)$$

Determinar la ganancia K que satisfaga el requerimiento en la constante de error estático establecido.

2.- El sistema no compensado $G_1KG(j\omega)$ no satisface las especificaciones en los márgenes de fase y ganancia, encuentre el punto de frecuencia en el cual el ángulo de fase de la función de transferencia en lazo abierto sea igual a -180° más el margen de fase requerido. Éste es el margen de fase especificado entre 5 y 12° . (La adición entre 5 y 12° compensa el atraso de fase del compensador de atraso). Seleccionar esta como la nueva frecuencia de cruce de ganancia.

3.- Para evitar los efectos nocivos del atraso de fase producido por el compensador de atraso, el polo y el cero del compensador de atraso deben ubicarse mucho más abajo que la nueva frecuencia de cruce de ganancia. Por tanto, seleccionar la frecuencia de esquina $\omega = 1/\tau$ (que corresponde al cero del compensador de atraso). Entre una octava y una década por debajo de la nueva frecuencia de cruce de ganancia. (Si las constantes de tiempo del compensador de atraso no se vuelven demasiado grandes, se selecciona la esquina de frecuencia $\omega = 1/\tau$ una década por debajo de la nueva frecuencia de cruce de ganancia).

4.- Determinar la atenuación necesaria para disminuir la curva de magnitud de 0 dB en la nueva frecuencia de cruce de ganancia. Considerando que esta atenuación es de $-20\log(\beta)$, determinar el valor de β . Luego se obtiene la otra frecuencia de esquina (que corresponde al polo del compensador de atraso) a partir de $\omega = 1/(\frac{\beta}{\tau})$.

5.- Usando el valor de K determinado en el paso 1 y el de β obtenido en el paso 5, calcular la constante K_c a partir de:

$$K_c = K / \beta .$$

Compensación de adelanto – atraso

El diseño de un compensador de atraso-adelanto mediante el enfoque de la respuesta en frecuencia se basa en la combinación de las técnicas de diseño analizadas en la compensación de adelanto y la compensación de atraso.

Comparación de las compensaciones de atraso, de adelanto y de atraso-adelanto.

1.- La compensación de adelanto proporciona el resultado deseado mediante su contribución al adelanto de la fase, en tanto que la compensación de atraso logra el resultado a través de su propiedad de atenuación en frecuencia altas.

2.-La compensación de adelanto suele usarse para mejorar los márgenes de estabilidad. La compensación de adelanto produce una frecuencia de cruce de ganancia más alta que la que puede obtenerse con la compensación de atraso. La frecuencia de cruce de ganancia más alta significa un mayor ancho de banda. El ancho de banda de un sistema con compensación de adelanto siempre es mayor que la de otro de compensación de atraso. Por tanto, si se desea un ancho de banda grande o una respuesta rápida, debe emplearse la compensación de adelanto. Sin embargo, si hay señales de ruido presentes, tal vez no sea conveniente un ancho de banda grande, dado que éste hace al sistema más susceptible a las señales de ruido, debido al incremento en la ganancia de frecuencia alta.

3.-La compensación de adelanto requiere de un incremento adicional en la ganancia a fin de compensar la atenuación inherente a la red de adelanto. Esto significa que la compensación de adelanto requiere de una ganancia mayor que la que requiere la compensación de atraso.

4.-La compensación de atraso reduce la ganancia del sistema en las frecuencias más altas sin reducirla en las frecuencias más bajas. Dado que el ancho de banda del sistema se reduce, éste responde a una velocidad más lenta. Debido a que la ganancia reducida en la frecuencia alta, la ganancia total del sistema se incrementa y , por tanto, también se incrementa la ganancia de frecuencia baja y mejora la precisión en estado estable. Así mismo, los ruidos de frecuencia alta implícitos en el sistema se atenúan.

5.-Si se desean respuestas rápidas y suficiente precisión estática, se usa un compensador de adelanto-atraso. Este incrementa la ganancia de frecuencias bajas y, al mismo tiempo, se incrementa el ancho de banda y los márgenes de estabilidad del sistema.

Desarrollo.

1. Calcular y armar circuito para compensador de atraso, el cual está definido por la siguiente función de transferencia:

Compensador de atraso.

$$G(s) = \frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{s + 100}{s + 10}$$

- a) Calcular valores de componentes y armar circuito para el compensador de atraso.

La función de transferencia es:

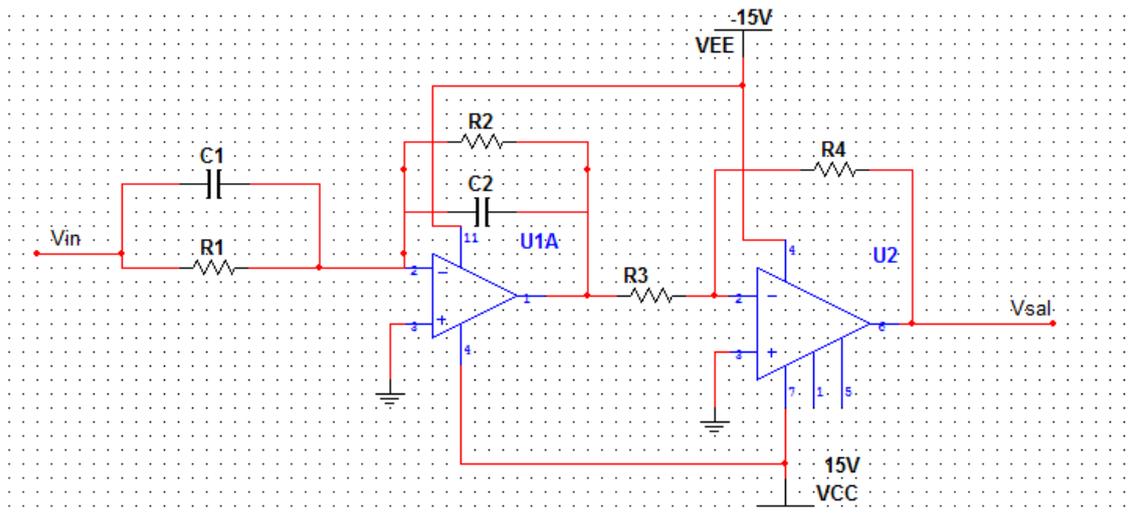
$$G(s) = \frac{e_0(s)}{e_i(s)} = \frac{s + 100}{s + 10}$$

Donde:

$e_0(s)$: Señal de salida.

$e_i(s)$: Señal de entrada.

Circuito del compensador de atraso:



Y su función de transferencia es la que sigue:

$$G(s) = \frac{e_0(s)}{e_i(s)} = \frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} * \frac{s + \frac{1}{R_1 C_1}}{s + \frac{1}{R_2 C_2}}$$

Donde:

$$\frac{1}{R_1 C_1} = 100$$

$$\frac{1}{R_2 C_2} = 10$$

$$\frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} = 1$$

Se eligió:

$$C_1 = 0.1 \mu F \text{ Y } C_2 = 1 \mu F$$

Por lo tanto despejamos para R_1 y R_2

$$R_1 = \frac{1}{100(0.1 \mu F)} = \frac{1}{10 \mu F} = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{10(1 \mu F)} = \frac{1}{10 \mu F} = 100 \text{ K}\Omega$$

Para obtener una ganancia unitaria:

$$\frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} = \frac{R_4(0.1 \mu F)}{R_3 C_2(1 \mu F)} = \frac{R_4}{R_3 * 10}$$

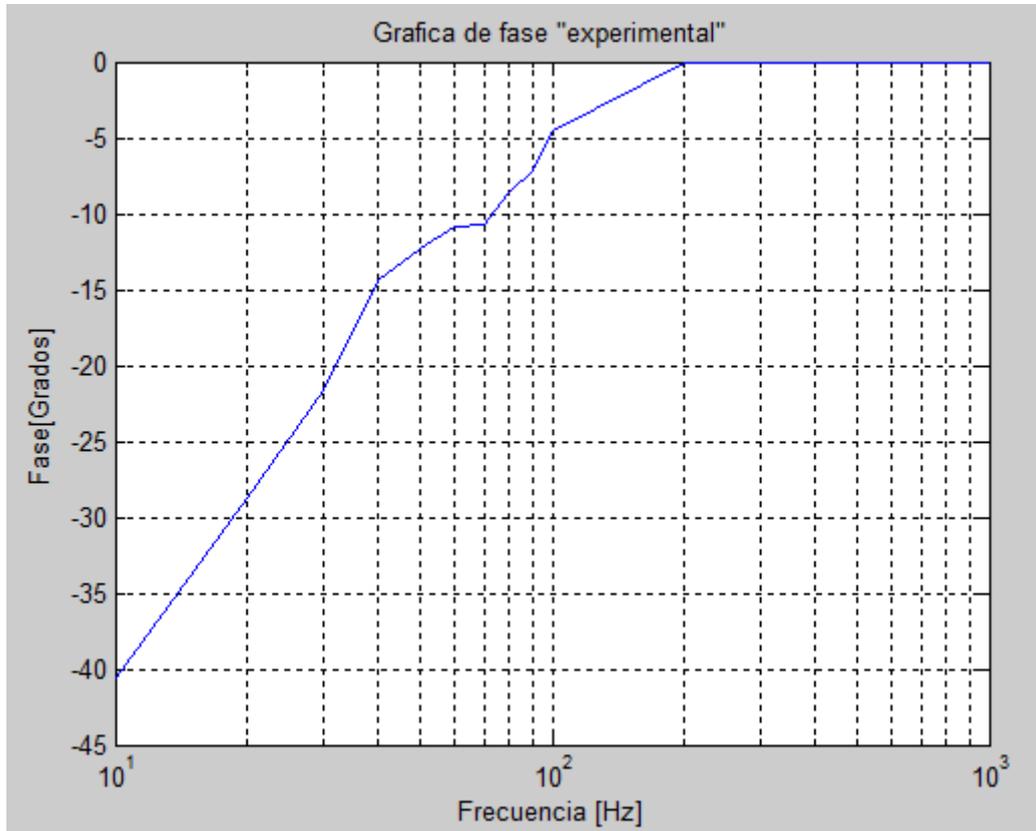
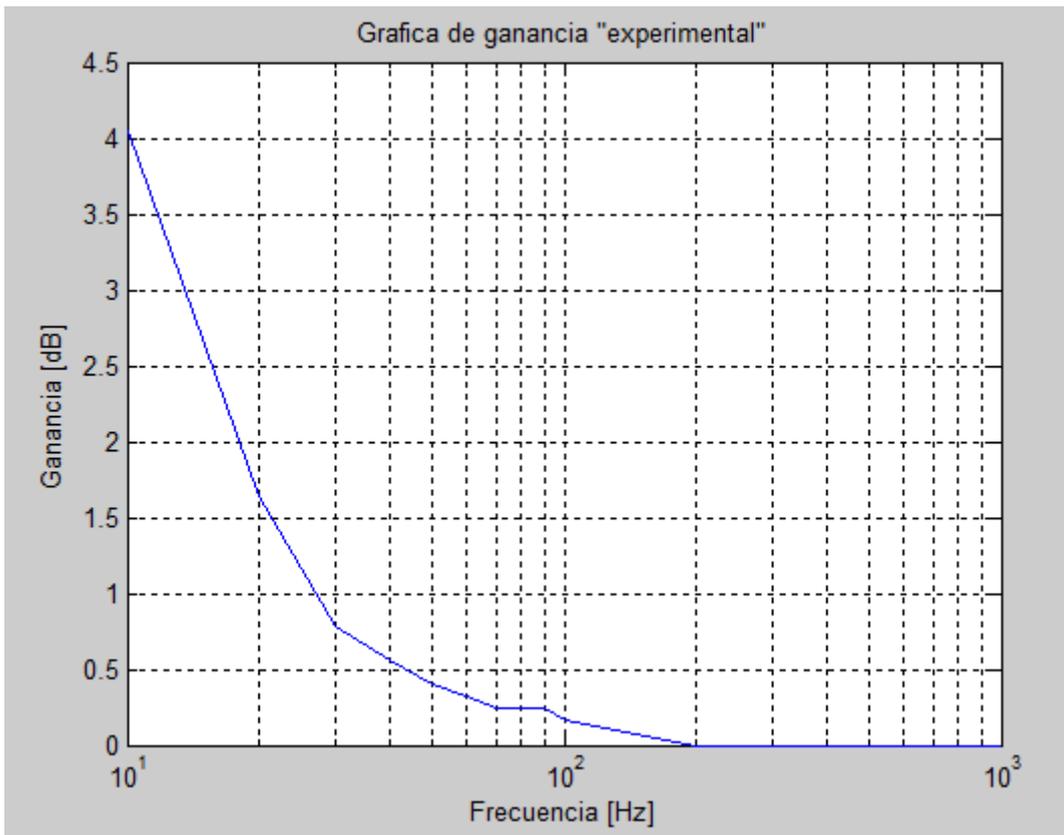
Para el termino de la ganancia, se coloco $R_3 = 10 \text{ K}\Omega$ y un potenciómetro en R_4 para tener ganancia unitaria.

Se realizaron las mediciones desde 10 Hz hasta 1KHz.

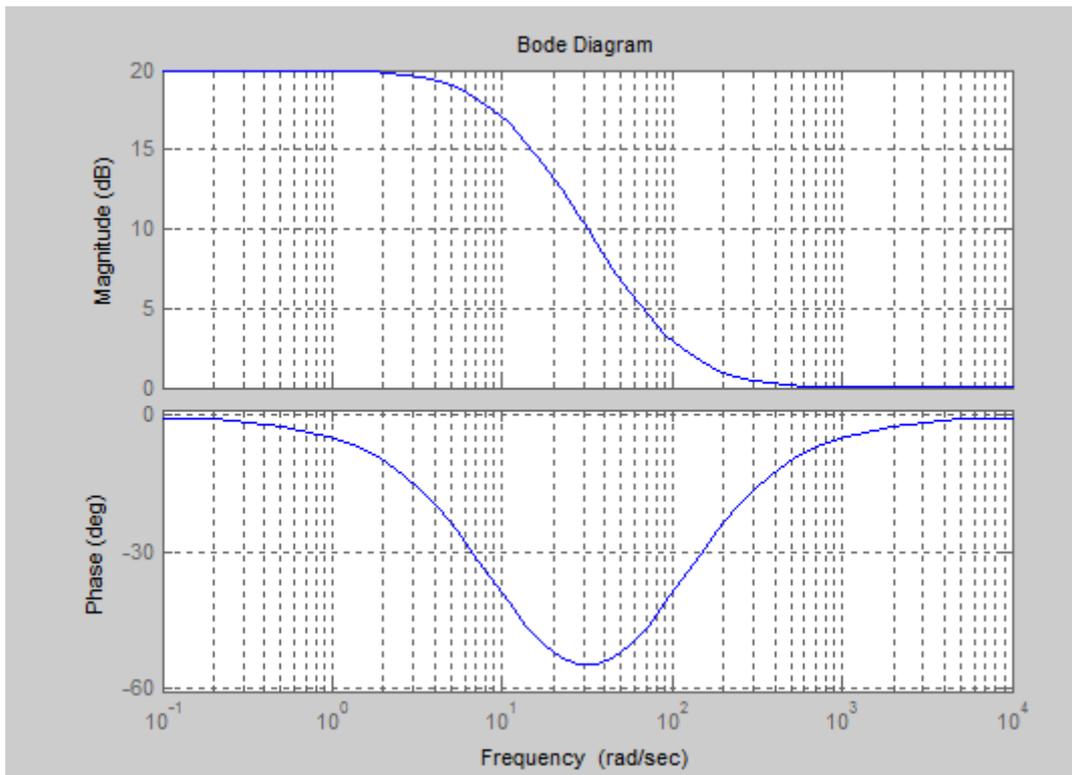
Tabla de mediciones

Frecuencia [Hz]	Desfase [°]	V _{pp} (In) [mV]	V _{pp} (Out) [mV]
10	-40.58	176	296
20	-28.75	198	256
30	-21.68	206	238
40	-14.46	208	232
50	-12.36	210	230
60	-10.82	212	226
70	-10.74	212	228
80	-8.62	212	224
90	-7.2	212	224
100	-4.51	212	220
200	1.6	212	222
300	0	214	214
400	0	214	214
500	0	214	214
600	0	214	214
700	0	214	214
800	0	214	214
900	0	214	214
1000	0	214	214

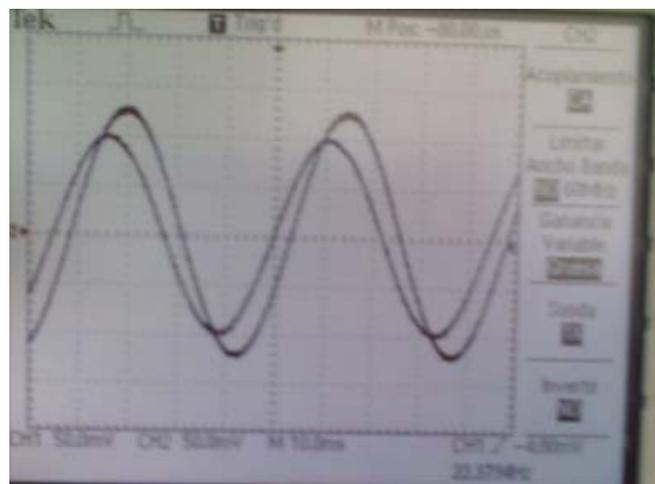
Diagramas de bode de magnitud y fase experimentales



Diagramas de bode de magnitud y fase "ideales"



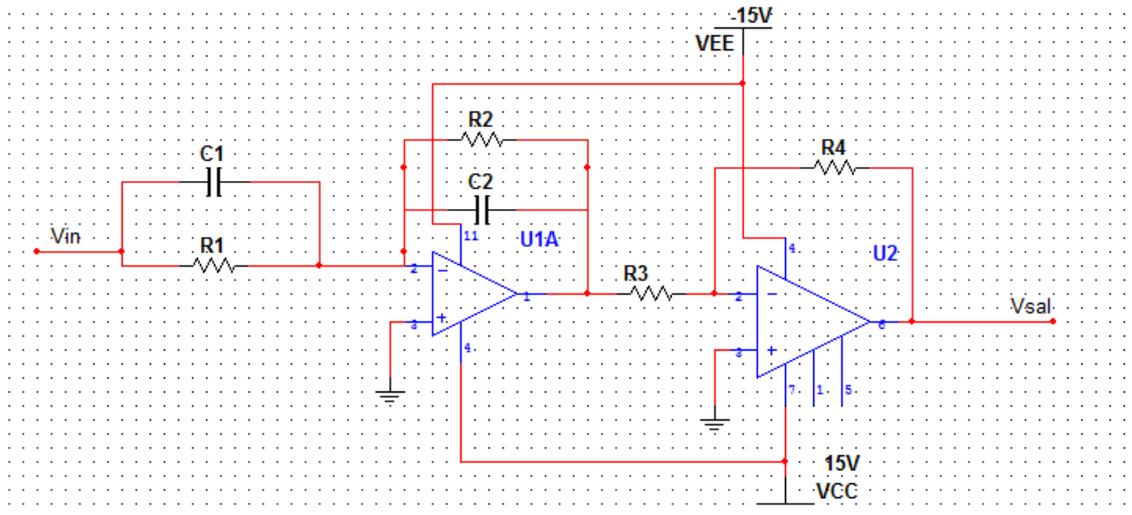
Capturas:



2. Ahora se armo el compensador de adelanto.

$$G(s) = \frac{e_o(s)}{e_i(s)} = \frac{s + 10}{s + 100}$$

Circuito del compensador de adelanto:



Función de transferencia:

$$G(s) = \frac{e_0(s)}{e_i(s)} = \frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} * \frac{s + \frac{1}{R_1 C_1}}{s + \frac{1}{R_2 C_2}}$$

Donde:

$$\frac{1}{R_1 C_1} = 10$$

$$\frac{1}{R_2 C_2} = 100 \text{ y}$$

$$\frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} = 1$$

Elegimos $C_1 = 1\mu F$ y $C_2 = 0.1\mu F$

Por lo tanto despejamos para R_1 y R_2

$$R_1 = \frac{1}{10(1\mu F)} = \frac{1}{10 \mu F} = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{100(0.1\mu F)} = \frac{1}{10 \mu F} = 100 \text{ K}\Omega$$

$$\frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} = \frac{R_4(0.1 \mu F)}{R_3 C_2(1 \mu F)} = \frac{R_4}{R_3 * 10}$$

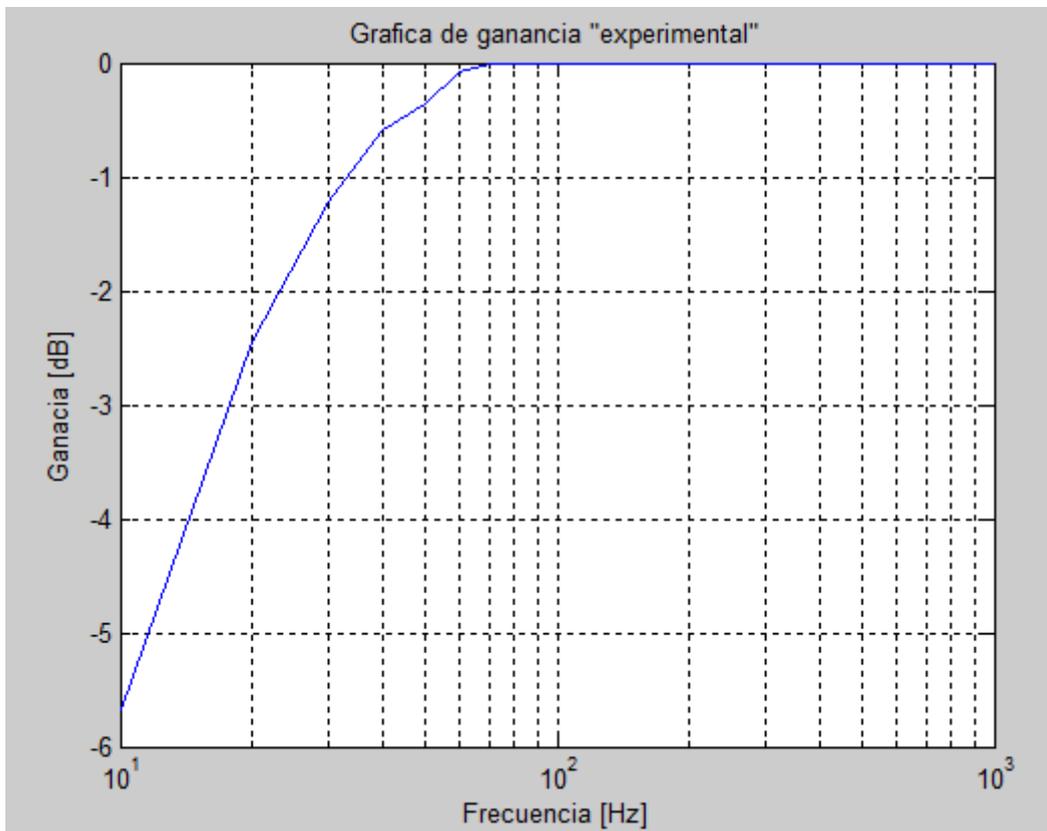
Para el termino de la ganancia, se coloco $R_3 = 10 \text{ K}\Omega$ y un potenciómetro en R_4 para tener ganancia unitaria.

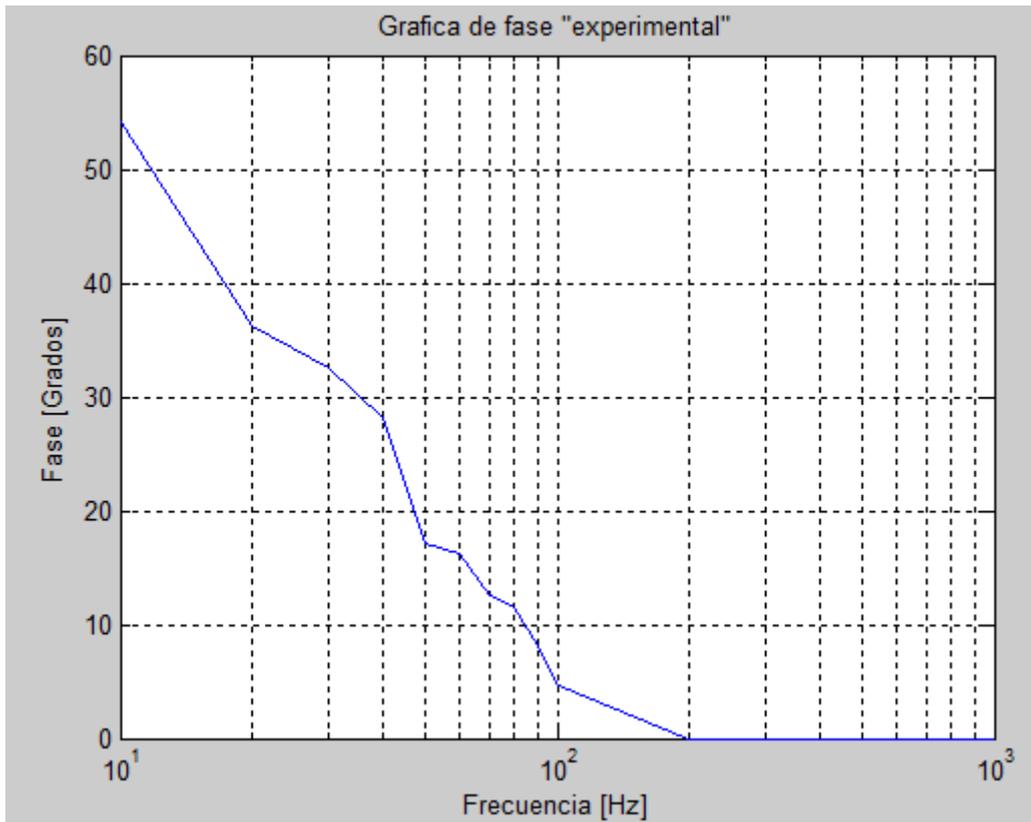
Se hicieron mediciones desde 10 Hz hasta 1kHz.

Tabla de mediciones

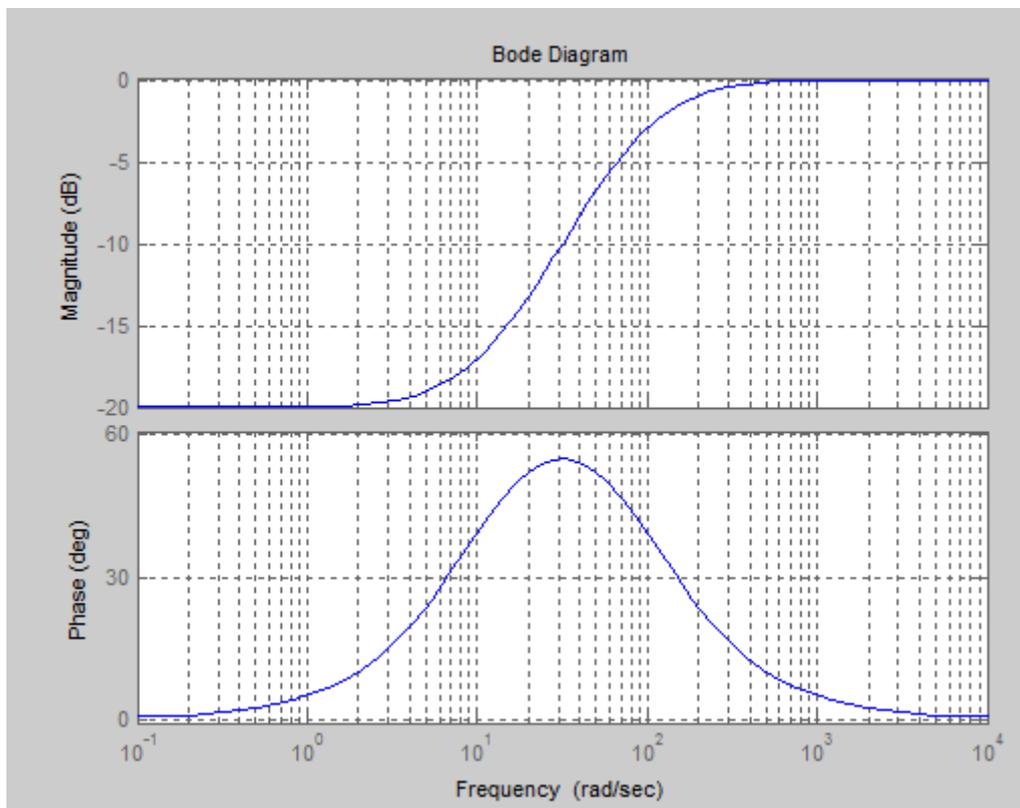
Frecuencia [Hz]	Desfase [°]	V _{pp} (In) [mV]	V _{pp} (Out) [mV]
10	54.21	200	104
20	36.29	236	178
30	32.48	244	212
40	28.08	246	230
50	17.16	248	238
60	16.3	248	246
70	12.58	248	248
80	11.5	250	250
90	8.13	250	250
100	4.65	250	250
200	0	250	250
300	0	250	250
400	0	250	250
500	0	250	250
600	0	250	250
700	0	250	250
800	0	250	250
900	0	250	250
1000	0	250	250

Diagramas de bode de magnitud y fase experimentales

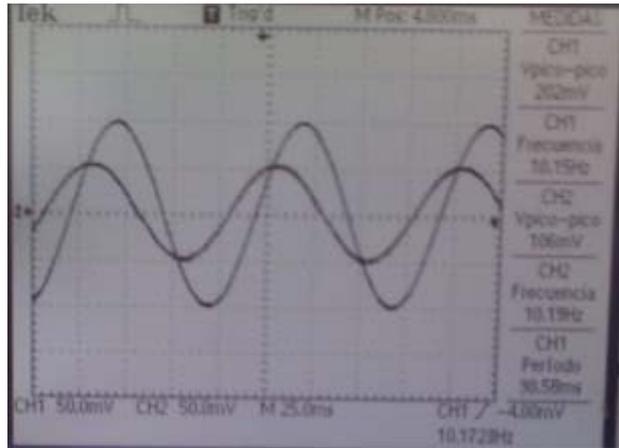




Diagramas de bode de magnitud y fase "ideales"



Capturas:



3. Compensador de adelanto-retardo.

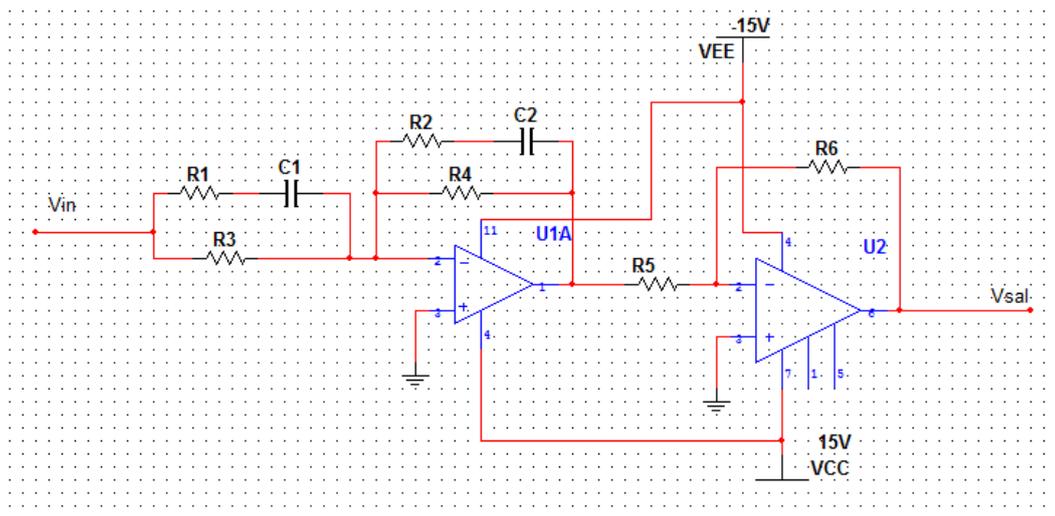
Que tiene la siguiente forma general:

$$G_c(s) = k_c \left(\frac{s + \frac{1}{T_1}}{s + \frac{1}{\tau}} \right) \left(\frac{s + \frac{1}{T_2}}{s + \frac{1}{\beta T_2}} \right)$$

Queremos el compensador de adelanto-retardo con los siguientes valores.

$$G_c(s) = k_c \left(\frac{s + 1000}{s + 10000} \right) \left(\frac{s + 100}{s + 10} \right)$$

Circuito del compensador de adelanto – atraso:



Función de transferencia:

$$G(s) = \frac{e_0(s)}{e_i(s)} = \left(\frac{R_2 R_4 R_6}{R_1 R_3 R_5} * \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \right) \left(\frac{s + \frac{1}{(R_1 + R_3)C_1}}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} \right) \left(\frac{s + \frac{1}{R_2 C_2}}{s + \frac{1}{(R_2 + R_4)C_2}} \right)$$

Igualando términos tenemos que:

$$k_c = \frac{R_2 R_4 R_6}{R_1 R_3 R_5} * \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4}$$

$$\frac{1}{T_1} = \frac{1}{(R_1 + R_3)C_1} = 1000$$

$$\frac{\tau}{T_1} = \frac{1}{R_1 C_1} = 10000$$

$$\frac{1}{T_2} = \frac{1}{R_2 C_2} = 100$$

$$\frac{1}{\beta T_2} = \frac{1}{(R_2 + R_4)C_2} = 10$$

Obtenemos:

$$R_1 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 9 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 10 \text{ K}\Omega$$

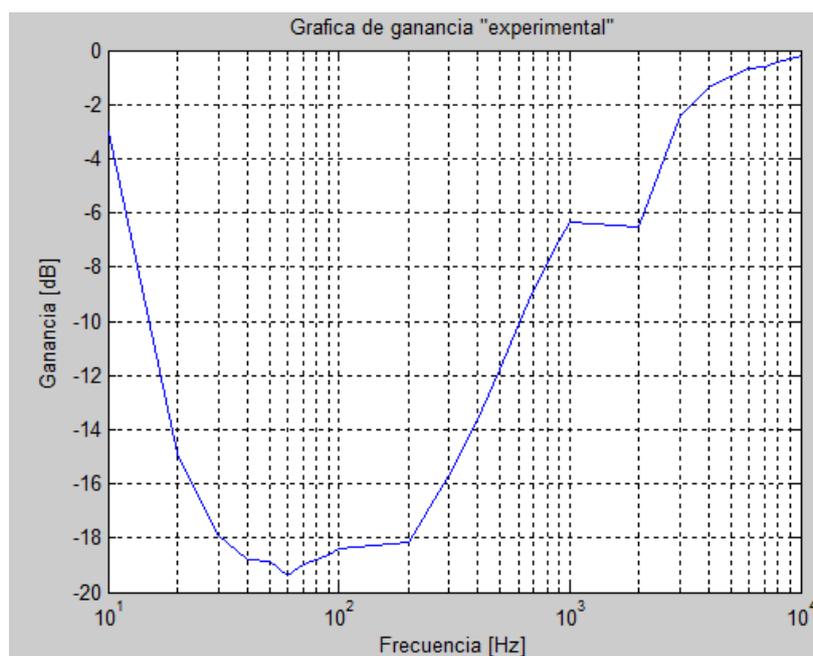
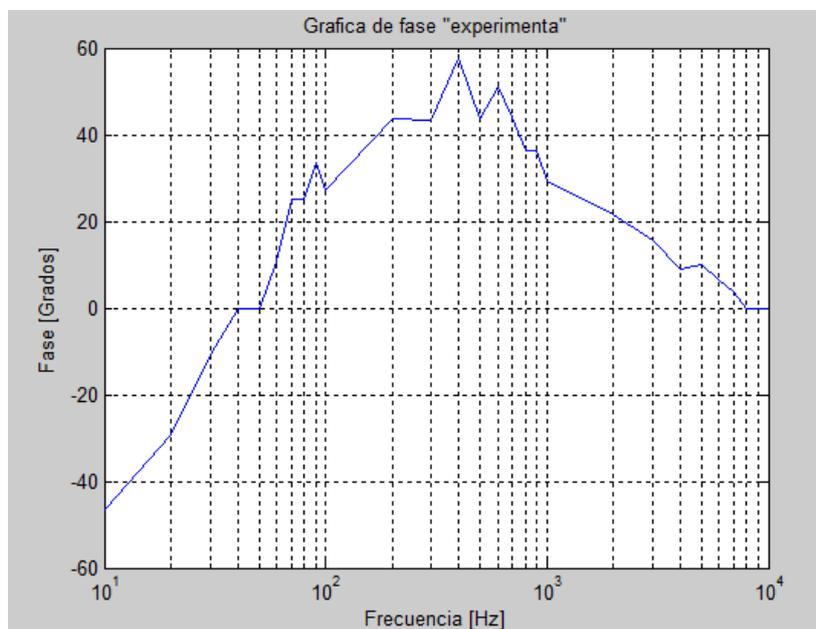
$$R_4 = 90 \text{ K}\Omega$$

Tabla de mediciones

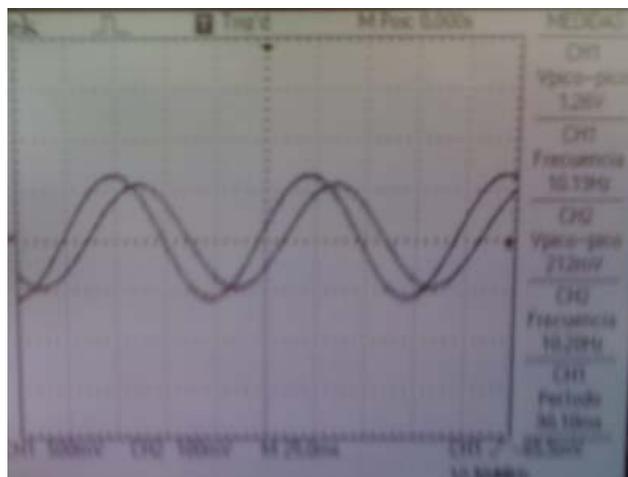
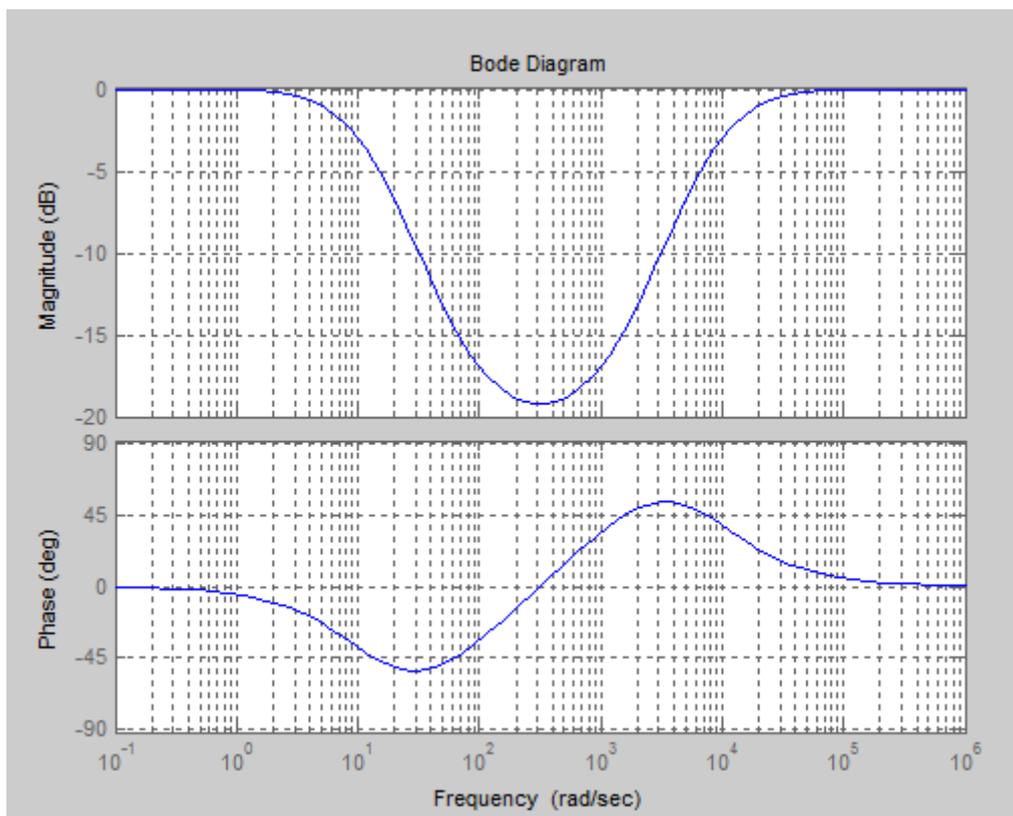
Frecuencia [Hz]	Desfase [°]	V _{pp} (In) [V]	V _{pp} (Out) [V]
10	-46.68	1.26	0.212
20	-29.17	1.46	0.176
30	-10.84	1.52	0.160
40	0	1.52	0.160
50	0	1.54	0.160
60	10.84	1.56	0.160
70	24.98	1.56	0.164
80	25.17	1.56	0.172
90	33.42	1.56	0.176
100	27.27	1.56	0.180
200	43.54	1.56	0.244
300	43.24	1.56	0.324
400	57.83	1.56	0.404
500	54.54	1.56	0.480
600	43.63	1.56	0.552
700	51.06	1.56	0.620
800	43.9	1.56	0.688
900	36.33	1.56	0.736

1000	36.43	1.56	0.808
2000	29.29	1.56	1.20
3000	21.7	1.56	1.30
4000	15.65	1.56	1.37
5000	9.07	1.56	1.38
6000	10.08	1.56	1.38
7000	6.38	1.56	1.39
8000	3.6	1.56	1.39
9000	0	1.56	1.41
10000	0	1.56	1.42

Diagramas de bode de magnitud y fase experimentales



Diagramas de bode de magnitud y fase "ideales"



Conclusión:

Con esta practica se pudo ver realmente el comportamiento de fase y ganancia de los compensadores de adelanto, atraso y adelanto – atraso, así en un momento dado que necesitemos compensar algún sistema con el que estemos trabajando ya podemos dar uso a alguno de estos compensadores según sean nuestras necesidades.

Un problema que tuvimos en la realización de esta practica fue que los componentes con los que trabajamos no son ideales y en los análisis suponemos que son ideales y los resultados no fueron exactos pero si muy aproximados a los esperados.

Referencias:

<http://www.gabosm.com/Docs&Tuto/Docs/COMPENSA.pdf>

Anexos:

- **Hojas de datos LM324**



UNIVERSIDAD AUTONOMA DE BAJA CALIFORNIA



FACULTAD DE INGENIERIA ENSENADA

INGENIERIA ELECTRONICA

ALUMNO:
REINALDO PACHECO GARCIA

MATERIA:
CONTROL AVANZADO

Practica 3.
Compensador de adelanto

DOCENTE:
DR. JOSE DE JESUS ZAMARRIPA TOPETE

ENSENADA, B.C. A 01 DE JUNIO DE 2011

Control Avanzado.

Practica 3. Compensador de adelanto

Introducción

Compensadores: Dispositivos físicos (eléctricos, neumáticos, mecánicos, etc.) que se comportan según una función de transferencia deseada.

El compensador de adelanto de fase persigue el aumento del margen de fase mediante la superposición de la curva de fase del diagrama de bode sobre el diagrama de bode del sistema a compensar. El diagrama de bode del compensador se sitúa de manera que el valor máximo de adelanto de fase (situado en la media geométrica de las frecuencias w_1 y w_2 de la figura 1) se encuentre donde se espera tener la frecuencia de cruce de ganancia.

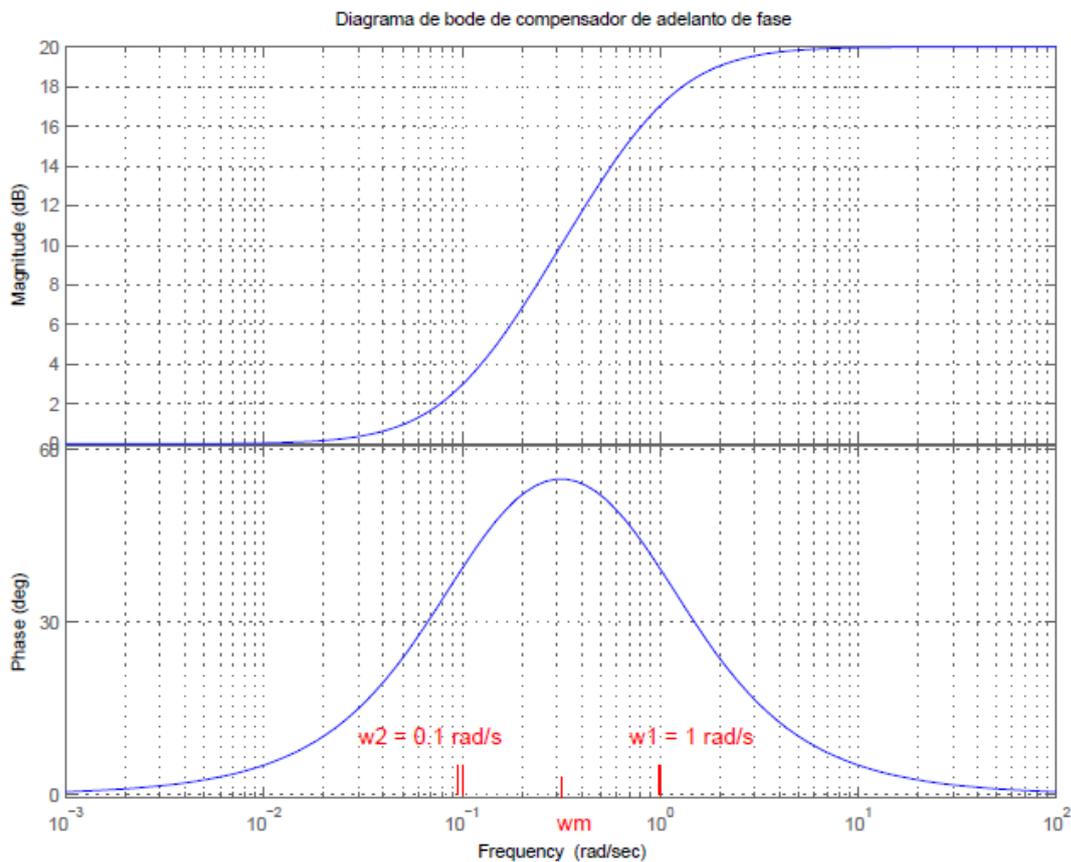


Diagrama de de Bode.

El compensador de adelanto de fase tiene la forma general

$$G_{caf} = K_c \frac{T s + 1}{\alpha T s + 1} \quad \text{con } 0 < \alpha < 1$$

La frecuencia donde se alcanza el máximo de adelanto de fase es $\omega_m = \frac{1}{T\sqrt{\alpha}}$ siendo la amplificación a esta frecuencia de $\frac{1}{\sqrt{\alpha}}$

Conviene tener en cuenta que el compensador de adelanto de fase siempre sumara ganancias positivas sobre el sistema original llevando hacia la derecha la frecuencia de cruce de ganancia. Esto originaría que el margen de fase aumente menos de lo esperado. Un adecuado diseño del compensador supone que ω_m es suficientemente mayor que las frecuencias características del sistema. De esta forma, la ganancia positiva aportada por el compensador no será muy grande a las frecuencias características del sistema y el desplazamiento hacia la izquierda de la frecuencia de cruce de ganancia no será significativo. La disminución del margen de fase respecto de lo esperado se compensa con un cierto margen adicional entre 5° y 12°

Compensación de Adelanto

La función principal del compensador de adelanto es volver a dar forma a la curva de respuesta en frecuencia a fin de ofrecer un ángulo de adelanto de fase suficiente para compensar el atraso de fase excesivo asociado con los componentes del sistema fijo.

Objetivo: Armar los circuitos para obtener el compensador de atraso y observar su respuesta.

Material y equipo:

- Opamps LM324
- Resistencias diversos valores.
- Capacitores
- Generador de funciones
- Fuente de voltaje
- Osciloscopio

Desarrollo:

De acuerdo a la tarea 1.

Obtenemos que la FT es:

$$G_c(s) = 4.375 \frac{s + 3.2}{s + 5}$$

Factorizamos el numerador y denominador

$$G_c(s) = 4.375 \frac{(3.2)\left(\frac{s}{3.2} + 1\right)}{(5)\left(\frac{s}{5} + 1\right)}$$

$$G_c(s) = \frac{4.375(3.2)}{5} \left(\frac{\frac{s}{3.2} + 1}{0.2s + 1} \right)$$

$$G_c(s) = 2.8 \left(\frac{0.3125s + 1}{0.2s + 1} \right)$$

Construcción del circuito eléctrico.

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \left(\frac{R_1 C_1 s + 1}{R_2 C_2 s + 1} \right)$$

Igualamos cada elemento.

$$\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} = 2.8$$

$$R_1 C_1 = 0.3125$$

$$R_2 C_2 = 0.2$$

En este caso se elige $C_1 = C_2 = 1 \mu F$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega$$

Despejamos R_1

$$R_1 = \frac{0.3125}{C_1} = \frac{0.3125}{1 \times 10^{-6}}$$

$$R_1 = 312.5 \text{ K}\Omega$$

Despejamos R_2

$$R_2 = \frac{0.2}{C_2} = \frac{0.2}{1 \times 10^{-6}}$$

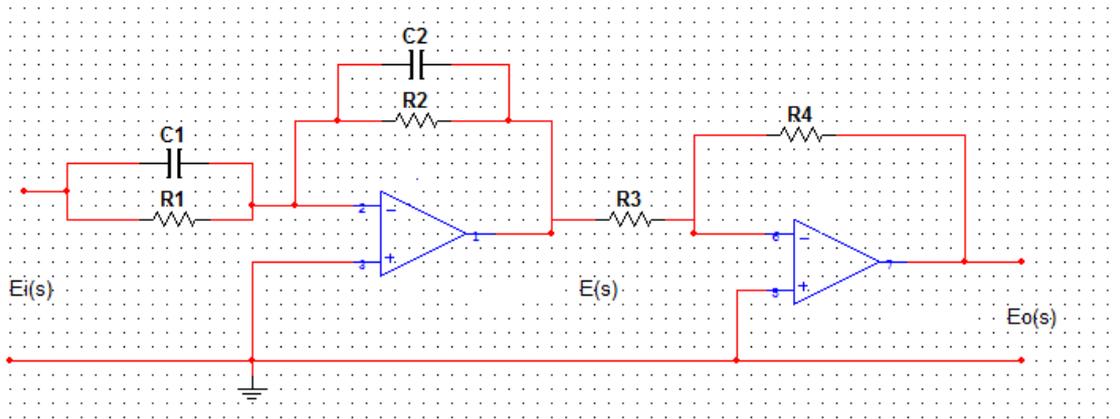
$$R_2 = 200 \text{ K}\Omega$$

Ahora despejamos R_4

$$R_4 = \frac{2.8 * R_1 R_3}{R_2} = \frac{2.8(312.5 \text{ K}\Omega)(10 \text{ k}\Omega)}{(200 \text{ K}\Omega)}$$

$$R_4 = 43.75 \text{ k}\Omega$$

De tal forma que el circuito queda de la siguiente forma:



$$R_1 = 312.5 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = 1 \mu\text{F}$$

$$R_2 = 200 \text{ K}\Omega$$

$$C_2 = 1 \mu\text{F}$$

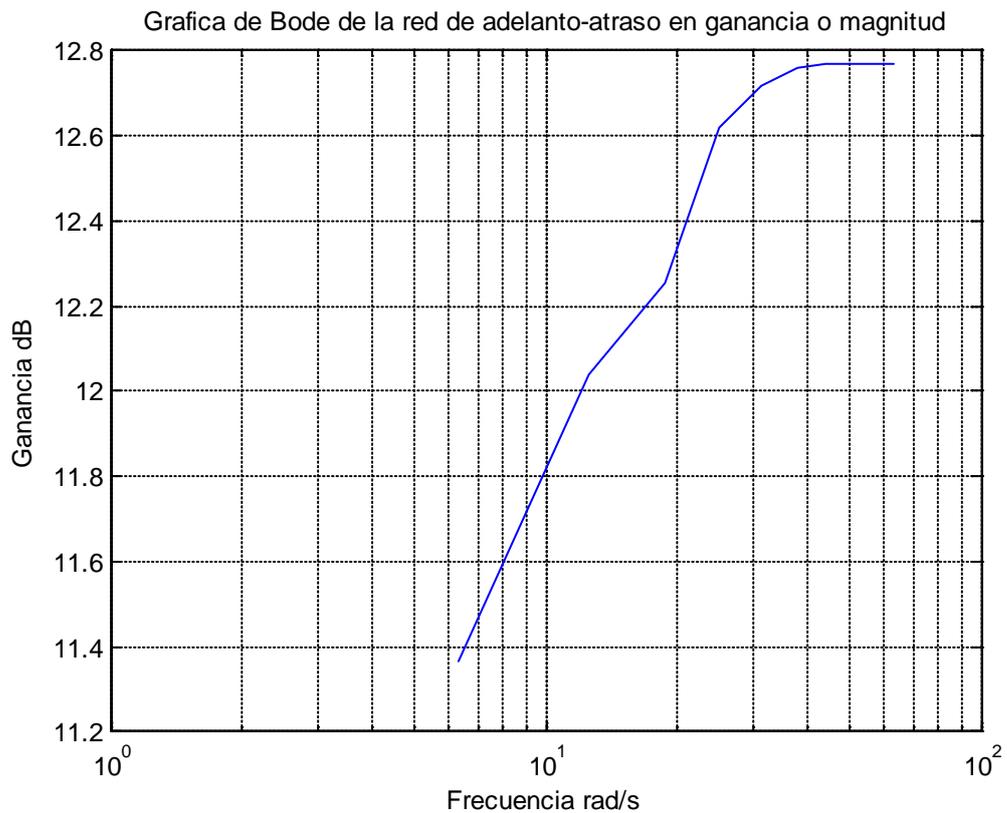
$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 43.75 \text{ k}\Omega$$

Se armo el circuito y se efectúan las siguientes mediciones:

Frecuencia(Hz)	Frecuencia (rad/s)	Vin(V)	Vout(V)	Fase(grados)	Ganancia	Ganancia dB
1	6,2832	2	7,4	15	3,7	11,3640345
2	12,5664	1,5	6	8	4	12,0411998
3	18,8496	2	8,2	5	4,1	12,2556771
4	25,1328	2	8,55	0	4,275	12,6187224
5	31,416	2	8,65	0	4,325	12,7197222
6	37,6992	2	8,69	0	4,345	12,7597956
7	43,9824	2	8,7	0	4,35	12,7697851
8	50,2656	2	8,7	0	4,35	12,7697851
9	56,5488	2	8,7	0	4,35	12,7697851
10	62,832	2	8,7	0	4,35	12,7697851

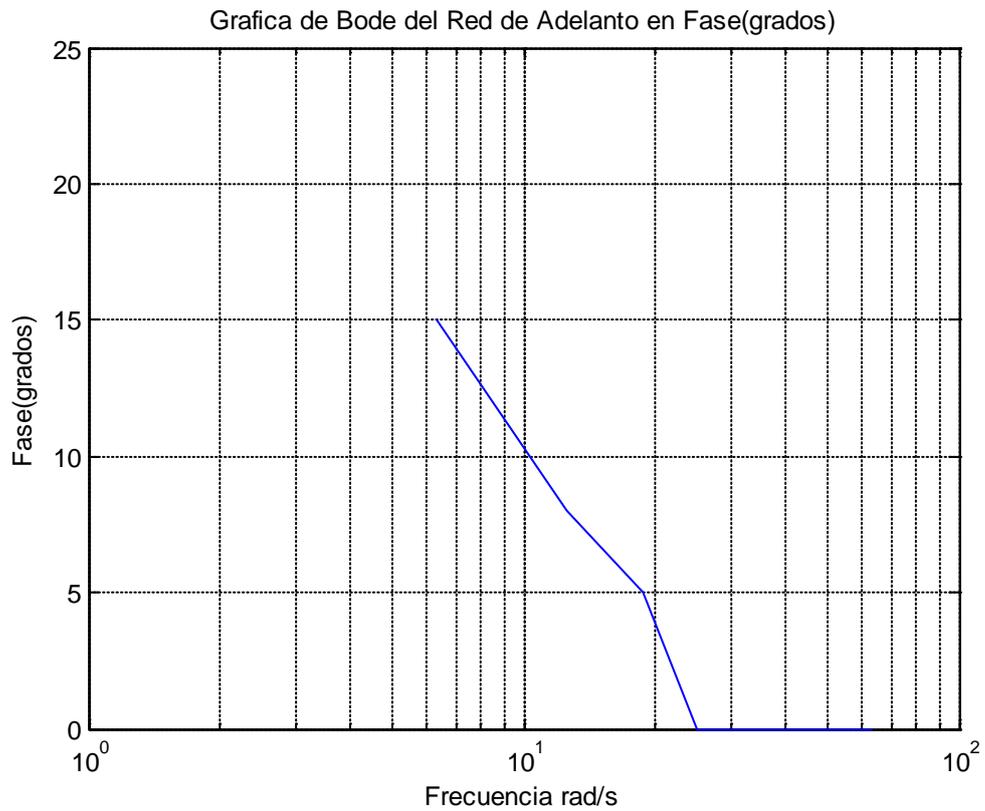
Hacemos Bode con datos experimentales:



Código en MATLAB

```
% Bode con datos experimentales
%% Grafica de ganancia
clear all;
clc;
fhz=1:1:10;
frac=fhz*2*pi;
ganancia=[3.7 4 4.1 4.275 4.325 4.345 4.35 4.35 4.35 4.35]
gananciadb=20*log10(ganancia);
semilogx(frac, gananciadb)
title('Grafica de Bode de la red de adelanto en ganancia o magnitud');
xlabel('Frecuencia rad/s');
ylabel('Ganancia dB');
grid on
```

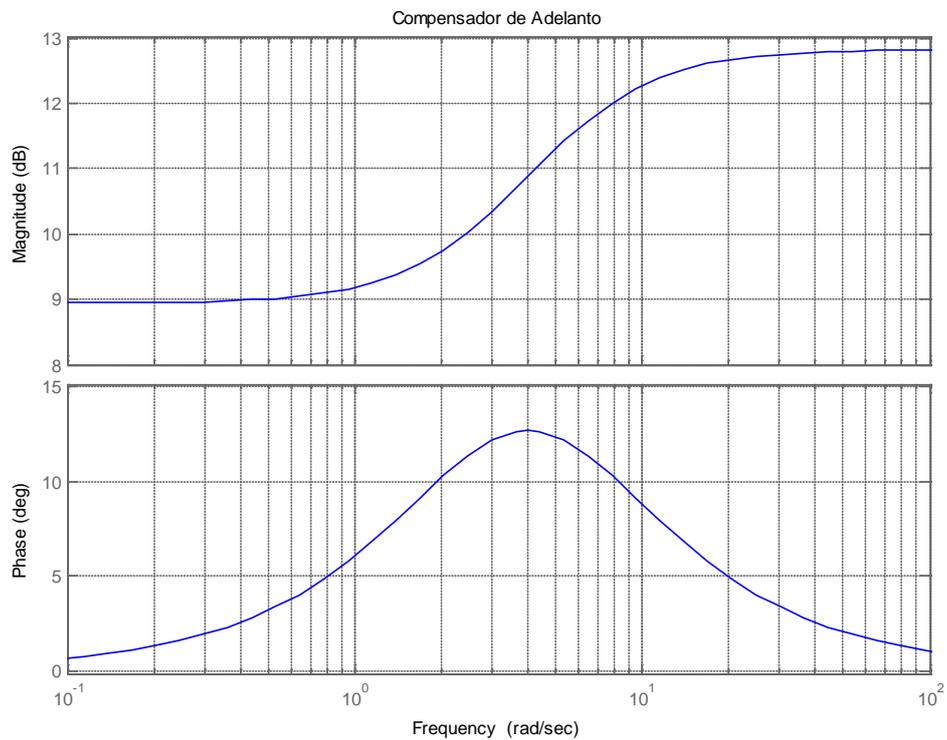
Para la fase:



En MATLAB

```
%%%%Grafica de fase red de adelanto
clear all;
close all;
clc;
figure(2)
fase=[15 8 5 0 0 0 0 0 0 0];
fhz=1:1:10;
frad=fhz*2*pi;
%axis([0 100 -90 0])
semilogx(frad,fase)
title('Grafica de Bode del Red de Adelanto en Fase(grados)');
xlabel('Frecuencia rad/s');
ylabel('Fase(grados)');
axis([1 100 0 25])
grid on
```

Para la FT de transferencia Ideal con MATLAB



En MATLAB

```
%% bode ideal
num0=[1 3.2]
kc=[4.375]
num1=kc*num0
den1=[1 5]
bode(num1,den1)
grid
title('Compensador de Adelanto')
```

Como se puede observar los datos medidos están muy cercanos a los ideales, salvo pequeñas diferencias por la inexactitud de los componentes.

Margen de fase y de ganancia:

La función de transferencia en lazo cerrado.

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

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\frac{17.5(s+3.2)}{s(s+5)(s+2.5)}}{1 + \frac{17.5(s+3.2)}{s(s+5)(s+2.5)}}$$

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\frac{17.5s + 56}{s^3 + 7.5s^2 + 12.5s}}{1 + \frac{17.5s + 56}{s^3 + 7.5s^2 + 12.5s}}$$

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\frac{17.5s + 56}{s^3 + 7.5s^2 + 12.5s}}{\frac{s^3 + 7.5s^2 + 12.5s + 17.5s + 56}{s^3 + 7.5s^2 + 12.5s}}$$

Eliminamos denominadores y sumamos términos semejantes

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{17.5s + 56}{s^3 + 7.5s^2 + 30s + 56}$$

Ahora comprobamos que los polos del sistema compensado estén en la posición que deseamos.

Con Matlab

```
den=[1 7.5 30 56];
```

```
roots(den)
```

Se obtiene lo siguiente:

```
ans =
```

```
-2.0000 + 3.4641i
```

```
-2.0000 - 3.4641i
```

```
-3.5000
```

El polo más alejado tiene poca influencia en el comportamiento, y se observa que el par de polos complejos conjugados son idénticos a los deseados: $-2+3.4641j$ y $-2-3.4641j$.

Ahora la respuesta al escalón unitario.

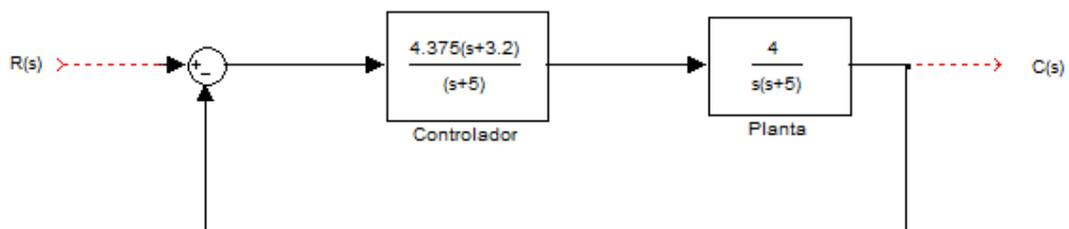
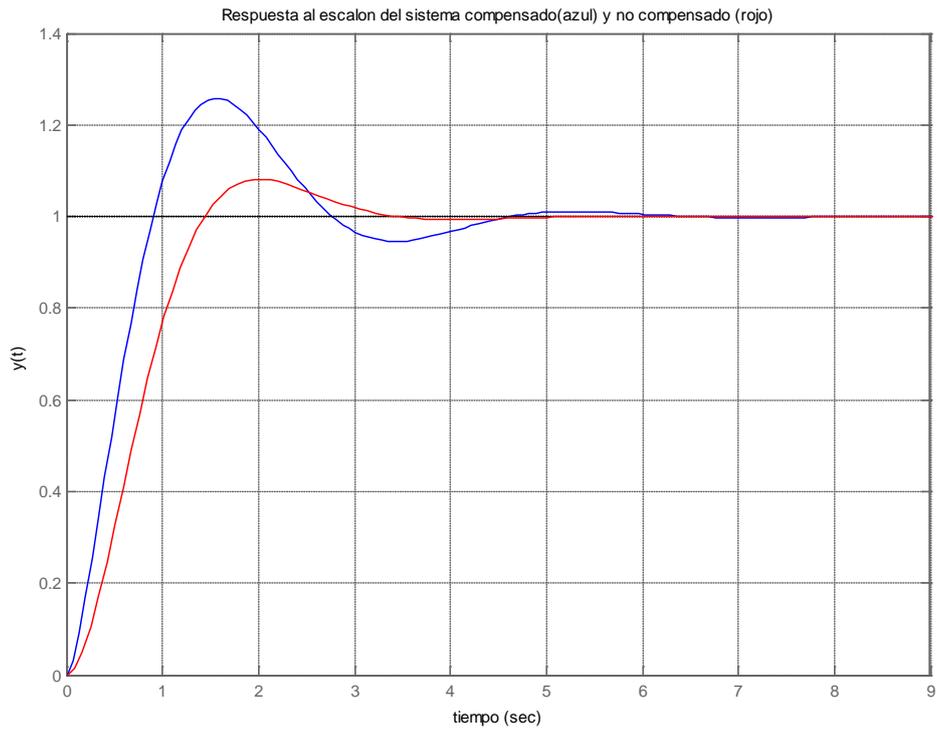
En Matlab

```
close all
clf
clear all
clc
numc=[0 0 17.5 56];
denc=[1 7.5 30 56];
step(numc,denc,'b')
hold on
numnc=[0 0 4];
dennc=[1 2.5 4];
```

```

title('Respuesta al escalon del sistema compensado(azul) y no
compensado (rojo)');
xlabel('tiempo');
ylabel('y(t)');
step(numnc,dennnc,'r')
grid on

```



Con lo cual nos queda el siguiente diagrama de bloques.

El polo más alejado tiene poca influencia en el comportamiento, y se observa que el par de polos complejos conjugados son idénticos a los deseados: $-2+3.4641j$ y $-2-3.4641j$.

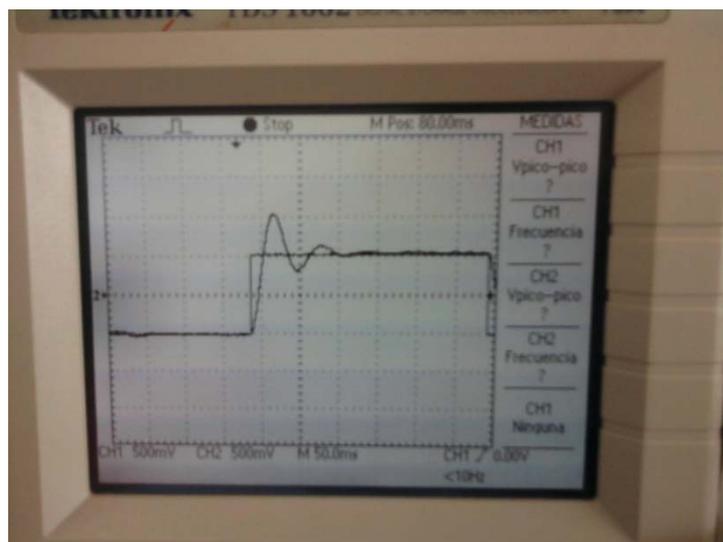
Márgenes de fase y ganancia:

Sistema compensado.

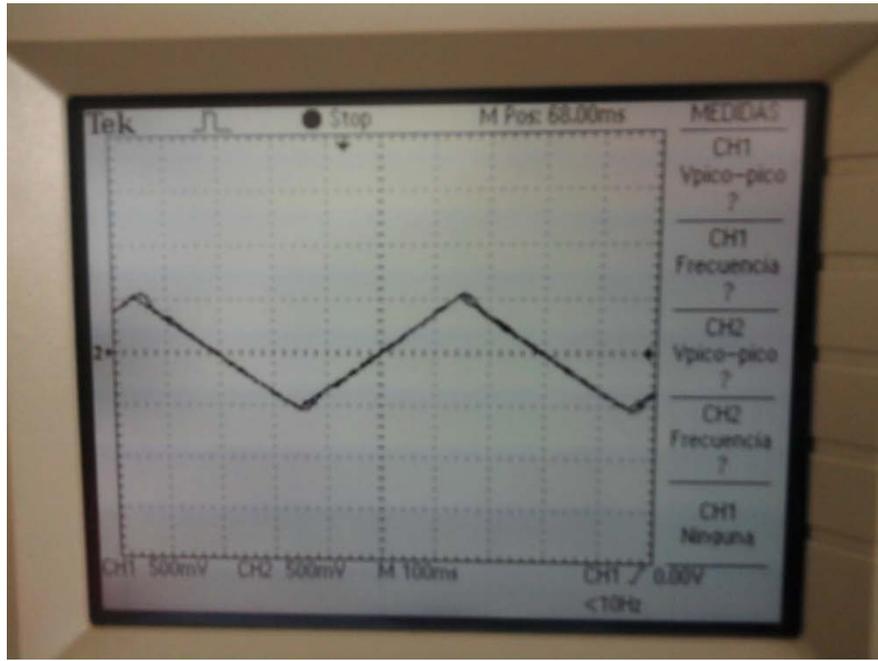
```
>> numc=[0 0 17.5 56];  
  
denc=[1 17.5 30 56];  
  
>> [Gm,pm,wcp,wcg]=margin(numc,denc)  
  
Gm =  
  
    Inf  
  
pm =  
  
    91.7971  
  
wcp =  
  
    Inf  
  
wcg =  
  
    2.3299
```

Imágenes.

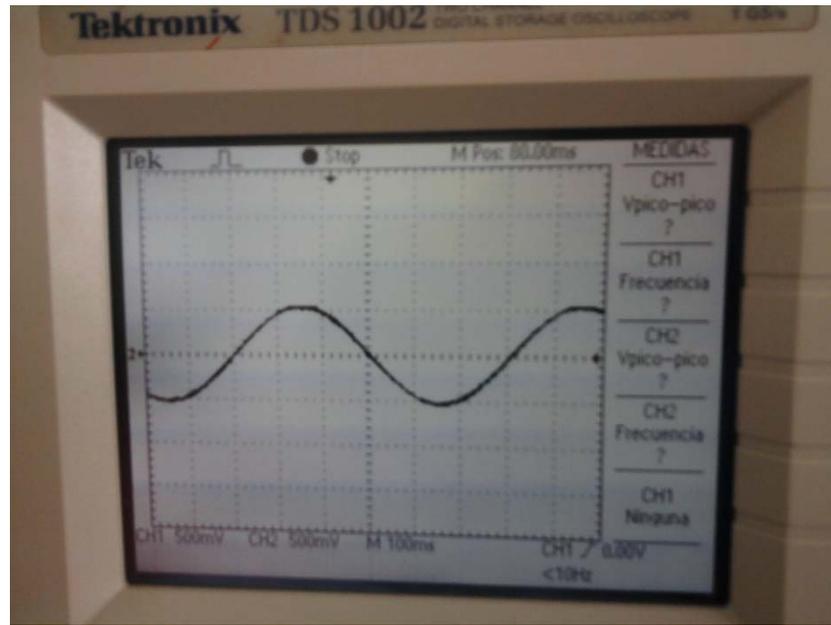
Respuesta al escalon.



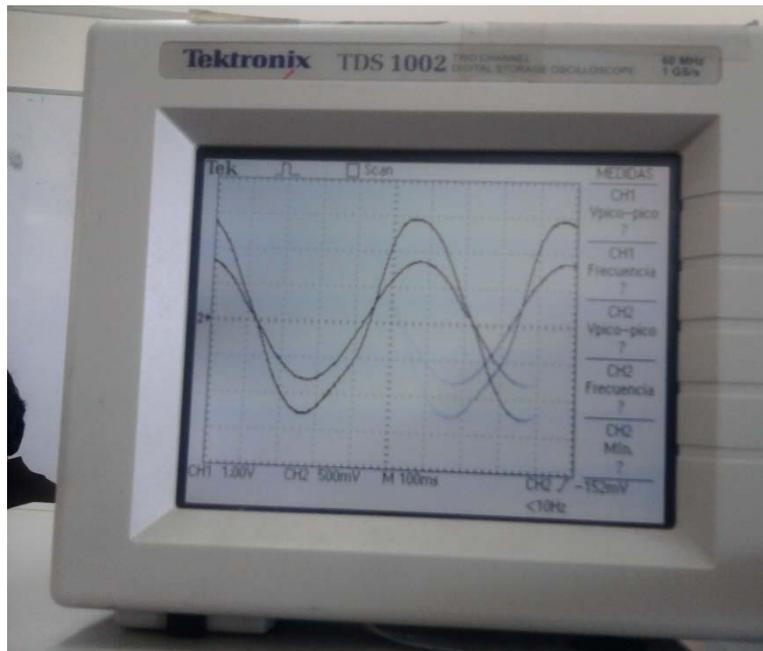
Respuesta a la rampa



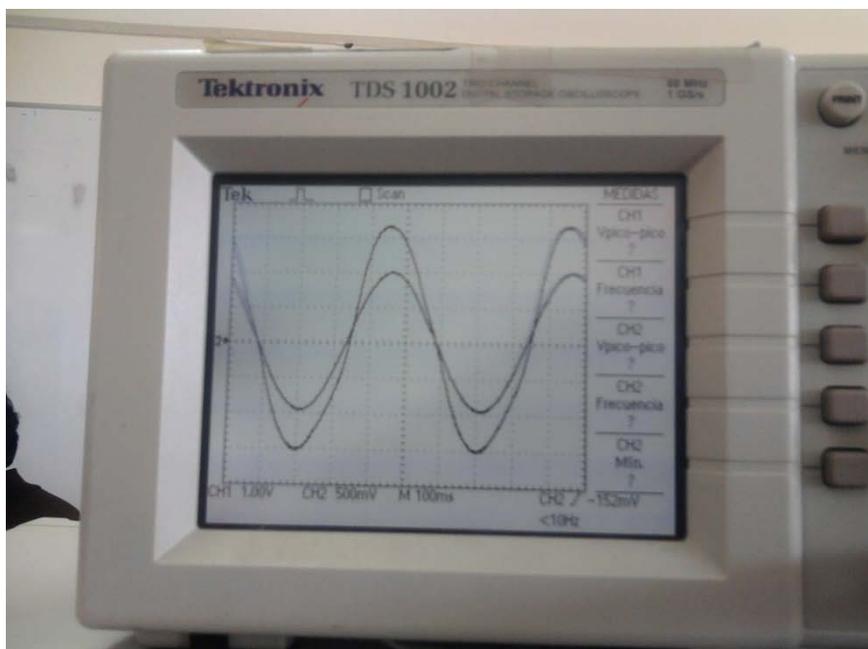
Respuesta al seno.



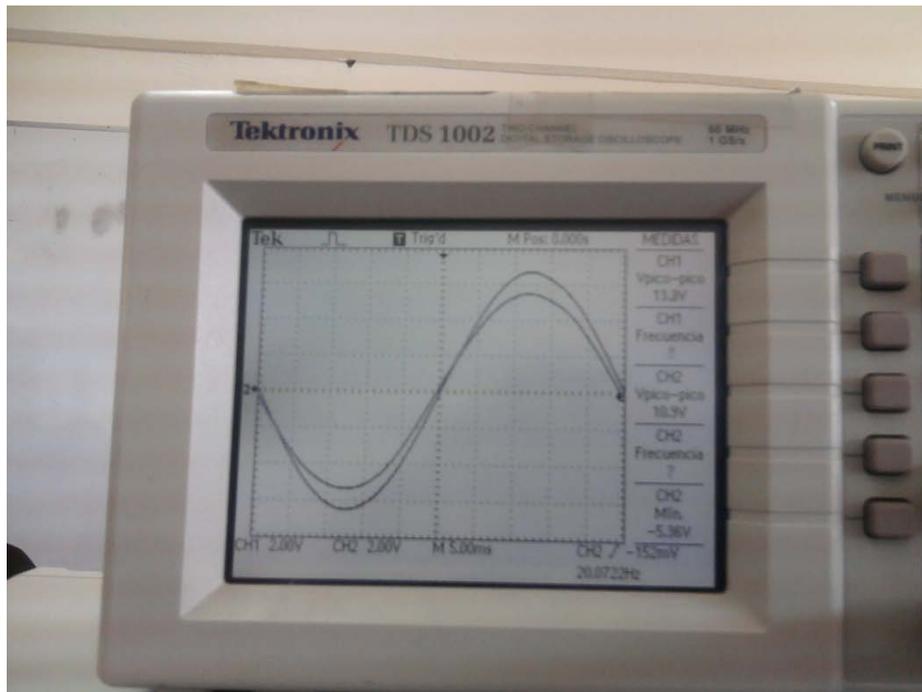
Compensador.



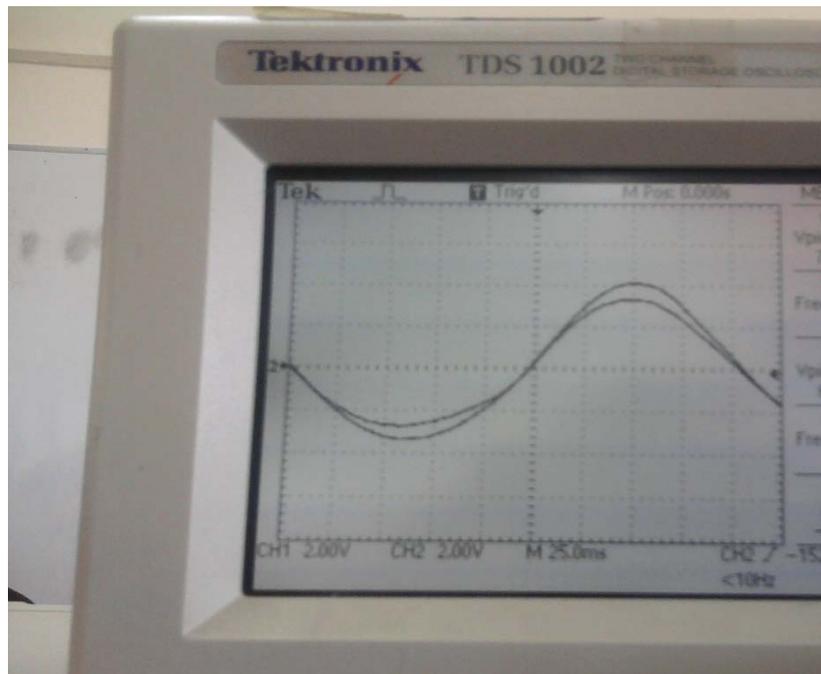
En bajas frecuencias se observa el mayor desfase.



Aumentamos un poco la frecuencia y el desfase disminuye



En altas frecuencias el desfase pasa a ser casi cero.



Llegando a 10 HZ el desfase es prácticamente cero grados.

Conclusiones.

En esta práctica se observó el comportamiento de un compensador de adelanto, se calcularon valores para los componentes y se procedió a su armado. Se observó el efecto y la función del compensador de adelanto ya que en bajas frecuencias se atenúa la señal y provoca un desfase y en altas frecuencias se tiene ganancia unitaria, o en este caso el valor de $k_c = 4.375$. Solo hubo pequeñas discrepancias entre los datos obtenidos en MATLAB y los datos experimentales, salvo que en pequeñas frecuencias no fue posible realizar mediciones por limitaciones de equipo, ya que el generador de funciones a bajas frecuencias da señales atenuadas y/o distorsionadas. La respuesta al escalón experimental es muy parecida a la calculada, mientras que la respuesta a la rampa se consigue casi la misma, y se ve que el error entre la entrada y la salida es prácticamente cero.

Bibliografía.

Compensador de adelanto. Recuperado el 29 de mayo de 2011 de:

- <http://www4.ujaen.es/~agaspar/IC/Compensadores.pdf>

ANEXOS.

- Datasheet Amplificador Operacional LM324.
- Foto chicas primera.