

870117

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE GUADALAJARA

INCORPORADA A LA UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA ELECTRICA



372

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

**ANALISIS DE EXPERIMENTOS DE
CONTROL AUTOMATICO.**

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A

CARLOS JOAQUIN REUS NOBLE

GUADALAJARA, JAL. MAYO DE 1989



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

INDICE

	Página
Introducción	1
Antecedentes	3

CAPITULO I

SISTEMAS DE PRIMER ORDEN

Antecedentes	6
Práctica 1	14
Objetivo	14
Material	14
Procedimiento	14
Prueba de conocimientos	15
Resultados	15
Conclusiones	19

CAPITULO II

SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN

Antecedentes	20
Práctica 2	25
Objetivo	25
Material	25
Procedimiento	25
Prueba de conocimientos	26
Resultados	27
Conclusiones	33

CAPITULO III

RESPUESTA A LA FRECUENCIA

Antecedentes	34
Práctica 3	38
Objetivo	38
Material	38
Procedimiento	38
Prueba de conocimientos	43
Resultados	45
Conclusiones	50

CAPITULO IV

COMPENSACION

Antecedentes	51
Práctica 4	57
Objetivos	57
Material	57
Procedimiento	57
Prueba de conocimientos	59
Resultados	60
Conclusiones	67
Bibliografía	

INTRODUCCION

El control automático ha tenido un papel muy importante en el desarrollo y avance de la Ciencia y la Ingeniería, así como también, ha facilitado la vida actual en las sociedades desarrolladas. Con su ayuda se promueve el progreso y desarrollo de los campos mencionados anteriormente.

Con el uso adecuado del control automático se logra el funcionamiento óptimo de sistemas dinámicos, una mejora de la calidad, abatimiento de costos de producción y para liberar de las tareas repetitivas manuales a muchos procesos industriales.

El ingeniero debe tener las nociones necesarias para poder llevar a cabo la tarea de satisfacer las demandas de bienes que la sociedad actual requiere para su constante desarrollo.

Y debido a la creciente necesidad del país, de contar con personas calificadas, este trabajo tiene como objetivo principal, motivar a los estudiantes de control y reforzar sus conocimientos teóricos adquiridos en el aula de clases, mediante la demostración práctica de estos elementos.

Esto trataré de lograrlo, mediante el diseño y desarrollo de experimentos de laboratorio, en los cuales utilizaré los elementos eléctricos básicos como lo son: la resistencia, la inductancia, y la capacitancia.

Para esto la estructura de los experimentos será como sigue:

-ANTECEDENTES

-OBJETIVOS

-MATERIAL

-PROCEDIMIENTO

-PRUEBA DE CONOCIMIENTOS

-RESULTADOS

-CONCLUSIONES.

En lo que respecta a experimentos de este tipo, existen algunos realizados por la UNAM pero que sólo se basan en el uso de la computadora analógica, por lo que aquí trataré de hacerlo de una manera más sencilla, pero a la vez ilustrativa de con estos experimentos.

ANTECEDENTES

La Ingeniería busca el aprovechamiento y control de las materias primas y fuerzas de la naturaleza para el beneficio de la humanidad.

La Ingeniería de control se interesa en el conocimiento y control de una parte de su medio ambiente, frecuentemente conocido como sistema, a fin de otorgar un producto útil y económico a la sociedad.

Para obtener un mejor control, el sistema bajo control debe ser conocido y modelado.

El mayor problema para los ingenieros de control, es el control y modelado de sistemas interrelacionados, como el control de tráfico, procesos químicos, así como en vehículos espaciales y armamentos.

Un sistema de control, es una interconexión de componentes, los cuales satisfacen una función deseada.

La base para el análisis de los sistemas es la teoría de los sistemas lineales, la cual supone una relación causa-efecto para los componentes del sistema; por lo cual un sistema que vaye a ser controlado puede representarse mediante un diagrama de bloques como el que se muestra a continuación

ANTECEDENTES

La Ingeniería busca el aprovechamiento y control de las materias primas y fuerzas de la naturaleza para el beneficio de la humanidad.

La Ingeniería de control se interesa en el conocimiento y control de una parte de su medio ambiente, frecuentemente conocido como sistema, a fin de otorgar un producto útil y económico a la sociedad.

Para obtener un mejor control, el sistema bajo control debe ser conocido y modelado.

El mayor problema para los ingenieros de control, es el control y modelado de sistemas interrelacionados, como el control de tráfico, procesos químicos, así como en vehículos especiales y armamentos.

Un sistema de control, es una interconexión de componentes, los cuales satisfacen una función deseada.

La base para el análisis de los sistemas es la teoría de los sistemas lineales, la cual supone una relación causa-efecto para los componentes del sistema, por lo cual un sistema que vaya a ser controlado puede representarse mediante un diagrama de bloques como el que se muestra a continuación

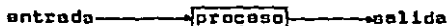


Fig. 1 Proceso para ser controlado

Se puede utilizar un controlador o regulador para producir un comportamiento deseado del proceso como se muestra en seguida.

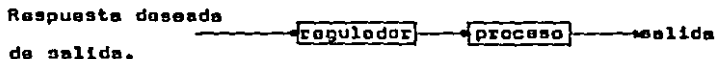


Fig. 2

A diferencia de un sistema de control con red abierta como el anterior, uno de red cerrada utiliza una medición adicional de la salida real, con el objeto de compararla con la respuesta deseada de salida. En la fig. 3 se muestra un sistema de control simple con retroalimentación en red cerrada.

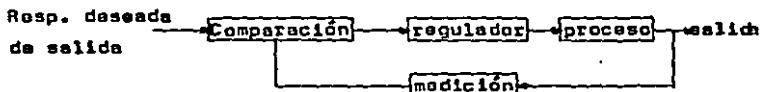


Fig. 3

Además, conforme los sistemas aumentan en su complejidad, deben considerarse en el esquema de control las interrelaciones de muchas variables controladas. fig. 4.

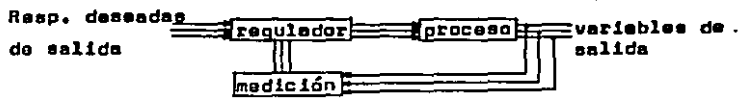


Fig. 4

Capitulo I

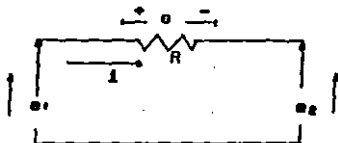
CAPITULO I

SISTEMAS DE PRIMER ORDEN

ELEMENTOS BASICOS.

Los elementos básicos de sistemas eléctricos lineales son: la resistencia, la inductancia y el capacitor. Estos son los elementos de mayor aplicación.

La resistencia R se define como sigue (fig. 1.1).



$$\frac{e_1 - e_2}{i} = R \text{ ohms}$$

$e_1 - e_2 =$ —volts

i —corriente en amperes

R —resistencia Ω

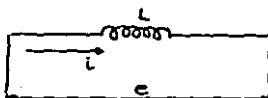
Fig. 1.1

La flecha de dirección de la i , indica que la i entra por el lado positivo de la terminal de la resistencia y sale por la terminal negativa.

Las polaridades de e_1 y e_2 respectivamente, están dadas por la dirección de las flechas. Note que si e_2 es numéricamente mayor que e_1 , la solución de i puede ser de valor negativo, indicando que la dirección de i será inversa.

Como R es idealmente independiente de la frecuencia y de el tiempo, será igual en cualesquiera de los dos dominios, que como elemento de circuito es independiente de la excitación de entrada.

La inductancia L se define de acuerdo a la ley de Lenz como -
 sigue(fig. 1.2).



$$L = \frac{e}{\frac{di}{dt}} \text{ henrys}$$

$$\frac{di}{dt}$$

donde e → volts

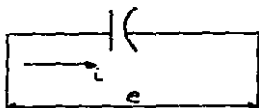
$\frac{di}{dt}$ → cambio en amperes
 por unidad de tiempo

L → inductancia henrys

Fig. 1.2

Si la excitación aplicada es senoidal, la reactancia induc-
 tiva de L será $j\omega L$. El método para convertir esta función vari-
 able en el tiempo es reemplazar $j\omega$ por s . Por lo que la Trans-
 formada de Laplace de $j\omega L$ es sL .

La capacitancia C se define por la fórmula siguiente(fig.
 1.3).



$$i = C \frac{de}{dt}$$

donde i → corriente amperes

$\frac{de}{dt}$ → cambio de voltaje
 por unidad de tiempo

C → capacitancia en
 farads

Fig. 1.3

Si la excitación aplicada es senoidal, la reactancia capaci-
 tiva C será $1/j\omega C$. Reemplazando $j\omega$ por s el resultado en la --
 transformada de Laplace será $1/sC$.

Las fuentes pueden ser de voltaje o de corriente. La fuente de corriente de la fig. 1.4 representa una corriente constante entregada por las terminales de conexión a la carga, y la fig. 1.5 representa una fuente de voltaje con voltaje constante en terminales de conexión.



Fig. 1.4

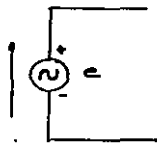


Fig. 1.5

Las fuentes y los elementos lineales pueden ser combinados para formar diferentes circuitos eléctricos.

Las ecuaciones de los circuitos están definidas mediante las leyes de corriente y voltaje de Kirchoff.

La ley de los voltajes nos dice que la suma algebraica de los voltajes en una malla cerrada es igual a cero.

La ley de corrientes nos dice que la suma algebraica de las corrientes que entran o salen de un nodo son igual a cero.

FUNCION DE TRANSFERENCIA

La función de transferencia de un sistema lineal invariante en el tiempo, está definida como la relación de la transformada de Laplace de la salida, a la transformada de Laplace de entrada, bajo la suposición de que todas las condiciones iniciales son cero.

La función de transferencia es una función que relaciona la entrada y la salida de un sistema lineal invariante en el tiempo, en términos de los parámetros del sistema, y es una propiedad del sistema en sí, independiente de la función de entrada.

La función de transferencia incluye las unidades necesarias para relacionar la entrada con la salida; sin embargo, no provee ninguna información respecto a la estructura física de el sistema. (Las funciones de transferencia de muchos sistemas físicamente distintos, pueden ser idénticas).

Usando este concepto se puede representar la dinámica de un sistema por ecuaciones algebraicas en S . La potencia más alta de S en el denominador de la función de transferencia es igual al orden del término de la derivada más alta de la señal de salida.

Si la potencia más alta de S es igual a n se dice que se trata de un sistema de n ésimo orden.

Tomamos como ejemplo un sistema RL serie:

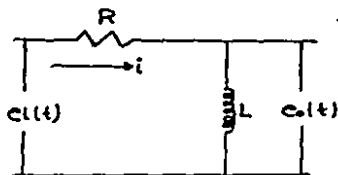


Fig. 1.6

$$E_i(s) = (R + sL)I(s)$$

despejando $I(s)$

$$I(s) = \frac{E_i(s)}{L(s + R/L)}$$

determinando $E_o(s)$

$$E_o(s) = I(s)sL$$

sustituyendo $I(s)$

$$E_o(s) = \frac{E_i(s)sL}{L(s + R/L)}$$

función de transferencia $\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{s}{s + R/L}$

RESPUESTA TRANSITORIA

Al analizar y diseñar sistemas de control hay que tener una base de comparación del funcionamiento de los diversos sistemas de control. Se pueden establecer esas bases especificando señales de entrada particulares de prueba y comparando las respuestas de los diversos sistemas de esas señales de entrada.

Por respuesta transitoria se entiende que es aquella que va desde el estado inicial al estado final.

ANTECEDENTES

Respuesta al escalón unitario en sistemas de primer orden.

La transformada de Laplace de la función escalón unitario es $1/s$, reemplazando $R(s) = 1/s$ tenemos:

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

desarrollando en fracciones parciales $C(s) = \frac{1}{s} - \frac{T}{Ts + 1}$

tomando transformada inversa de Laplace

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

Esta ecuación establece que inicialmente la salida $c(t)$ es cero y finalmente se convierte en la unidad. Una de las características importantes de esta curva es que si $t=T$ el valor de $c(t) = 0.632$, o sea que la respuesta $c(t)$ ha alcanzado el 63.2 por ciento de su variación total.

Es bien conocido que T es la constante de tiempo del sistema. Cuanto más pequeña la constante de tiempo, más rápida la respuesta del sistema. $c(t) = 1 - e^{-t/T} = 0.632$

La curva de respuesta exponencial $c(t)$ se muestra en la figura 1.7.

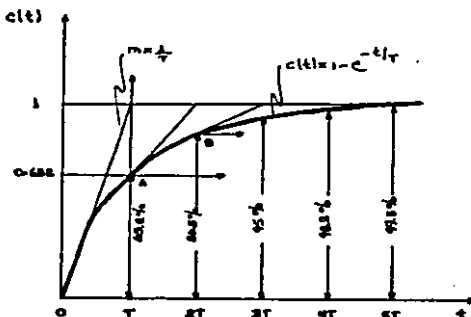


Fig. 1.7

En una constante de tiempo, la curva de respuesta exponencial ha ido desde 0 hasta el 63.2% del valor final. En dos -- constantes de tiempo, la respuesta alcanza el 86.5% del valor final. En $t = 3T, 4T,$ y $5T$ la respuesta alcanza 95%, 98.2%, 99.3% respectivamente del valor final.

En la ecuación se alcanza matemáticamente el estado estacionario tras un tiempo infinito. Sin embargo en la práctica una estimación razonable de la respuesta temporal es el tiempo que necesita la curva de respuesta exponencial para alcanzar la línea del 2% del valor final, o sea 4 constantes de tiempo.

Cuando un circuito RC es excitado con una señal de voltaje escalón, su respuesta es de manera exponencial como la mostrada en la figura 1.8

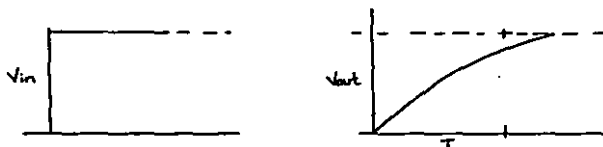


Fig. 1.8

Para el circuito RC el escalón del voltaje provoca una corriente V_{in}/R que fluye hacia el capacitor, el cual se carga aumentando así su voltaje. Como consecuencia hay una caída de voltaje a través de la resistencia y la corriente total del circuito se reduce a medida que el capacitor se carga y aumenta su voltaje gradualmente.

$$V_{out} = V_{in}(1 - e^{-t/RC}) \quad T = RC$$

$$V_{out} = V_{in}(1 - e^{-t/T}) \quad T \text{ es la cte. de tiempo.}$$

Constante de tiempo: es igual al tiempo que se tomaría la respuesta en alcanzar el valor final, siempre y cuando la pendiente inicial de salida se mantenga.

Cuando $t=T$ el valor $c(t) = .632$ o sea que la respuesta ha alcanzado el 63.2% de su variación total.

PRACTICA 1

OBJETIVO:

Determinar la respuesta transitoria de un sistema de primer orden de manera experimental de un circuito RC.

MATERIAL:

Oscilador
Osciloscopio
Resistencias
Capacitores
Proto
Cables de conexión

PROCEDIMIENTO:

Construya una red eléctrica RC como se muestra en la figura 1.9

- 1.-Excite la red con un generador de onda cuadrada a la frecuencia mínima posible.
- 2.-Tome los valores de E_o y de E_i .
- 3.-Cambia los valores de los parámetros y repita el proceso anterior.

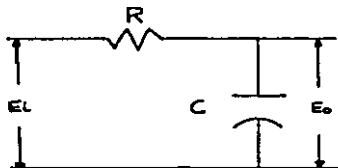


Fig. 1.9

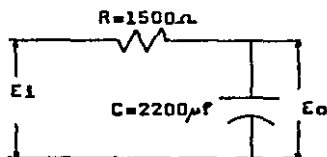
PRUEBA DE CONOCIMIENTOS

- 1.-Dé una breve explicación de función de transferencia y de respuesta transitoria.

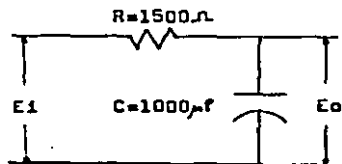
- 2.-Explique como interviene la T en el circuito.

- 3.-Dibuje la señal de entrada y la respuesta de salida de c/u de los circuitos.(hoja milimétrica)

RESULTADOS:



$T=3.3s$
 $R=1500\Omega$
 $C=2200\mu f$
 $F=1\text{ Hz}$
 $E_o=.0116\text{ V}$
 $E_i=.05\text{ V}$



$T=1.5s$
 $R=1500\Omega$
 $C=1000\mu f$
 $F=1\text{ Hz}$
 $E_o=.01\text{ V}$
 $E_i=.025\text{ V}$

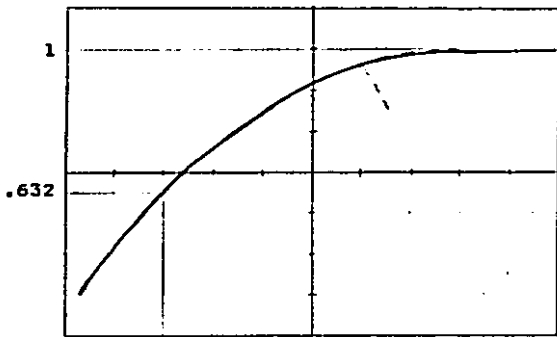
- 1.-Dé una breve explicación de función de transferencia y de respuesta transitoria.

La función de transferencia es la relación entre la transformada de Laplace de la salida de un sistema, a la transformada de Laplace de la entrada del sistema, cuando todas las condiciones iniciales se suponen cero.

Respuesta transitoria es la que va desde el estado inicial de un sistema hasta el estado final.

- 2.-Explique como interviene la T en los circuitos.

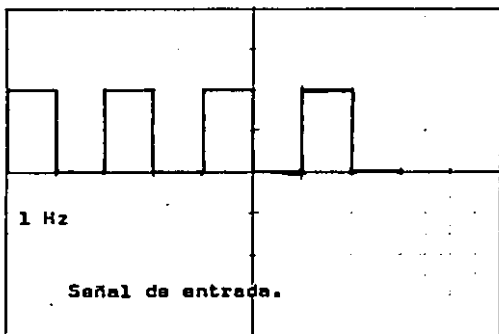
Las variaciones en la T producen una respuesta más rápida del sistema cuando es pequeña y más lenta si es grande la T , también produce cambio en la pendiente de la curva.

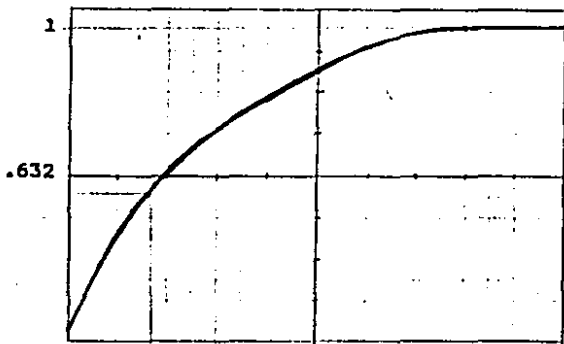


$$G = \frac{1}{1+RC} = \frac{1}{1+1500 \times 2200E^{-6}} = 0.2325$$

$$\frac{E_o}{E_i} = 0.116 = 0.232$$

Respuesta al circuito RC caso 1

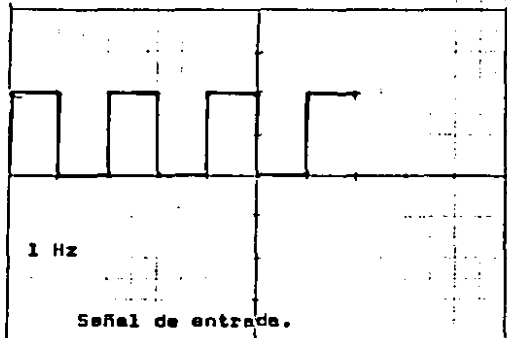




$$G = \frac{1}{1 + RC} = \frac{1}{1 + 1500 \times 1000E^{-6}} = 0.4$$

$$\frac{E_0}{E_1} = 0.4 = 0.25$$

Respuesta al circuito RC caso 2



CONCLUSIONES:

Los sistemas de primer orden responden de manera exponencial al darles una señal de entrada escalón, lo cual se pudo comprobar en las gráficas obtenidas con ayuda del osciloscopio.

El comportamiento del sistema RC como la rapidez de respuesta y la pendiente de la curva exponencial dependen de la constante de tiempo $T=RC$, la cual seleccionada de la manera adecuada nos dará la respuesta que nosotros necesitamos.

Capitulo II

CAPITULO II

SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN

ANTECEDENTES

Respuesta en sistemas eléctricos de segundo orden.

Tomando la función de transferencia de lazo cerrado sig.:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{Js^2 + Fs + K}$$

$$\left[s = \frac{F}{2J} \pm \sqrt{\left(\frac{F}{2J}\right)^2 - \frac{K}{J}} \right] \left[s = \frac{F}{2J} - \sqrt{\left(\frac{F}{2J}\right)^2 - \frac{K}{J}} \right]$$

Los polos son complejos si $F^2 - 4JK < 0$, y son reales si $F^2 - 4JK > 0$.
Tomando lo siguiente $\frac{K}{J} = \omega_n^2$ $\frac{F}{J} = 2\zeta\omega_n = 2\sigma$

Donde σ es la atenuación, ω_n es la frecuencia natural no amortiguada y ζ es relación de amortiguación F y el amortiguamiento crítico $F_c = 2\sqrt{JK}$ o sea $\zeta = \frac{F}{F_c} = \frac{F}{2\sqrt{JK}}$

de esta manera podemos modificar la función de transferencia de lazo cerrado como:

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

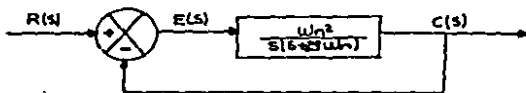


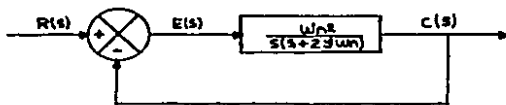
Fig. 2.1

Se puede describir el comportamiento dinámico de sistemas de segundo orden en términos de parámetros ζ y ω_n . Si $0 < \zeta < 1$ - los polos de lazo cerrado son complejos conjugados y yacen en el semiplano S izquierdo; entonces se dice que el sistema está subamortiguado y la respuesta transitoria es oscilatoria.

Si $\zeta = 1$ el sistema tiene amortiguamiento crítico. Y si $\zeta > 1$ es sobreamortiguado.

La respuesta transitoria de los sistemas con amortiguamiento crítico y sobreamortiguado no oscilan. Si $\zeta = 0$ la respuesta transitoria no se extingue.

EJEMPLO:



Se hallará la respuesta del sistema a una entrada escalón unitario.

1) Subamortiguado ($0 < \zeta < 1$)

Podemos escribir $C(s)/R(s)$ como:

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

donde $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ la frecuencia ω_d es la frecuencia natural amortiguada; para una entrada escalón unitario se puede escribir

$$C(s) \text{ como: } C(s) = \frac{\omega_n^2}{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)s}$$

Obteniendo

$$\mathcal{L}^{-1}\{c(s)\} = c(t) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos\omega_d t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\omega_d t \right) \\ = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}) \quad t \geq 0$$

La frecuencia natural amortiguada ω_d es $\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$ esta frecuencia es siempre menor que la frecuencia natural no amortiguada.

2) Amortiguamiento crítico ($\zeta=1$)

En este caso los polos de $C(s)/R(s)$ son casi iguales.

Se puede aproximar el sistema a uno con amortiguamiento -- crítico.

Para la entrada escalón unitario $R(s)=1/s$ por lo que

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

$$\mathcal{L}^{-1}\{c(s)\} = c(t) = 1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t) \quad (t \geq 0)$$

$$\lim_{\zeta \rightarrow 1} \frac{\sin\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t}{\sqrt{1-\zeta^2} t} = \omega_n t$$

3) Sobreamortiguado ($\zeta > 1$)

Los dos polos de $C(s)/R(s)$ son negativos reales y distintos
Para una entrada escalón unitario $R(s)=1/s$ por lo que $C(s)$
se puede escribir como

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{(s+\zeta\omega_n+\omega_n\sqrt{\zeta^2-1})(s+\zeta\omega_n-\omega_n\sqrt{\zeta^2-1})s}$$

$$\mathcal{L}^{-1}\{c(s)\} = c(t) = 1 + \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}} \left(\frac{e^{-s_1 t}}{s_1} - \frac{e^{-s_2 t}}{s_2} \right) \quad (t \geq 0)$$

donde $s_1 = (\zeta + \sqrt{\zeta^2-1})\omega_n$ y $s_2 = (\zeta - \sqrt{\zeta^2-1})\omega_n$. La respuesta incluye 2 términos de caída exponencial.

Cuando γ es apreciablemente mayor que la unidad, uno de los dos términos de caída exponencial decrece mucho más rápidamente que el otro, de modo que el término exponencial de caída más rápida puede ser despreciado. Una vez que ha desaparecido el término exponencial de caída más rápida, la respuesta es similar a la de un sistema de primer orden y se puede aproximar $c(s)/R(s)$ por:

$$C(s) = \frac{\gamma \omega_n - \omega_n \sqrt{\gamma^2 - 1}}{s + \gamma \omega_n - \omega_n \sqrt{\gamma^2 - 1}} = \frac{s_2}{s + s_2}$$

Esta forma aproximada es una consecuencia directa del hecho de que los valores iniciales y finales de la relación original $C(s)/R(s)$ y la aproximada concuerden entre sí.

Con la función de transferencia aproximada $C(s)/R(s)$ se puede obtener la respuesta al escalón unitario como:

$$C(s) = \frac{\gamma \omega_n - \omega_n \sqrt{\gamma^2 - 1}}{(s + \gamma \omega_n - \omega_n \sqrt{\gamma^2 - 1})s}$$

La respuesta temporal $c(t)$ es entonces:

$$c(t) = 1 - e^{-(\gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1})\omega_n t} \quad (t \geq 0)$$

Esto da una respuesta aproximada al escalón unitario cuando uno de los polos de $C(s)/R(s)$ pueda ser despreciado.

De la figura 2.2 se ve que un sistema subamortiguado con ζ comprendida entre 0.5 y 0.8 se aproxima al valor final más rápidamente que uno con amortiguamiento crítico o uno sobreamortiguado. Entre los sistemas que responden sin oscilación, el s amortiguado críticamente presenta la respuesta más rápida. Un sistema sobreamortiguado siempre es lento en responder a cualquier entrada.

PRACTICA 2

OBJETIVOS:

Determinar de manera experimental la respuesta transitoria en sistemas de segundo orden.

MATERIAL:

Oscilador
Osciloscopio
Resistencias
Capacitores
Proto
Inductancias
Cables de conexión

PROCEDIMIENTO:

1.- Construya la red eléctrica mostrada en la figura 2.2

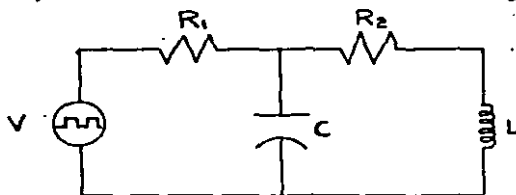


Fig. 2.2

2.-Excite la red con un generador de onda cuadrada a la frecuencia mínima posible.

- 3.-Con ayuda del osciloscopio observe la respuesta del sistema.
- 4.-Determine los valores de sus elementos para que pueda observar, los 3 tipos de amortiguamiento existentes en los sistemas de segundo orden.

PRUEBA DE CONOCIMIENTOS

- 1.-Obtenga la función de transferencia del sistema.

- 2.-Diga los 3 tipos de respuesta en sistemas de segundo orden e indique el rango de valores de ζ para cada uno de ellos.

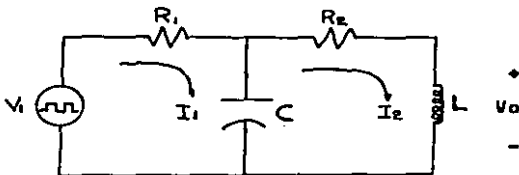
- 3.-¿Cuál de los anteriores presenta una respuesta transitoria oscilatoria?

- 4.-Obtenga ω_n y ζ para c/u de los casos de amortiguamiento y compruébelos con sus resultados obtenidos de los experimentos.

- 5.-Grafique los resultados obtenidos. (hoja milimétrica)

RESULTADOS:

1.- Obtenga la función de transferencia del sistema.



$$\dot{V}_1 = I_1(R_1 + 1/SC) - I_2 1/SC$$

$$0 = -I_1 1/SC + I_2(R_2 + LS + 1/SC)$$

$$V_o = SLI_2$$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{LS}{S^2(R_1LC) + S(L + R_1R_2C) + R_1 + R_2}$$

2.- Diga las condiciones necesarias para que un sistema de segundo orden tenga un determinado amortiguamiento.

Para $\zeta = 1$ el sistema tiene amortiguamiento crítico, si $\zeta > 1$ es sobreamortiguado y si $0 < \zeta < 1$ el sistema está subamortiguado.

3.- Cual de los anteriores presenta una respuesta transitoria oscilatoria.

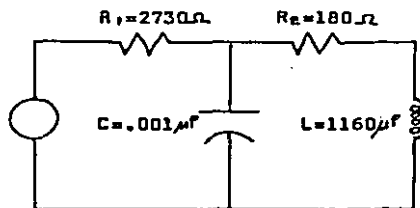
Cuando el sistema es subamortiguado presenta una respuesta oscilatoria.

4.- Obtenga ω_n y ζ para c/u de los casos de amortiguamiento y compruebelos con sus resultados obtenidos de los experimentos.

$$\omega_n = \frac{\sqrt{R_1 + R_2}}{\sqrt{R_1 LC}}$$

$$\gamma = \frac{1 + R_1 R_2 C}{2\sqrt{R_1 LC} \sqrt{R_1 + R_2}}$$

Subamortiguado.



$$C = .001 \mu\text{F}$$

$$L = 1160 \mu\text{H}$$

$$R_1 = 2730 \Omega$$

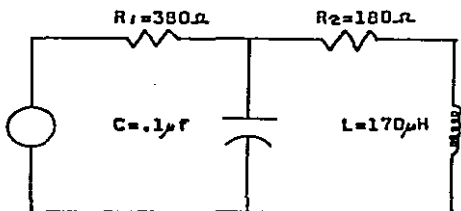
$$R_2 = 180 \Omega$$

$$f = 10000 \text{ Hz}$$

$$\omega_n = 958589$$

$$\gamma = \frac{1160E^{-6} + 2730 \times 180 \times .001E^{-6}}{2\sqrt{2730 \times .001E^{-6}} \times 1160E^{-6} \sqrt{2730 + 180}} = 0.3058$$

Sobreamortiguado.



$$C = .1 \mu\text{F}$$

$$L = 170 \mu\text{H}$$

$$R_1 = 380 \Omega$$

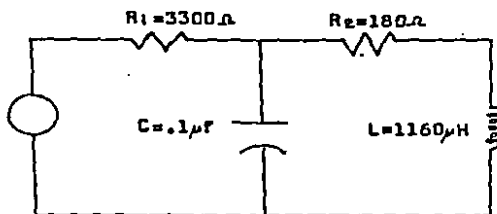
$$R_2 = 180 \Omega$$

$$f = 10000 \text{ Hz}$$

$$\omega_n = 294373$$

$$\gamma = \frac{170E^{-6} + 180 \times 380 \times .1E^{-6}}{2\sqrt{380 \times 170E^{-6}} \times .1E^{-6} \sqrt{180 + 380}} = 1.844$$

Criticamente amortiguado.

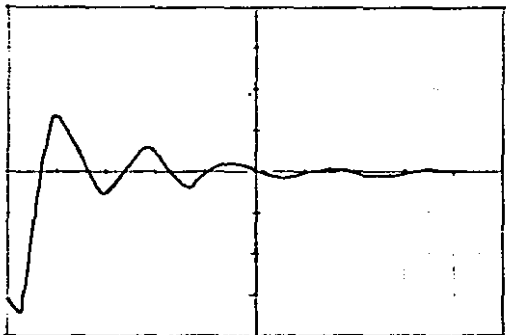


$$\begin{aligned}C &= .1\mu\text{F} \\L &= 1160\mu\text{H} \\R_1 &= 3300\Omega \\R_2 &= 180\Omega \\f &= 10000\text{Hz}\end{aligned}$$

$$\omega_n = 95346$$

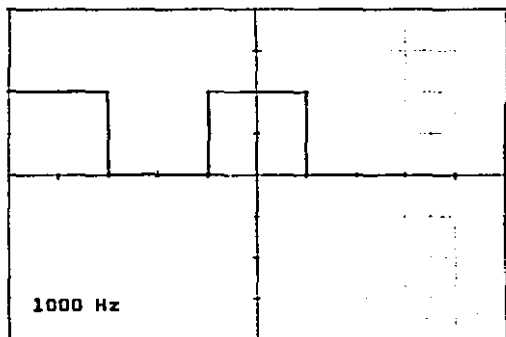
$$\zeta = \frac{1160E^{-6} + 180 \times 3300 \times 1E^{-6}}{2\sqrt{3300 \times 1160E^{-6} \times 1E^{-6} + 180 + 3300}} = .84$$

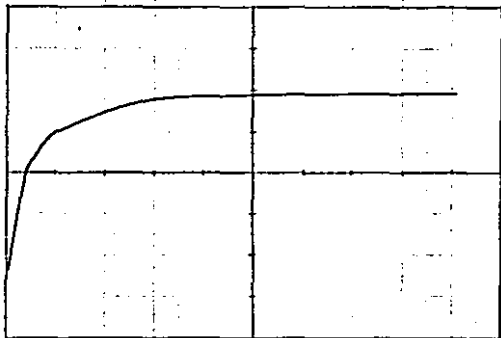
Este resultado es aproximado pues es imposible obtener exactamente un $\zeta=1$.



Respuesta al sistema RCL serie-paralelo
en el caso subamortiguado.

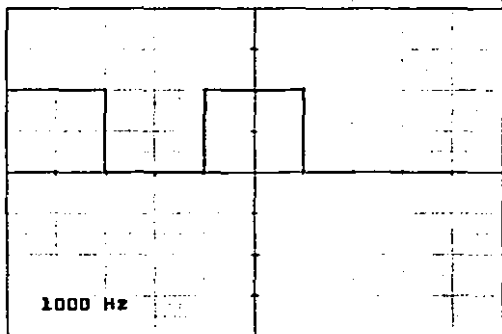
Señal de entrada.

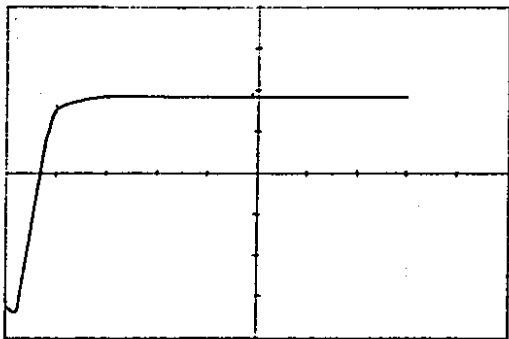




Respuesta al sistema RCL serie-paralelo
en el caso sobreamortiguado.

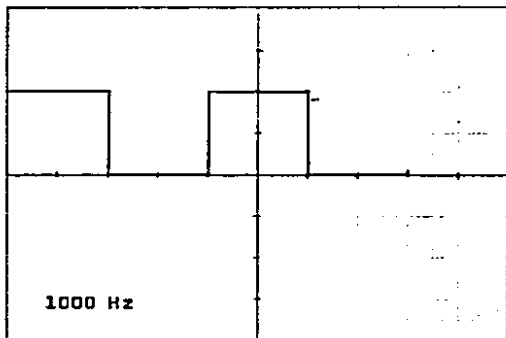
Señal de entrada.





Respuesta al sistema RCL serie-paralelo
en el caso criticamente amortiguado.

Señal de entrada.



CONCLUSIONES,

Al desarrollar los experimentos se pudo observar la respuesta del sistema para los tres tipos de amortiguamiento.

El sistema subamortiguado presenta una respuesta oscilatoria, la cual, al paso del tiempo, tiende a estabilizarse.

Para el sistema con amortiguamiento crítico y sobreamortiguado la respuesta es exponencial, y siendo para el sistema sobreamortiguado mucho más acostada esta curva.

Debemos recordar que la respuesta para el caso críticamente amortiguado es aproximada, puesto que el sistema también lo es, debido a las variaciones que presentan todos los elementos invlucrados.

Capítulo III

CAPITULO III

ANALISIS DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA EN SISTEMAS ELECTRICOS.

ANTECEDENTES

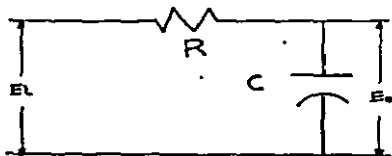
La técnica de respuesta a la frecuencia puede ser usada en la evaluación y predicción de sistemas de control.

El método consiste en determinar la amplitud y ángulo de fase de un sistema como una función de la frecuencia. El procedimiento experimental de respuesta a la frecuencia de sistemas, es paralelo al método analítico; la aplicación de una entrada en estado estable senoidal y la medición de la relación de amplitudes y ángulo de desfaseamiento a diferentes valores de frecuencia.

El análisis de un sistema de control para determinar su comportamiento y estabilidad, está en función de la señal de salida. Recordando que un escalón unitario puede ser representado por una serie infinita de términos en senos y cosenos, por consecuencia, la respuesta a un sistema para una banda infinita de frecuencia puede ser determinado por la técnica de la Transformada de Laplace.

EJEMPLO:

CONSIDEREMOS EL CIRCUITO MOSTRADO EN LA FIGURA 3.1



CIRCUITO SERIE RC

Fig. 3.1

ANALISIS:

El voltaje de salida es igual:

$$E_o(s) = \frac{E_i(s) \frac{1}{sC}}{R + 1/sC}$$

La relación de $E_o(s)$ a $E_i(s)$, o relación de transferencia es:

$$G(s) = \frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{1}{1 + sT}$$

Donde $T=RC$, y poniendo $s=j\omega$ resulta:

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T}$$

En términos de magnitud y ángulo de fase, esta ecuación puede ser escrita como:

$$G(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \angle -\theta$$

Donde $\theta = \tan^{-1} \omega T$ esta ecuación puede ser graficada como se muestra en la figura 3.2

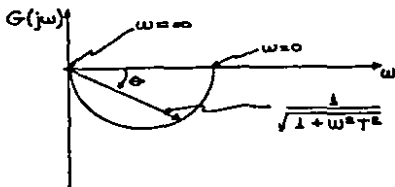


Fig. 3.2

Cuando ω es igual a cero, la magnitud de $G(j\omega)$ es obviamente igual a la unidad y el ángulo de fase cero. El valor de $G(j\omega)$ cuando $\omega=0$ representado por un fesor, como se muestra en la figura 3.2, el incremento de la frecuencia ω causa que la magnitud de $G(j\omega)$ decrezca, con un crecimiento negativo del ángulo de fase. Cuando la frecuencia ω se aproxima a infinito, la magnitud de $G(j\omega)$ se aproxima a cero y el ángulo de fase se aproxima a -90° .

Otro método para graficar las respuestas de fase y magnitud en función de la frecuencia es el diagrama de Bode; el cual tiene las siguientes ventajas:

- 1.- Las líneas rectas de las asíntotas son usadas para aproximar la magnitud de una función de transferencia dada.
- 2.- El producto de factores de $G(j\omega)$ se convierten en una serie aditiva de logaritmos.
- 3.- El valor de ω puede dibujarse directamente en la escala horizontal para la gráfica de logaritmo de ω .
- 4.- Los datos requeridos para la construcción de la magnitud y fase se obtienen de la función de transferencia.

PRACTICA 3

OBJETIVOS,

Utilizar el método experimental para obtención de datos de respuesta a la frecuencia en sistemas reales y su comprobación analítica, en sistemas de primero y segundo orden.

MATERIAL:

Oscilador
Osciloscopio
Resistencias
Capacitores
Inductancias
Proto
Cables de conexión

PROCEDIMIENTO

1.-Construya una red RC como se muestra en la figura 3.3

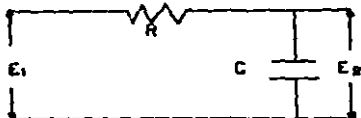


Fig. 3.3

2.-Excite la red con un generador de onda senoidal y tome valores de amplitud de E_1 y E_2 a diferentes frecuencias.

3.-Cambia los valores de sus parámetros y repite el proceso de medición.

4.-Realice el mismo procedimiento para una red eléctrica - RLC serie-paralelo, como en la figura 3.4

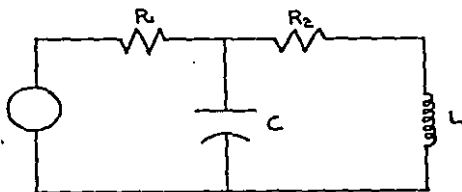


Fig. 3.4

5.-Ahora implemente una red eléctrica como se muestra en la figura 3.5

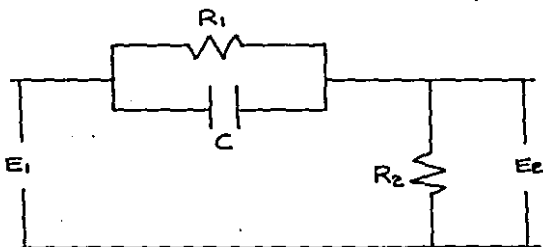


Fig. 3.5

Como sabemos que la función de transferencia para este circuito (en adelanto de fase) cuando la fuente tiene impedancia cero y la carga impedancia infinita es:

$$E_2 = \frac{E_1 (R_2 + R_1 R_2 C S)}{R_1 + R_2 + R_1 R_2 C S}$$

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + R_1 C S}{1 + R' C S}$$

siendo $R' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

y definiendo $K = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

$$T_1 = R_1 C$$

$$T_2 = R' C$$

tenemos que: $\frac{E_2}{E_1} = K \frac{1 + S T_1}{1 + S T_2}$ $T_2 < T_1$

Representando en un diagrama de Bode este malla en adelanto de fase, como se muestra en la figura 3.6

OBTENEMOS:

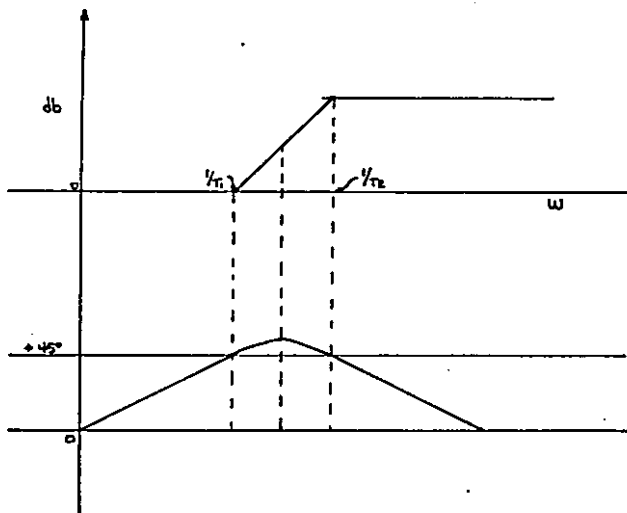


DIAGRAMA DE BODE

Fig. 3.6

Para obtener esta misma gráfica en forma práctica realice el siguiente procedimiento.

- 1.- Excite la red con un generador de onda sinusoidal y tome - valores de amplitud de E_1 y E_2 a diferentes frecuencias. Efectue para esas mismas frecuencias las mediciones del defasamiento, que se deberán tomar entre la señal de entrada y la de salida, para realizar esto utilice el osciloscopio como se indica en la figura 3.7

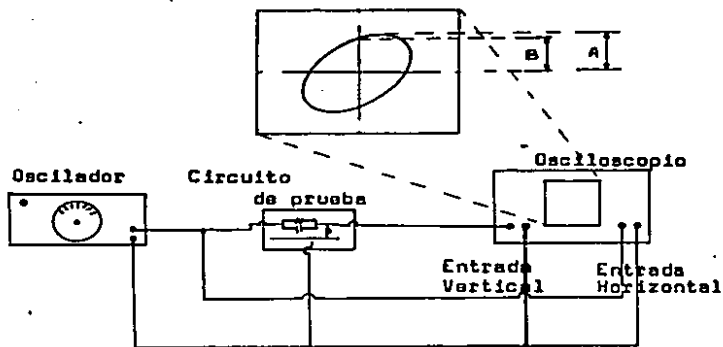


Fig. 3.7

Donde el ángulo de defasamiento θ se puede determinar mediante la relación:

$$\theta = \text{sen}^{-1} B/A$$

Por lo que B y A se miden como se indica en la figura 3.7; para cero defasamiento, la elipse será una línea recta con pendiente de 45° a la derecha; para defasamiento de 90° se tendrá un círculo y para defasamiento de 180° se tendrá una línea recta con pendiente de 45° a la izquierda.

PRUEBA DE CONOCIMIENTOS

- 1.- Dé una breve explicación de lo que es el método de respuesta a la frecuencia, en qué consiste, tanto en forma práctica como analítica.
-
-

- 2.- Tabulación de frecuencias en ciclos por segundo y frecuencia angular ω en radianes/segundo, magnitudes de la señal de entrada y de salida, ganancia logarítmica en decibels y ángulo de defasamiento para la red 3.3 y 3.4

Circuito RC		R =		C =	
f	ω	E ₁	E ₂	G	ϕ

Circuito RCL		R =		C =		L =	
f	ω	E ₁	E ₂	G	ϕ		

3.-Obtenga la función de transferencia de la red de la figura 3.7

4.-Describa porqué se le llama red en adelanto de fase a la red de la figura 3.7

5.-Tabulación de frecuencias en ciclos por segundo y frecuencia angular ω en radianes/segundo, magnitudes de la señal de entrada y de salida, ganancia logarítmica en decibeles y ángulo de defasamiento para la red 3.7

Circuito		$R_1 =$		$R_2 =$			$C =$		
f Hz	ω r/s	E_1	E_2	A	B	C	G_{db}	ϕ	

6.-Obtenga el diagrama de Bode de la red con los datos obtenidos y de manera teórica.

RESULTADOS:

- 1.-De una breve explicación de lo que es el método de respuesta a la frecuencia, en que consiste tanto en forma práctica como analítica.

La técnica de respuesta a la frecuencia puede ser usada en la evaluación y predicción de sistemas de control.

El método consiste en determinar la amplitud y ángulo de fase de un sistema como una función de la frecuencia.

El procedimiento experimental de respuesta a la frecuencia de sistemas es paralelo al método analítico; la aplicación de una entrada en estado estable senoidal y la medición de la relación de amplitudes y ángulo de desfase a diferentes frecuencias.

- 2.-Tabulación de frecuencias en ciclos por segundo y frecuencia angular ω en radianes/segundo, magnitudes de la señal de entrada y de salida, ganancia logarítmica en decibales y ángulo de desfase para la red 3.3 y 3.4

Círculo RC $R=180\Omega$ $C=1000\mu f$					
f Hz	ω rad/s	E_1 V	E_2 V	G db	ϕ
30	188.5	.6	.018	-30.45	47.6°
500	3141	.6	.0014	-52.64	58.5°
2000	12566	.6	.001	-55.56	75.6°

ϕ Adelante E_1

Circuito RCL $R_1=470\Omega$ $R_2=180\Omega$ $C=.001\mu$ $L=116\mu$					
f Hz	w r/s	E ₁ v	E ₂ v	G db	θ
40	251	1.4	.01	-42.9	2°
500	3141	1.4	.015	-39.4	18°
5000	31415	1.4	.085	-24.3	40.5°

\ominus Adelante E₂

Cambiando Parámetros.

Circuito RC $R=1050\Omega$ $C=2000\mu$					
f Hz	w r/s	E ₁ v	E ₂ v	G db	θ
25	157	1.65	.0044	-51.5	44°
400	2513	1.65	.0007	-67.44	72°
5000	31415	1.65	.0004	-72.3	81°

\ominus Adelante E₁

Circuito RCL $R=470\Omega$ $R=180\Omega$ $C=5\mu$ $L=4900mH$					
f Hz	w r/s	E ₁ v	E ₂ v	G db	θ
80	502.7	1.2	.02	-35.6	21.6°
800	5026	1.2	.03	-32	7.2°
7000	43982	1.2	.036	-30.5	77.5°

\ominus Para 80 y 7000 Hz Adelante E₁

3.-Obtenga la función de transferencia de la red de la figura 3.7

$$E_2 = \frac{R_2 \cdot R_1 R_2 C S}{R_1 + R_2 + R_1 R_2 C S}$$

- 4.-Describa porque se le llama red en adelanto de fase a la red de la figura 3.7

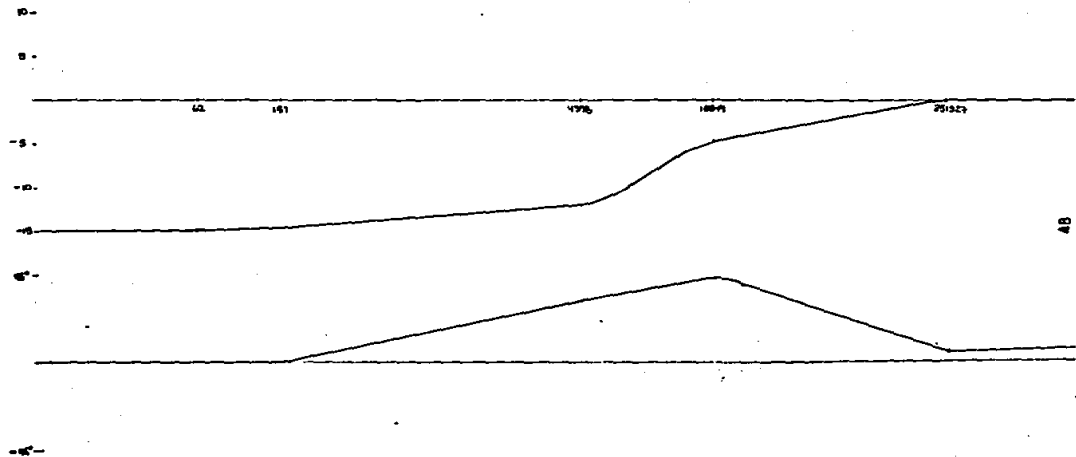
Esto proviene del hecho que para una entrada sinusoidal E_1 la salida de la red E_2 es también sinusoidal con adelanto de fase. El ángulo de adelanto de fase es función de la frecuencia de entrada.

- 5.-Tabulación de frecuencias en ciclos por segundo y frecuencia angular ω en radianes/segundo, magnitudes de la señal de entrada y de salida, ganancia logarítmica en decibeles y ángulo de desfase para la red 3.7

Circuito $R_1 = 2200\Omega$ $R_2 = 465\Omega$ $C = 0.1\mu f$									
f Hz	ω r/s	E_1 V	E_2	A	B	C	G_{db}	θ	
10	62	14.4	2.6	1.2	0	3.3	-14.6	0°	
25	157	15	2.6	1.2	0	3.2	-14.6	0°	
700	4398	14.4	3.6	1.8	1	3.6	-12	33.7°	
3000	18849	11.2	6.8	3.2	2.2	2.6	-4.3	43.4°	
40000	251327	8	8	4	.4	2	0	5.73°	
300000	1884955	7.8	7.8	3.8	1.2	1.9	0	18.4°	
700000	4398229	6.8	6.8	3.2	2.2	1.6	0	43.4°	
900000	5654866	6.4	6.4	3.1	2.2	1.5	0	45°	

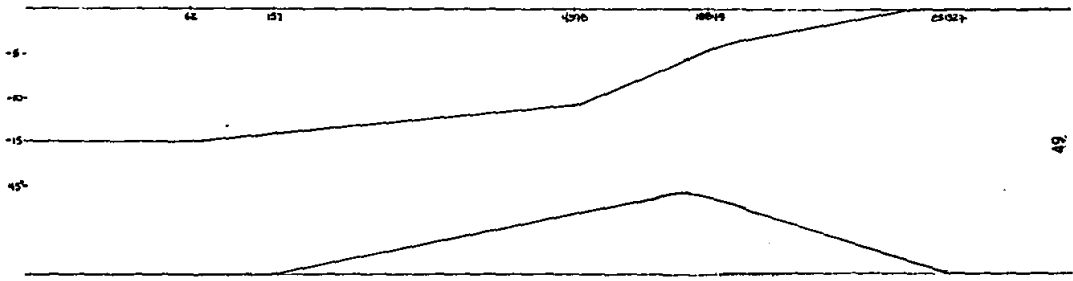
- 6.-Obtenga el diagrama de Bode de la red con los datos obtenidos y de manera teórica.

$M = 20 \text{ kg}_m \text{ A/C}$
 $\theta = 30 \text{ sec}^{-1} \text{ B/A}$



6. H=1000 5/8

0.
10.
20.



CONCLUSIONES:

Al desarrollar los experimentos se pudo observar la respuesta de los sistemas a la frecuencia.

De manera práctica se pudo obtener la ganancia y el ángulo de defasamiento de los sistemas, notando que el ángulo de defasamiento depende de la frecuencia de entrada.

Se comprobó por el método experimental (figuras de Lissajous) que este método es paralelo al analítico, y los resultados obtenidos por las dos formas son casi iguales; puesto que el método experimental es algo inexacto.

Gracias a esto y junto con el método analítico, podemos evaluar y predecir el comportamiento de distintos sistemas de control en la práctica.

Capitulo IV

CAPITULO IV

COMPENSACION DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

ANTECEDENTES

Los amplificadores operacionales de circuito integrado de chip (Amps op), fueron producidos comercialmente en 1963. El tipo 101 de amplificador no compensado se introdujo en 1967, y fue seguido por el tipo 741 compensado internamente, en 1968. En varias ocasiones el 101 y 741 llegaron a utilizarse extensamente; todavía son, en cierto sentido, los estándares en la industria y con los que se comparan otros amplificadores operacionales. Desde entonces, se han comercializado muchos otros tipos, cada uno mejorado u optimizado para una u otra aplicación. En virtud de su gran aceptación y amplia aplicación, la discusión que se presenta a continuación se refiere a los tipos 101 y 741, aunque los métodos y resultados se aplican también a la mayoría de los otros tipos.

Cuando un amplificador operacional de propósito general se conecta como se muestra en la figura 4.1, forma un amplificador no inverso del voltaje de entrada V_{ent} , con una ganancia determinada principalmente por los resistores externos R_f y R_A . Como una primera aproximación, el amplificador operacional por sí mismo es un amplificador de alta ganancia, diferenciador de voltaje con un modelo dado en la figura 4.2

$$\text{Para este circuito} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_A = \frac{R_A}{R_A + R_f} V_{ent} ; \quad V_b = V_{ent} \\ V_{sal} = A(V_b - V_A) \end{array} \right.$$

Estas relaciones se representan en la figure 4.3 como un sistema de retroalimentación.

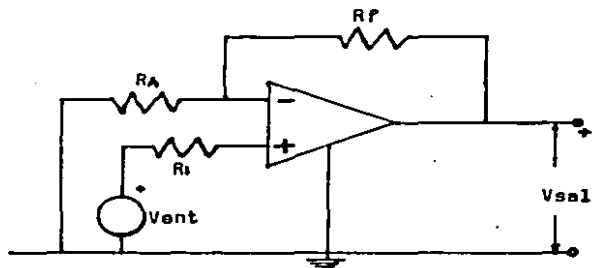


Fig. 4.1

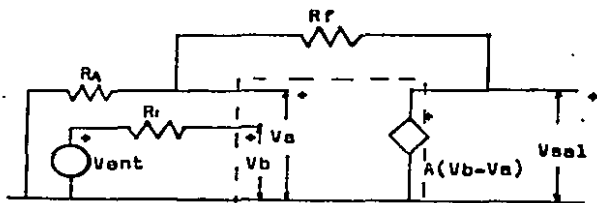


Fig. 4.2

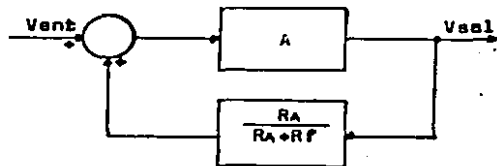


Fig. 4.3

La función de transferencia de la configuración de amp op no inversor es, aplicando la relación de retroalimentación a la figura 4.3,

$$T = \frac{A}{1 + RA/(RA + RF)} = \frac{RA + RF}{RA + (RA + RF)/A}$$

Para una ganancia A suficientemente grande del amp op en ciclo abierto,

$$T \approx \frac{RA + RF}{RA} = 1 + \frac{RF}{RA} \quad \text{y} \quad |v_{sal}| \approx (1 + RF/RA) |v_{ent}|$$

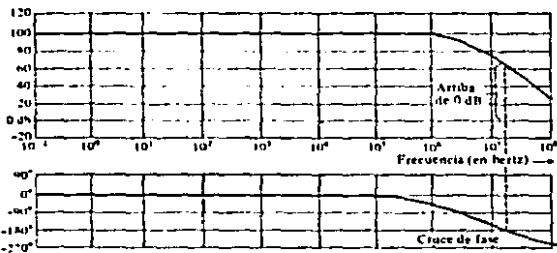
Los amplificadores operacionales típicos de propósito general tienen ganancias A de ciclo abierto en baja frecuencia de el orden de 10^5 , de manera que la aproximación resulta buena bajo estas circunstancias.

Una transmitancia A del amplificador operacional es en realidad una función de S, y las gráficas típicas de respuesta en frecuencia de A(s) se muestran en la figura 4.4. Mientras que la transmitancia es grande y aproximadamente constante a bajas frecuencias, existen tres importantes vértices de alta frecuencia que corresponden a tres polos reales de A(s). Uno de estos polos está asociado con la circuitería de la entrada al transistor, otro con las ganancias mismas del transistor, y otro se debe a los efectos capacitivos de la salida.

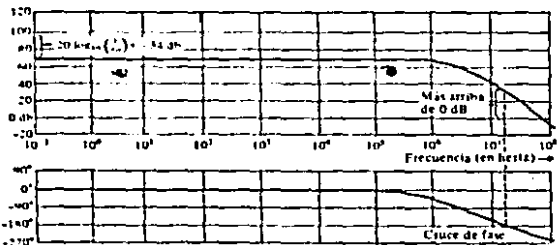
La transmitancia de ciclo de la conexión de retroalimentación de las figuras 4.1, 4.2, 4.3 es

$$C(s)H(s) = A(s) \frac{RA}{RA + RF}$$

la cual implica simplemente un desplazamiento hacia abajo de la curva de amplitud de A(s) por los dB representados por el factor $RA/(RA + RF)$, como en la figura 4.5.



(a)



(b)

Cuando el factor de retroalimentación $K = \frac{R_A}{R_A + R_F}$

se ajusta desde un pequeño valor hacia la unidad, habrá una cantidad de retroalimentación para la cual la relación de amplitud de la ganancia de ciclo es la unidad a la misma frecuencia a la que el corrimiento de fase es de 180° . De aquí que, para factores de retroalimentación mayores que esta cantidad, el circuito del amp op será inestable.

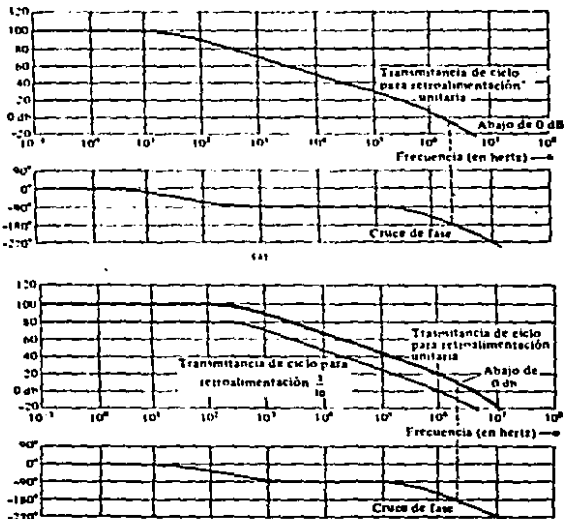
Para aplicaciones de propósito general, es deseable que el amplificador operacional sea estable para todos los factores de retroalimentación K de cero a la unidad. El peor de los casos de margen de ganancia más pequeño es para $K=1$, correspondiente a $R_F=0$.

Para $K=1$, la configuración no inversora tiene una ganancia general unitaria a bajas frecuencias. Una aproximación para la estabilización es la inserción con un circuito RC, de un polo adicional en $A(s)$ que reducirá la relación de amplitud de la transmitancia de ciclo hasta abajo de 0 dB a la frecuencia de cruce de fase, como se muestra en la figura 4.6a. Para hacerlo así, típicamente se requiere que el vértice de frecuencia agregado esté a unos cuantos Hertz, lo cual reduce grandemente el funcionamiento en alta frecuencia del amplificador. El amplificador operacional tipo 741 contiene internamente este circuito RC y es estable para todos los factores de retroalimentación, incluyendo el peor de los casos de retroalimentación unitaria.

Para factores de ganancia de retroalimentación menores que la unidad, el vértice de frecuencia del polo agregado se puede incrementar, como se muestra en la figura 4.6b, mientras que se mantiene aún la relación de amplitud de la transmitancia de ciclo abajo de 0 dB a la frecuencia de cruce de fase. La estabilización del amplificador operacional 101 se realiza con un circuito RC, para el cual el capacitor se conecta externamente. Un capacitor externo de 30 pF colocará el vértice de frecuencia agregado en la misma posición que para el amplificador operacional 741, haciéndolo estable y con ganancia unitaria. Un capacitor de 3 pF situará el vértice de frecuencia 10 veces más arriba, proporcionando mejor respuesta de alta frecuencia, pero estabilidad sólo para factores de retroalimentación de 1/10 o menos, que corresponden a ganancias de

-baja frecuencia de 10 o mayores.

En arreglos de compensación más complicados, la adición de polos y ceros se utiliza para proporcionar suficiente margen de ganancia, mientras que al mismo tiempo se mantiene grande la relación de amplitud de ciclo abierto en un rango apropiado de frecuencia.



PRACTICA 4

OBJETIVOS:

Con la ayuda de amplificadores operacionales el alumno conocerá la aplicación de la compensación.

MATERIAL:

Hojas Semi logarítmicas

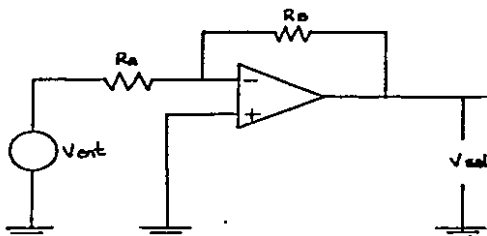
PROCEDIMIENTO

Supongamos que A_{OL} represente la ganancia en función de la frecuencia de un amplificador operacional;

$$A_{OL} = \frac{10^5}{(1+s/10^4)(1+s/10^5)(1+s/10^6)}$$

A_{OL} corresponde a un sistema absolutamente estable porque P_1 , P_2 , P_3 , están en el lado izquierdo del plano.

Considerando la retroalimentación:



Encontramos A_{CL} :

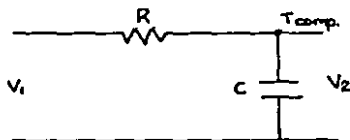
$$A_{CL} = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{A_{OL}}{(1 + R_A/R_B) + R_A/R_B \times A_{OL}} = \frac{R_B}{R_A + R_B} \frac{A_{OL}}{1 + \frac{R_A}{R_A + R_B} A_{OL}}$$

Deseamos evitar que cuando $\left| \frac{Y(j\omega)}{R(j\omega)} \right|$ sea 1; el ángulo sea -180°

La compensación consiste en añadir polos y/o ceros que hagan que A sea estable para cualesquiera valores de R_A y R_B .

- 1) Añadir un polo cercano al origen.
- 2) Añadir un polo cercano al origen y un cero que anule el primer polo de A_{OL} .

1)

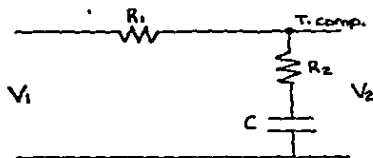


$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{sC} \frac{1}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{RSC + 1} = \frac{1}{s + \frac{1}{RC}}$$

Si esta función de transferencia está en cascada con A_{OL} , A_{OL} tendrá un nuevo polo en $-1/RC$.

Los valores típicos de R de compensación varían de 3 a 5K Ω .

2)



$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2 + 1/SC}{R_1 + R_2 + 1/SC} = \frac{SR_2C + 1}{(R_1 + R_2)SC + 1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{S + \frac{1}{R_2C}}{S + \frac{1}{(R_1 + R_2)C}}$$

pólo y cero
agregados

PRUEBA DE CONOCIMIENTOS

- 1.-Encuentra el diagrama de Bode de magnitud y ángulo para Aol.

- 2.-Con los valores de $R_p=100K\Omega$ y $R_A=5K\Omega$ en retroalimentación obtenga ACL y compruebe su estabilidad.

- 3.-Usando el método 1 de compensación obtenga el nuevo Aol'.

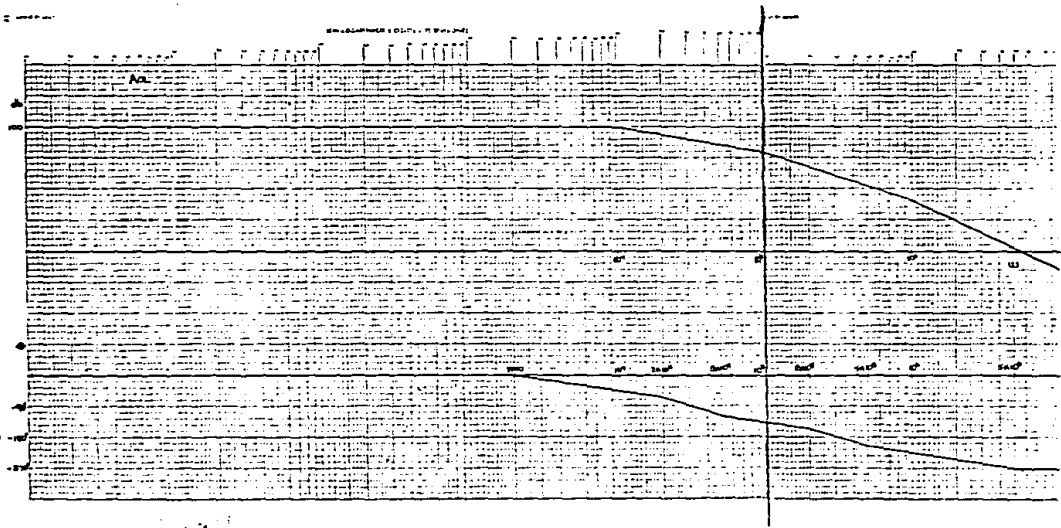
4.-Usando el método 2 de compensación obtenga el nuevo Acl. -

5.-Obtenga el diagrama de Bode de los dos métodos utilizados anteriormente.

RESULTADOS

1.-Encuentre el diagrama de Bode de magnitud y ángulo para Acl.

MEMORANDUM FOR THE RECORD



2.-Con los valores de $R_B=100K\Omega$ y $R_A=5K\Omega$ en retroalimentación obtenga A_{CL} y compruebe su estabilidad.

Sust. R_B y R_A tenemos

$$A_{CL} = \frac{100}{105} A_{OL} = \frac{10^7}{105 \left[1 + \frac{5 \times 10^6}{(1+5/10^4)(1+5/10^5)(1+5/10^6)} \right]}$$

$$= \frac{10^7}{105(1+5/10^4)(1+5/10^5)(1+5/10^6)+5 \times 10^6}$$

los polos son las raíces de:

$$105(1+5/10^4)(1+5/10^5)(1+5/10^6)+5 \times 10^6$$

$$\text{si } x = \frac{s}{10^6} \quad 105(1+100x)(1+10x)(1+x)+5 \times 10^6 = 0$$

$$1000x^3 + 1110x^2 + 111x + 4763 = 0$$

Con el criterio de Routh tenemos:

s^3	1000	111	
s^2	1110	4763	$\frac{123210-4766300}{1110} = -4179.9$
s^1	-4179.9		
s^0			

Por lo que es inestable pues hay al menos un polo del lado derecho del plano.

3.-Usando el método 1 de compensación obtenga el nuevo A .

$$1/RC=10$$

$$R=4000\Omega$$

$$1/4000 \times C=10$$

$$C=25\mu F$$

Y obtenemos:
$$\frac{10^5}{(1+s/10)(1+s/10^4)(1+s/10^5)(1+s/10^6)}$$

4.-Usando el método 2 de compensación obtenga el nuevo A .

$$1/R_2C=10^4$$

$$\frac{1}{(R_1+R_2)C}=10$$

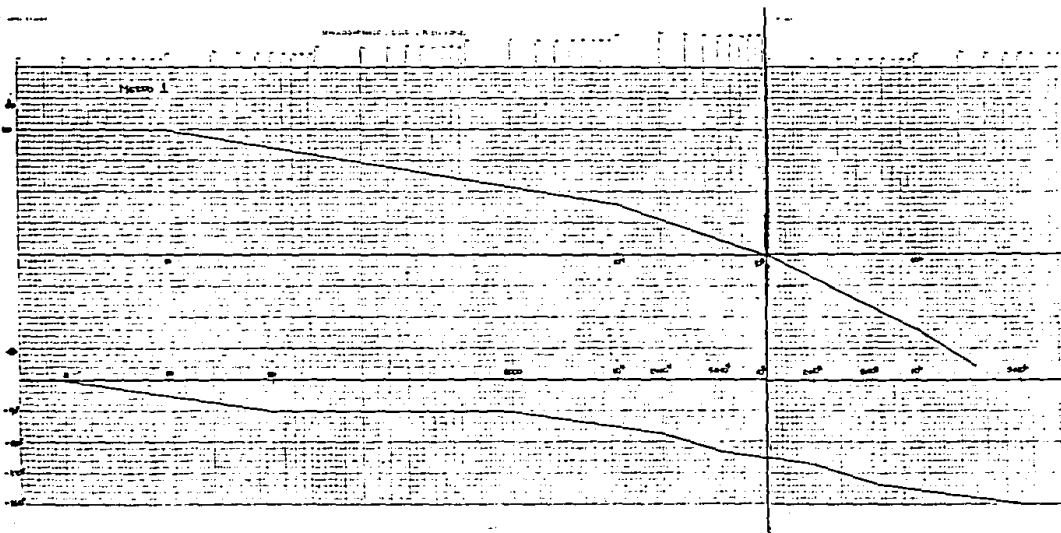
$$R_1=4000\Omega \quad \text{y} \quad R_2=4\Omega$$

$$C=24.97\mu F$$

Y obtenemos:
$$\frac{10^5 (1+s/10^4)}{(1+s/10)(1+s/10^4)(1+s/10^5)(1+s/10^6)}$$

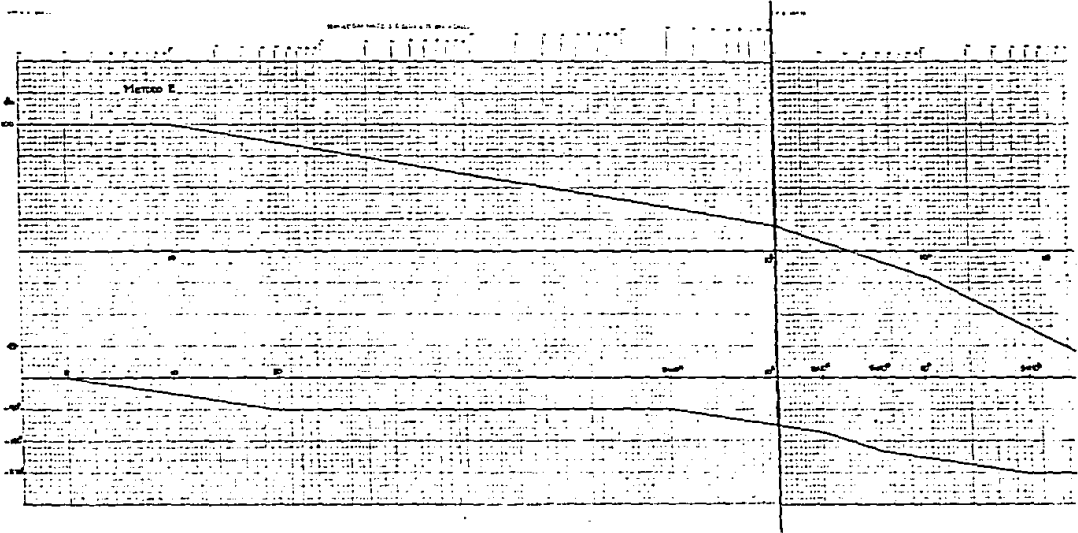
5.-Obtenga el diagrama de Bode de los dos métodos utilizados anteriormente.

WINDSPEED (KNOTS) - 10 MIN. AVG.



WATER LEVEL RECORD FOR THE YEAR 1911

WATER



CONCLUSIONES:

Mediante el desarrollo de este ejercicio se observa que mediante el método 1 de compensación se obtiene una ganancia mayor pero una menor anchura de banda.

Con el método 2 obtenemos que existe una mayor anchura de banda pero tenemos una ganancia menor. El producto ganancia en DC por Anchura de Banda es prácticamente constante.

En los circuitos eléctricos no se puede observar esto pues nunca son inestables.

BIBLIOGRAFIA

INGENIERIA DE CONTROL MODERNA

Katsuhiko Ogata

Prentice Hall 1986

SISTEMAS DE CONTROL

G.H. Hostetter, C.J. Savant

Interamericana 1984

ANALISIS DE CIRCUITOS ELECTRICOS

L.S. Bobrow

Interamericana 1986

PRACTICAS DE LABORATORIO DE CONTROL AUTOMATICO Y ELEMENTOS DE CONTROL AUTOMATICO

Hector Trujillo

U.N.A.M. 1988