

21
2ej



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
" ARAGON "**

**DISEÑO DE SISTEMAS DE CONTROL POR
ENSAYO Y ERROR**

TESIS PROFESIONAL
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A :
ARTEMIO SANCHEZ CANO

**DIRECTOR DE TESIS:
ING. OSCAR ALVAREZ MELENDEZ**



**TESIS CON
FALLA DE CRISEN**

SAN JUAN DE ARAGON,

1992



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.

I N D I C E :

	Pag.
INTRODUCCION.....	1
CAPITULO I: EL DISEÑO EN INGENIERIA DE CONTROL.	
Introducción.....	6
I.A. Concepto de diseño de sistemas de control.....	9
I.B. Desarrollo en las técnicas de diseño de sistemas de control.....	16
I.C. El papel de la computadora en el diseño de sistemas.....	22
I.C.1. La computadora analógica.....	23
I.C.2. La computadora digital.....	30
I.C.3. La computadora híbrida.....	36
I.D. Comparación entre control analógico y control digital.....	39
CAPITULO II: COMPENSACION DE SISTEMAS LINEALES.	
Introducción.....	45
II.A. Clasificación de la compensación de sistemas.....	48
II.B. Compensación de adelanto de fase.....	53
II.C. Compensación de atraso de fase.....	61
II.D. Compensación de adelanto-atraso de fase.....	69
II.E. Algunos dispositivos compensadores.....	73

	Pag.
CAPITULO III: ESPECIFICACIONES DE DESEMPEÑO.	
Introducción.....	84
III.A. Especificaciones de desempeño en el dominio temporal.....	87
III.B. Especificaciones de desempeño en el dominio de la frecuencia.....	104
III.C. Especificaciones de desempeño con bases estadísticas.....	112
III.D. Índice de desempeño.....	114
 CAPITULO IV: TECNICAS DE DISEÑO DE SISTEMAS.	
Introducción.....	120
IV.A. Clasificación de las técnicas de diseño.....	122
IV.B. Diseño por ensayo y error de compensadores analógicos.....	132
IV.B.1. Diseño de compensadores de adelanto de fase.....	136
IV.B.1.a.- Diseño de compensadores de adelanto de fase aplicando los diagramas de Bode.....	136
IV.B.1.b.- Diseño de compensadores de adelanto de fase aplicando el Lugar Geométrico de las Raíces.....	145
IV.B.2. Diseño de compensadores de atraso de fase.....	154
IV.B.2.a.- Diseño de compensadores de atraso de fase aplicando los diagramas de Bode.....	154
IV.B.2.b.- Diseño de compensadores de atraso de fase aplicando el Lugar Geométrico de las Raíces.....	161

	Pag.
IV.B.3.	Diseño de compensadores de adelanto-atraso de fase.....171
IV.C.	Procedimiento de diseño de sistemas analógicos.....173
IV.D.	Observaciones sobre el diseño de compensadores digitales por ensayo y error.....181
CAPITULO V:	APLICACION DEL PROCESO DE DISEÑO.
	Introducción.....185
V.A.	Descripción del sistema a diseñar.....186
V.B.	Aplicación del proceso de diseño.....188
V.C.	Observaciones sobre la confiabilidad de los elementos de un sistema de control.....215
CONCLUSIONES.....	223
APENDICE A.	
GLOSARIO.	
BIBLIOGRAFIA.	

INTRODUCCION.

I N T R O D U C C I O N .

La Ingeniería de Control tiene una intervención cada vez más importante en nuestra vida diaria. su aplicación la podemos encontrar en varios sistemas que van desde los simples controles que hacen funcionar un calentador automático, hasta los complicados sistemas de control de vehículos espaciales o en el guiado de proyectiles y en la conducción automática de aviones; sin olvidar su importancia en los procesos industriales y de manufactura modernos, entre otros. Por esta razón, la mayoría de los Ingenieros tienen contacto directo con los sistemas de control, aún cuando, en algunos casos, se encarguen de mantenerlos en funcionamiento, sin tener que introducirse a fondo en el diseño o análisis de dichos sistemas.

Por otra parte, el desarrollo de la tecnología a nivel mundial se caracteriza actualmente por una amplia automatización de los diferentes procesos de producción, lo que trae como consecuencia que:

- Se incremente la eficiencia de los sistemas de producción.
- Se mejore la calidad de los productos y servicios.
- Se aumente el ritmo de producción.
- Se disminuyan costos de producción.
- Se libere al hombre de tareas repetitivas y peligrosas.

En la actualidad, en los países desarrollados aumenta constantemente la producción del equipo de control más variado para uso industrial y militar, así como también se fabrican nuevos dispositivos automáticos basados en los últimos logros de la Ciencia y la Tecnología. A su vez el control automático juega un papel muy importante en el avance de la Ciencia, dando lugar así a una constante "retroalimentación" entre la Ciencia y su aplicación práctica.

Contrario a lo que pudiera pensarse, la aplicación de la Ingeniería de Control no está limitada a alguna área de la Ingeniería en particular, ya que es igualmente aplicable al área mecánica, eléctrica, térmica, química, de computación, etc. Más aún, la aplicación de la Ingeniería de Control se ha extendido al estudio de los sistemas económicos, políticos y sociales, entre otros. De ahí, el extenso campo de aplicación que tiene en nuestros días.

El objetivo general del presente trabajo, consiste en despertar el interés del estudiante de Ingeniería hacia la Ingeniería de Control en base a la aplicación de los conceptos teóricos tratados en la asignatura de INGENIERIA DE CONTROL I fundamentalmente, para diseñar sistemas sencillos empleando las técnicas de ENSAYO Y ERROR. Los sistemas que se abordaran serán exclusivamente los sistemas lineales analógicos, ya en el

capítulo I se establecerá su definición.

La inquietud por desarrollar este tema de tesis surgió de las experiencias vividas, primero como estudiante y posteriormente como profesor de laboratorio y teoría de asignaturas relacionadas con la Ingeniería de Control. Tal como se estableció anteriormente, la aplicación de esta disciplina no está limitada a una área de la Ingeniería en particular, por lo tanto es necesaria la familiarización con las leyes fundamentales que rigen el comportamiento de los diferentes elementos que forman parte de un sistema, los cuales pueden ser de naturaleza mecánica, eléctrica, neumática, etc. o bien de una combinación de ellas. Se ha encontrado que este es uno de los mayores obstáculos que presenta la Ingeniería de Control a los estudiantes, debido a que, desgraciadamente, en la mayoría de los casos los fundamentos teóricos de cada área de la Ingeniería aparecen ante ellos como conceptos aislados o con muy pocos lazos de unión entre sí. Por eso es que, mediante la aplicación de dichos conceptos en el diseño de sistemas sencillos, el presente trabajo pretende auxiliar al estudiante para librar ese obstáculo.

A fin de lograr el objetivo establecido, el tema a tratar se ha ordenado de la forma que se indica a continuación.

En el Capítulo I se presenta una introducción al diseño de

sistemas tratando su concepto y evolución. Además se establece el papel tan importante que realizan los diferentes tipos de computadoras en esta actividad del Ingeniero. Se realiza también una breve comparación entre el control analógico y el control digital.

En el capítulo II se trata lo concerniente a la compensación de sistemas, que es la parte medular del diseño en Ingeniería de Control, se definen los diferentes tipos de compensación y se proporcionan las configuraciones de algunos dispositivos que se pueden utilizar como compensadores.

A continuación, en el capítulo III se proporcionan conceptos relacionados con las especificaciones de desempeño, cuyo establecimiento es uno de los puntos de mayor importancia en el proceso de diseño de sistemas de control mediante técnicas de ensayo y error, de ahí el porqué se le dedicó todo un capítulo.

En el capítulo IV se hace una distinción entre las diferentes técnicas de diseño de sistemas, tratando más profundamente las técnicas de ensayo y error. Se establecen los pasos a seguir en el diseño de los diferentes tipos de compensadores analógicos mediante estas técnicas. Posteriormente se proporciona el procedimiento a seguir para diseñar sistemas analógicos. Finalmente, se hacen algunas observaciones sobre el

diseño de compensadores digitales (controladores), con el fin de compararlo con el procedimiento establecido para el diseño de compensadores analógicos.

Para finalizar el trabajo presentado, en el capítulo V se aplica el procedimiento de diseño establecido en el capítulo IV a un sistema de control en particular aplicando las técnicas de diseño de ensayo y error vistas previamente. En este capítulo se incluye una descripción del sistema a diseñar, posteriormente se aplica el proceso de diseño establecido en el capítulo anterior, finalmente se hacen algunas observaciones sobre la confiabilidad de los elementos de un sistema de control.

CAPITULO I

**EL DISEÑO EN
INGENIERIA DE CONTROL.**

CAPITULO I

EL DISEÑO EN INGENIERIA DE CONTROL.

En en el presente capítulo se proporciona una introducción al diseño de sistemas de control, tratando su concepto y el desarrollo de las técnicas utilizadas para este fin. Se establece además la importancia que tienen las computadoras, tanto analógicas como digitales, en el diseño de estos sistemas.

Finalmente se hace una comparación entre los sistemas de control analógicos y los sistemas de control digitales en base a los componentes que utilizan y las señales que procesan.

En el trabajo presentado, se trata el diseño de sistemas de control analógicos lineales, por lo tanto, es importante definir este tipo de sistemas para así poder diferenciarlos de los sistemas no lineales y de los sistemas digitales. A continuación se presenta dicha definición.

De acuerdo con el comportamiento de los elementos que componen un sistema, éste puede ser clasificado como: sistema lineal o sistema no lineal.

Estrictamente hablando, todos los elementos, por su naturaleza, no son linealmente puros, aunque algunos se comportan de manera tal que pueden ser considerados lineales dentro de cierto rango de trabajo (por ejemplo, la resistencia eléctrica).

Para considerar que un elemento tiene un comportamiento lineal, se debe cumplir que la relación entre dos de sus variables más significativas sea constante, gráficamente debe estar representada por una línea recta con cierta pendiente durante el rango de trabajo bajo estudio.

Desde el punto de vista analítico, un sistema lineal debe cumplir con el principio de superposición y con la propiedad de homogeneidad. El principio de superposición establece que la respuesta total de un elemento que tiene dos o más entradas, se puede obtener considerando por separado la respuesta debida a cada entrada (eliminando las otras entradas) y sumando posteriormente esas respuestas individuales, matemáticamente se tiene:

Si s_i es la salida del elemento bajo estudio debida a la entrada e_i , entonces la salida total estará dada por:

$$s_t = s_1 + s_2 + \dots + s_n$$

Por otro lado, la propiedad de homogeneidad establece que la salida de un elemento correspondiente a una entrada específica, se debe ver afectada por un factor igual al que llegue afectar a la entrada, matemáticamente se tiene:

Si la salida s es función de la entrada e , es decir,

$$s = f(e)$$

Al verse afectada la entrada por un factor constante k , la salida debe ser afectada también por el mismo factor, es decir,

$$k_s = f(k_e)$$

Si el elemento en estudio no cumple con estos requisitos, se dice entonces que el elemento no es lineal, y si forma parte de un sistema, éste se considera como sistema no lineal.

Es importante hacer la distinción entre sistemas lineales y sistemas no lineales, dado que los primeros son más fáciles de analizar y existe un conjunto específico de técnicas matemáticas para tal fin. En cambio, el estudio de los sistemas no lineales incluye un aparato de análisis matemático bastante complejo, cuya teoría abarca varios métodos individuales propios de las diferentes no linealidades existentes en el sistema.

De lo anterior se puede establecer la importancia de considerar como lineales a aquellos elementos de un sistema cuyo funcionamiento presenta alinealidades pequeñas que pueden ser despreciables en un rango de trabajo del sistema total, es decir, se idealizan los elementos del sistema, facilitando enormemente su análisis.

Por otra parte, de acuerdo con el tipo de señales que se manejan o procesan en los sistemas, éstos se dividen en: sistemas analógicos y sistemas digitales. La diferencia entre ambos tipos de

sistemas se trata con detalle en el apartado D del presente capítulo, estableciendo por ahora solamente que los primeros procesan señales continuas cuya amplitud es directamente proporcional a la amplitud de una variable física específica (temperatura, posición, velocidad, flujo, etc.), mientras que los sistemas digitales procesan señales discretas agrupadas en un código, donde cada combinación binaria representa un valor de cierta variable física.

Por lo tanto, cabe esperar que algunos elementos que intervienen en el sistema analógico difieran de los utilizados en el sistema digital, principalmente el elemento que lleva la acción de control, el cual generalmente es llamado "compensador" en sistemas analógicos, y "controlador" en sistemas digitales, aunque en algunos libros se les denomina indistintamente "controladores", en el presente trabajo se optó por utilizar aquella división.

I.A. Concepto de diseño de sistemas.

Antes de tratar con suficiente amplitud el concepto de diseño o proyecto de sistemas, se establece la diferencia entre el concepto de diseño y el de síntesis de sistemas.

En ambos casos se desea encontrar un sistema que cumpla con

una tarea dada de un modo especificado de antemano. La diferencia se encuentra en el procedimiento seguido para cumplir dicho objetivo. Por un lado, el diseño o proyecto aplica un procedimiento no directo, requiriendo de tanteos; mientras que la síntesis si aplica un procedimiento directo que, en forma general, es totalmente matemático.

Por otra parte, el diseño generalmente requiere la adición de la experiencia del Ingeniero en Control, mientras que en la síntesis se usan bases puramente teóricas. De esta forma varias técnicas de diseño pueden ser clasificadas más correctamente como técnicas de síntesis, dado que proporcionan una completa y directa solución matemática al problema de diseño. En contraste, el diseño generalmente está asociado con algunos pasos de prueba y error. De cualquier manera, en el presente trabajo no se considera una distinción demasiado profunda entre el diseño y la síntesis debido a que ambos están involucrados en cualquier determinación de un sistema práctico total.

El diseño de sistemas de control es quizá la función más importante que el Ingeniero en Control lleva a cabo, por lo que es de vital interés su conocimiento. Los métodos matemáticos y experimentales disponibles capacitan al Ingeniero para diseñar y construir equipos de control automático para sistemas que van desde los más primitivos hasta los modernos vehículos aerospaciales.

De manera simplificada, el concepto de diseño de sistemas de control se puede describir en función del diagrama de bloques de la figura I-1. Esta figura muestra un sistema de malla cerrada. El problema de diseño consiste en establecer la variable de entrada a la planta $E(s)$ de manera que la variable controlada $C(s)$ se comporte como se desea.

Un sistema de este tipo que proporcione un funcionamiento aceptable sin necesidad de llevar a cabo algún ajuste a la señal de error $E(s)$ es, generalmente muy raro. Frecuentemente se hace necesario ajustar los parámetros del sistema a fin de obtener la

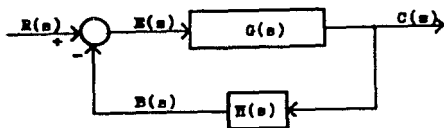


Fig. I-1.-Diagrama general de un sistema de control de malla cerrada.

respuesta deseada del mismo. Sin embargo, comúnmente se da el caso de que el ajuste de los parámetros del sistema no es suficiente para obtener el funcionamiento satisfactorio, entonces se debe

considerar un cambio en la estructura del sistema original y re-diseñarlo. De esta forma el diseño de sistemas de control está relacionado con su estructura.

La alteración o ajuste de la estructura de un sistema de control con el objeto de evitar deficiencias en su funcionamiento recibe el nombre de "compensación". En la figura I-2 se muestra el diagrama de bloques de un sistema compensado, en el cual se puede identificar un elemento adicional en comparación con el sistema mostrado en la figura I-1, dicho elemento se conoce como compensador.

En el sistema de la figura I-2 la señal de error $E(s)$ sigue

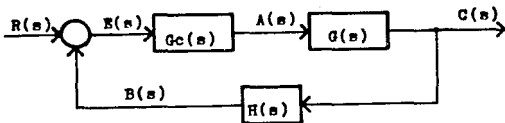


Fig. I-2.-Diagrama general de un sistema de control compensado.

siendo la diferencia entre la variable de referencia $R(s)$ y la variable de salida o controlada $C(s)$, sin embargo, la señal de

error ya no se aplica directamente a la planta sino que es procesada por el dispositivo compensador $G_c(s)$ dando como resultado la variable de control, la cual si es aplicada a la planta.

Una vez elegidos los elementos del control (sensores, comparadores, etc.), el problema de diseño de sistemas de control consiste en especificar los elementos del compensador. En otras palabras, el compensador tiene una función de transferencia cuya determinación es el objetivo del diseñador.

De acuerdo con las señales que manejan, los compensadores se dividen en: compensadores analógicos y compensadores o controladores digitales, dando así lugar a los sistemas de control analógicos y a los sistemas de control digitales respectivamente. Tal como se estableció anteriormente, los compensadores analógicos manejan señales continuas, mientras que los controladores manejan señales discretas. Los elementos de un compensador analógico pueden ser redes eléctricas, mecánicas, neumáticas, etc., y la función del controlador la realiza una computadora digital de propósito especial o bien una computadora de propósito general.

De la descripción del sistema anterior, se puede entender que los sistemas de control se diseñan y construyen para llevar a cabo tareas funcionales específicas, tal como puede ser el control de

una posición, una velocidad, temperatura, flujo, etc., de tal forma que ejecuten su función dentro de ciertos límites establecidos llamados especificaciones de desempeño relacionados con la exactitud, la estabilidad y la rapidez de respuesta. Estas características deben estar presentes en todos los sistemas: sin embargo, desafortunadamente, tales características pueden ser contradictorias hasta cierto punto: esto es, un sistema que es muy rápido puede caer fácilmente en la inestabilidad y un sistema con una gran estabilidad puede ser inexacto y lento en su respuesta, por lo que el propósito del diseñador es realizar con componentes prácticos un sistema de control, que establezca un compromiso eficaz entre la exactitud, la estabilidad y la rapidez, a fin de cumplir lo mejor posible las especificaciones de desempeño requeridas.

De lo anterior se puede considerar que la tarea del diseñador de sistemas de control consiste en indicar el procedimiento que debe ejecutar el compensador, dicho procedimiento estará en función del modelo matemático de la planta, de las perturbaciones existentes y de las características de respuesta deseadas. Por lo tanto, para diseñar el compensador es necesario conocer las relaciones matemáticas entre la señal de salida y la señal de entrada al sistema. Esto implica que durante el proceso de diseño el Ingeniero debe ser capaz de determinar y analizar la respuesta de un sistema sometido a diferentes señales de prueba, por lo tanto, es necesario

que conozca las técnicas básicas de análisis de sistemas de control. De esta forma el diseñador puede predecir el funcionamiento de su sistema, además el análisis debe indicar directamente la manera o método por el cual deberá ser ajustado o compensado de ser necesario, para producir las características de funcionamiento deseadas.

Una vez que ha sido compensado el sistema, el diseñador debe someterlo a un segundo análisis, con el fin de comprobar si su funcionamiento es el deseado; de no ser así, se puede deber a que, generalmente, en el análisis inicial del sistema se desprecian las características no lineales de sus elementos o se establecen valores aproximados a las características de los mismos. Esto sucede a menudo en los casos en que la descripción matemática del elemento en particular es complicada o bien no es fácil su obtención por lo que se debe hacer uso de modelos ideales o aproximados.

En el caso de características no lineales de los elementos que componen el sistema, éstas se pueden despreciar, siempre y cuando su grado de alinealidad no influya en forma determinante en el comportamiento total del sistema. En caso contrario se deberá hacer uso de los métodos de análisis de sistemas no lineales. En el presente trabajo la teoría presentada estará enfocada a sistemas lineales solamente.

I.B. Desarrollo en las técnicas de diseño en sistemas de control.

Tal como se estableció anteriormente, las técnicas de diseño de sistemas de control están íntimamente ligadas con las técnicas de análisis, por lo tanto, su desarrollo a través de la historia también lo está. Más adelante se apreciará con más claridad este hecho. A continuación se proporciona una breve descripción del desarrollo en el diseño de sistemas en Ingeniería de Control.

El diseño de sistemas de control inicialmente se caracterizó por los trabajos de Nyquist, Nichols y Bode, quienes plantearon métodos de análisis clásicos como el lugar de Nyquist, el diagrama de Bode y el abaco de Nichols, que posteriormente fueron utilizados en el diseño de sistemas. Lo característico de estas técnicas es que todas son técnicas gráficas aplicadas en el dominio de la frecuencia. No tardó en manifestarse que, en el diseño de la mayoría de los sistemas de control, la respuesta en el dominio del tiempo es más importante que la respuesta frecuencial. Esta importancia fue obvia años atrás por lo que la respuesta en el dominio del tiempo fue utilizada por los grandes maestros en matemáticas aplicadas como Newton, Lagrange y Cauchy, entre otros. No obstante, el uso de los métodos en el dominio frecuencial se debe más que nada al hecho de que las técnicas gráficas son mucho más fáciles de aplicar. Sin embargo, actualmente, con la utilización cada vez más frecuente de las

modernas computadoras tanto en análisis como en diseño de sistemas, esta ventaja de las técnicas en el dominio de la frecuencia respecto a las del dominio del tiempo es relativa.

El proceso de diseño clásico es esencialmente un método de prueba y error, por lo que la selección adecuada de la configuración así como la de los elementos del compensador dependen en gran medida de la experiencia e intuición del diseñador. Esta es una clara desventaja de estas técnicas, puesto que no permiten conocer de antemano si el diseño posee una solución efectiva. Se puede presentar el caso en que las exigencias del diseño sean tan restrictivas o incluso contradictorias, que no pueden ser satisfechas por ninguna configuración del sistema que sea físicamente realizable. Además, cuando existe una solución, el diseño clásico no asegura que el sistema así diseñado sea el mejor.

Durante la década de 1940 se abrió un nuevo horizonte al diseño de sistemas, dado que se introdujeron consideraciones estadísticas además de un nuevo concepto conocido como índice de desempeño. Antes de dicha década la mayoría de los diseños fué un arte que comprendía aproximaciones por ensayo y error, y durante esa década se incrementaron en cantidad y utilidad los métodos matemáticos y la Ingeniería de Control llegó a ser una disciplina completa. A esta técnica con bases ya más matemáticas se le dió

el nombre de diseño o proyecto analítico.

Casi a la par con el desarrollo del diseño analítico se propuso una técnica de diseño mediante la configuración de polos y ceros en el plano de la variable compleja s . Esta técnica seguía utilizando las especificaciones del diseño convencional, tales como el coeficiente de amortiguamiento, las constantes de error, el tiempo de levantamiento, el ancho de banda, el máximo sobrepaso y las señales de entrada determinísticas. En base a esas especificaciones se determina en primer lugar la función de transferencia de malla cerrada del sistema y luego se encuentra la de malla abierta. La ventaja que presenta esta técnica en comparación con las técnicas clásicas en el dominio de la frecuencia es que el diseñador es capaz de determinar previamente si el conjunto de especificaciones de desempeño es o no coherente, con lo cual la cantidad de suposiciones y tanteos se reduce al mínimo. Tal como se puede apreciar, esta técnica empieza con la obtención de la función de transferencia en malla cerrada y luego se obtiene la función de transferencia del compensador, mientras que el diseño clásico en el dominio de la frecuencia empieza por la determinación del compensador y luego se determina la función de transferencia en malla cerrada y hasta entonces se puede verificar si se satisfacen las especificaciones de desempeño del sistema a diseñar.

Más tarde, durante la década de 1950, el énfasis de la teoría de Ingeniería de Control estuvo en el desarrollo y uso de los métodos en el plano de la variable compleja s y, particularmente, en el enfoque de los Lugares Geométricos de las Raíces. Esta técnica es usada tanto para análisis como para diseño de sistemas. Una de sus ventajas es que a partir de la configuración de polos y ceros se puede obtener información directa sobre las características de la respuesta frecuencial, tales como margen de amplitud y margen de fase.

Conociendo los polos y ceros de la función de transferencia de malla cerrada, la respuesta en el dominio del tiempo se puede obtener fácilmente aplicando la transformada inversa de Laplace, mientras que la respuesta en frecuencia se obtiene mediante el diagrama de Bode. A pesar de que esta técnica tiene bases más matemáticas, sigue siendo una técnica de tanteo, dado que se basa en la remodelación del Lugar Geométrico de las Raíces para obtener una configuración satisfactoria de los polos y ceros de la función de transferencia de malla cerrada.

Durante esa misma década fué posible la utilización de las computadoras analógicas y digitales como herramientas para el análisis y diseño de sistemas y más aún se utilizaron las computadoras digitales como elementos de control.

Con el advenimiento de la era espacial se dió un nuevo

impulso a la Ingeniería de Control. Se hizo necesario el diseño de sistemas de control complejos y sumamente precisos para proyectiles y pruebas espaciales. Además la necesidad de minimizar, por ejemplo, el peso de los satélites y controlarlos en forma adecuada y exacta ha incrementado la investigación en el campo de la Ingeniería de Control, dando como resultado las técnicas de diseño modernas.

Las mismas exigencias tan rígidas de los nuevos sistemas a diseñar obligaron a los ingenieros en control a buscar nuevas técnicas de diseño más complejas, dándose cuenta que el diseño convencional ya no era el adecuado ni suficientemente riguroso para tratar los complicados problemas que presentaban los modernos sistemas de control. Esto dió como resultado, no solo el desarrollo de nuevos principios de diseño, sino que muchas contribuciones matemáticas que largo tiempo fueron olvidadas se retomaron y aplicaron a los problemas actuales de control.

La finalidad del diseño moderno de sistemas de control puede resumirse en dos palabras: CONTROL OPTIMO. Esto es, un sistema de control se diseña de manera que su funcionamiento se lleve a cabo en términos de la máxima eficiencia en todos sentidos.

Es difícil establecer exactamente cuando se inició la teoría del control moderno. De hecho, las bases matemáticas de ciertos

aspectos de la teoría del control moderno se remontan a trabajos realizados por los grandes matemáticos.

El uso extensivo de las matemáticas aplicadas en la teoría del control moderno ha permitido realizar fácilmente una transición del diseño clásico al diseño moderno. En el diseño clásico se usan herramientas y términos como función de transferencia, polos y ceros, respuesta en frecuencia, lugar de las raíces, diagrama de Bode, Lugar de Nyquist, entre otros. En el estudio del control óptimo usa un conjunto de términos nuevos, como variables de estado, ecuaciones de estado, transición de estados, matriz de transición de estados, principio del mínimo o del máximo, métodos de Liapunov, técnica del gradiente, programación lineal, programación dinámica, etc.

En resumen se puede establecer que, en cierta forma, el diseño clásico de sistemas de control es una inspiración del Ingeniero en Control, mientras que el diseño moderno contiene, primero, el desarrollo y la formulación de la base matemática; y segundo, la aplicación de esos principios matemáticos a los problemas prácticos de diseño. Desafortunadamente, en la actualidad, muchas áreas de la teoría avanzada del control están todavía en la etapa teórica y, en general, se reconoce que aún existe un vacío entre la teoría y la práctica en el diseño de sistemas de control; y, como es de suponerse, este vacío es consecuencia del salto exis-

tente entre la teoría y la práctica en Ingeniería de Control en general. Sin embargo, es natural que la teoría preceda a las aplicaciones en la mayoría del campo de la Ingeniería. No obstante, es interesante apreciar que en algunos países como Alemania, Estados Unidos, Rusia y Japón, este vacío se va haciendo cada vez más insignificante.

I.C. El papel de la computadora en el diseño de sistemas.

Una característica importante de la Ingeniería de Control es su estrecha relación con una basta cantidad de áreas de la Ciencia y la Ingeniería; por ejemplo la mecánica, la electrónica, la teoría de la información y comunicación, la computación, etc.

Algunas veces se ha intentado no desviar el rumbo de la Ingeniería de Control hacia esos campos, pero se ha encontrado que eso es prácticamente imposible, más aún si se consideran las posibles ventajas que el desarrollo en esos campos puede aportar a la Ingeniería de Control. Tal es el caso de la computación en la evolución de las técnicas de diseño de sistemas de control en la actualidad; por lo que es importante abordar, aunque sea en forma breve, el papel que realiza la computación en el diseño de dichos sistemas.

Históricamente, se ha hecho costumbre dividir a las computadoras en analógicas y digitales. Como resultado del desarrollo de las computadoras en los últimos años, se hace necesario adicionar otro miembro importante a la familia de las computadoras, se está hablando de la computadora híbrida. Esta variedad particular ha tenido un uso extensivo en Ingeniería de Control; desde luego, las necesidades específicas de varios problemas de control (especialmente de control óptimo) han influido poderosamente en el desarrollo de este tipo de computadoras; del mismo modo que las necesidades de control aceleraron el desarrollo de la computadora analógica hace más de un cuarto de siglo. A continuación se trata cada uno de estos tipos de computadoras para poder apreciar sus diferencias básicas, así como también para poder conocer sus ventajas y desventajas en comparación con las demás.

I.C.1. La computadora analógica.

La computadora analógica calcula, memoriza y funciona en base a variables que siempre se presentan en forma continua. En la mayoría de los casos, esas variables, llamadas variables de máquina, son voltajes eléctricos en el rango de -100 a +100 volts de corriente directa. La exactitud con la cual se realizan las operaciones depende enteramente de la calidad de los

componentes utilizados; bajo las mejores condiciones, se puede tener una exactitud hasta del 0.01%. La exactitud del 0.1% es mucho más realista para la mayoría de las computadoras analógicas usadas en investigación.

La computadora analógica tiene como elementos básicos los que se muestran en la tabla I.1.. Tal como se puede apreciar en esa tabla, muchos de esos elementos están basados en el amplificador operacional, el componente más importante en cualquier máquina analógica. Estos elementos básicos se pueden interconectar para realizar cualquier operación requerida con las señales continuas.

La computadora analógica puede ser utilizada para realizar una gran variedad de operaciones sobre las señales analógicas. Sin embargo, el uso clásico de esta computadora como herramienta de diseño de sistemas de control aún predomina y, seguramente predominará en el futuro próximo. Cuando se describe el método de diseño por ensayo y error, se podrá apreciar que la etapa de dicho método que consume más tiempo, es la verificación para que un diseño particular satisfaga las especificaciones de desempeño establecidas. Por otro lado, la verificación de la respuesta transitoria de un sistema de orden mayor que cuatro, puede tomar días si se emplean tablas y técnicas gráficas en forma manual.

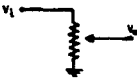
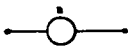


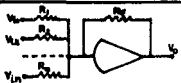

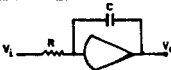




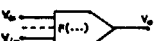
Circuitos	Símbolos	Operación
		$V_o = aV_i$ $0 < a < 1$
		$V_o = -aV_i$ $a = \frac{R_f}{R_i}$
		$V_o = -\sum_{k=1}^n a_k V_k$ $a_k = \frac{R_f}{R_k}$
		$v_o(t) = v_o(0) - a \int_0^t v_i(t) dt$ $a = \frac{1}{RC}$
		$V_o = a_1 V_{i1} V_{i2}$
		$V_o = F(V_{i1}, \dots, V_{in})$

Tabla I.1.-Elementos básicos de la computadora analógica.

Por medio de una computadora analógica, la respuesta transitoria puede obtenerse en forma gráfica en segundos, independientemente del orden del sistema y de que el sistema sea o no lineal. Esto permite hacer pruebas continuamente sobre el modelo matemático que representa al sistema a diseñar en un caso particular y mejorar en cada prueba el sistema diseñado o cambiarlo por uno mejor. Pero lo más importante, es que la computadora analógica elimina la necesidad de simplificar el modelo matemático que se ha obtenido inicialmente, con lo cual la respuesta obtenida es más fiel a la real. Con esto se pretende entonces que los efectos que se conocen y que influyen en el funcionamiento del sistema que se desea diseñar sean tomados en cuenta. De ahí que la computadora analógica usada como simulador constituye una importante herramienta en el diseño de sistemas de control. Como tal se puede utilizar en cualquier técnica de diseño, sea o no de ensayo y error propiamente dicho, ya que, como se apreciará en un capítulo posterior, la simulación debe incluirse en el proceso de diseño de sistemas.

No está de más indicar que, a pesar de los servicios tan enormes que ofrece la computadora, ésta no piensa por el diseñador. Es el usuario el que debe proporcionar las ideas y lo que hace la computadora por él, es el trabajo pesado de las rutinas de cálculo, dejándole tiempo al diseñador para realizar

otras tareas más productivas.

Cuando la computadora analógica es usada como simulador, es llamada a realizar la tarea mejor conocida como integración de señales analógicas. La idea sobre la programación de este tipo de computadora consiste en interconectar los elementos de cálculo en forma tal que las relaciones entre las variables del circuito alambreado obedezcan a la forma de las ecuaciones diferenciales que representan al sistema físico real. Esta interconexión se lleva a cabo externamente en el tablero o módulo analógico de la computadora.

El punto de partida del proceso de simulación es el establecimiento del modelo matemático, el cual se puede establecer en dos formas diferentes; en forma de ecuaciones de estado (teoría del control moderno) o en forma de función de transferencia (teoría del control clásico).

En general, para fines prácticos, la simulación basada sobre las ecuaciones de estado deberá evadirse a pesar de que este tipo de modelo ofrece algunas ventajas distintivas, por ejemplo, se pueden siempre eliminar los llamados integradores redundantes y se minimiza además la necesidad de unidades operacionales.

Si se basa la programación de la computadora analógica sobre la función de transferencia en lugar de las ecuaciones de estado

se obtienen varias ventajas. En este caso, cada bloque del diagrama que representa al sistema de control es simulado por medio de un amplificador operacional por separado, como se sabe, con el amplificador operacional se puede realizar la simulación de cualquier función de transferencia que se desee. Después de esto se interconectan las unidades individuales para formar una disposición del sistema completo a simular. Algunas ventajas que esto proporciona son:

- 1.- La programación es directa.
- 2.- En el diagrama de computadora se conserva la estructura real del sistema a simular.
- 3.- Los parámetros del sistema se encuentran en elementos independientes, por lo que pueden ajustarse fácilmente.

Existe un concepto muy importante relacionado con la simulación de sistemas mediante computadora analógica que se conoce como escalamiento de variables. La razón de ser de este paso en el proceso de simulación analógica radica en que en algunos casos la amplitud de las variables que se manejan pueden no estar dentro del rango apropiado para ser manejadas por la computadora analógica, en cuyo caso los resultados obtenidos no serán los correctos. El escalamiento consiste en ajustar las variables para que el valor de cada una de ellas este dentro del rango que la computadora maneja, esto se logra introduciendo

constantes incógnitas, llamadas factores de escala, para cada una de las variables, de tal manera que se tengan relaciones del tipo:

$$V_e = sV_r$$

donde: V_e es la variable escalada

V_r es la variable real

s es el factor de escala y es constante durante todo el proceso de simulación.

Los valores de los factores de escala deben obtenerse en forma simultánea con el fin de asegurar que todas las variables escaladas cumplen con el rango de operación de la computadora analógica que se va a utilizar.

Además del escalamiento en magnitud se debe realizar el escalamiento en tiempo, éste consiste en ajustar la variable independiente tiempo, de tal forma que sus valores estén dentro del rango de velocidad de operación de la computadora analógica.

Existen diferentes métodos para llevar a cabo el proceso de escalamiento tanto en la utilización del modelo matemático en variables de estado como en función de transferencia.

A continuación se presentan algunas de las ventajas que ofrecen las computadoras analógicas:

- a) En combinación con la técnica de diseño de sistemas por

ensayo y error. forma un equipo muy poderoso de diseño.

- b) Dado que maneja variables continuas y en forma paralela, es decir, sus elementos operan simultáneamente; no existen retardos de cálculo en el sistema simulado.
- c) Su velocidad de operación es igual para sistemas lineales como para sistemas no lineales y está limitada solo por el ancho de banda de los amplificadores utilizados.
- d) Es extremadamente fácil de manejar. Además es importante señalar que el lenguaje de programación analógica es casi universal, lo que facilita enormemente la comunicación entre usuarios.
- e) Como los cambios de parámetros pueden ser realizados simplemente girando los potenciómetros respectivos, su utilización es muy recomendable en trabajos de diseño de sistemas.
- f) Dado que estas computadoras pueden trabajar directamente y en forma sencilla con otro equipo a la salida, los resultados se obtienen inmediatamente en forma útil.
- g) Combinando las tres últimas ventajas anteriores, se establece un lazo de comunicación casi perfecto entre el

operador y la máquina.

Entre las desventajas que se tienen al utilizar la computadora analógica se pueden mencionar las siguientes:

- a) Generalmente es necesario el escalamiento de variables, el cual puede ser totalmente problemático en caso de sistemas no lineales o de orden elevado.
- b) Tiene una pobre capacidad de memoria. Las variables sólo se pueden almacenar durante el tiempo en que se puedan retener los voltajes del capacitor en los integradores.
- c) Por norma, un error en la programación no dá lugar a una falla completa del cálculo, lo cual representa una desventaja si no se detecta a tiempo el error.

I.C.2. La computadora digital.

La computadora digital calcula, memoriza y opera lógicamente sobre variables que aparecen siempre en forma discreta (a diferencia de las señales que maneja la computadora analógica que son continuas), y en forma de secuencia de datos. Por lo tanto, todas las operaciones matemáticas del tipo continuo deberán ser discretizadas de manera que sean aceptadas por este tipo de computado-

ra. Las secuencias de datos recibidas son convertidas en un sistema de numeración binario y procesadas secuencialmente por la unidad aritmética central, la cual está diseñada para realizar las operaciones elementales siguientes:

- a) Sumar (o restar) dos números binarios.
- b) Comparar dos números binarios.
- c) Almacenar o extraer un número binario en o de una localidad de memoria.

Esas operaciones elementales ejecutadas en un orden secuencial adecuado, son suficientes para manipular cualquier problema matemático. El poder de la computadora digital descansa sobre el factor de que puede realizar esas operaciones elementales bajo las siguientes características:

- 1) Tremendamente rápido.
- 2) Con perfecta exactitud.
- 3) Secuencialmente y, una vez programadas, sin la intervención del usuario.

La programación de la computadora digital es diferente a la forma en que se programa la computadora analógica. Su programación consiste en presentar a la computadora una serie de instrucciones, ya sea por medio de un teclado, de tarjetas o cintas perforadas o bien por medio de discos magnéticos. Esas

instrucciones indican a la computadora, en base a un código binario, que operaciones debe realizar y en que secuencia lógica se llevarán acabo. Este programa debe, por supuesto, decir también a la computadora en que localidades de su memoria se encuentran los datos numéricos que se involucrarán en el cálculo. Antes de 1975, tal programa tenía que ser una tabulación detallada de operaciones elementales y el usuario se veía forzado a escribirlo en nivel de lenguaje de máquina. Actualmente el usuario se puede comunicar con la computadora digital mediante un lenguaje más sencillo. El desarrollo de los lenguajes de programación digital ocurrió, desafortunadamente para el usuario, en forma desorganizada y sin normalizar.

A continuación se presentan algunas de las ventajas que ofrece la computadora digital:

- a) No existe límite práctico de exactitud si el usuario está dispuesto a absorber el costo del tiempo de máquina.
- b) Puede manipular cualquier tipo de operación matemática con la misma facilidad.
- c) No se requiere escalamiento de variables.
- d) Alta seguridad.
- e) Gran capacidad de memoria.

Entre las desventajas de la computadora digital se pueden mencionar las siguientes:

- a) Gran variedad de lenguajes de programación que puede representar un problema de comunicación entre usuarios.
- b) El tipo de operación secuencial reduce en tiempo de cálculo el cual crece en proporción al tamaño del problema.
- c) Incapacidad para realizar una integración verdadera. Este factor combinado con el anterior produce una incapacidad natural para manejar un gran conjunto de ecuaciones diferenciales en un tiempo relativamente pequeño.

Existe una técnica de programación digital de particular importancia para el Ingeniero en Control, conocida como simulación digital, y que es básicamente un intento por incorporar algunas de las características de operación y programación de la computadora analógica a la computadora digital. Es una técnica muy especial en vista de que está destinada al estudio de sistemas dinámicos solamente y está por lo tanto centrada alrededor de la solución de ecuaciones diferenciales y, de esa forma, determinar la respuesta de un sistema debida a una señal de entrada específica, lo cual es de

gran importancia en el proceso de diseño de sistemas de control. Entre las razones obligadas para usar la computadora digital en la solución de un problema dinámico se encuentran las siguientes:

- a) La ausencia de problemas de escalamiento de variables.
- b) La alta confiabilidad que se tiene sobre la solución por computadora digital sirve para utilizar ésta como verificación de la solución analógica.

Frecuentemente, en disposiciones de simulación extensas, el problema de escalamiento de variables puede ser un fastidio real, y el usuario, no teniendo con que comparar sus resultados, no tiene la suficiente confianza en lo obtenido para poder saber a ciencia cierta si el escalamiento fué realizado en forma correcta. Por lo tanto, sería de gran ayuda tener al menos una respuesta del sistema obtenida mediante la simulación digital a fin de:

- a) Tener una solución de comparación.
- b) Tener una idea acerca de las magnitudes de las excursiones de las variables para poder realizar un buen escalamiento de variables para la simulación en computadora analógica.

El programador analógico, teniendo poca experiencia en

trasladar su problema a un lenguaje de computadora digital se le hace bastante difícil. Por otra parte, si al programador digital se le presentan las ecuaciones diferenciales pertenecientes a un problema particular, probablemente, si tiene el tiempo disponible, llevará a cabo una traslación a un lenguaje de programación digital y ejecutará su programa para obtener la solución deseada. Sin embargo, el tiempo involucrado en dicha traslación frecuentemente es inaceptable y, generalmente se excluye esto como ayuda.

Aquí es donde entra en acción la simulación digital, la cual proporciona al operador analógico un medio de comunicación con la computadora digital en un lenguaje que él entiende directamente. En la actualidad existen varios lenguajes de programación para simular sistemas en computadora digital, entre los que se pueden mencionar a MIDAS, DYSAC y MADBLOCK, entre otros.

Todos los lenguajes de simulación digital tienen el mismo objetivo: Permitir al programador analógico usar el método de diagramas de bloques para representar el sistema analógico en la computadora digital y poder simularlo. Es decir, estos lenguajes tienen un vocabulario a base de bloques operacionales, por ejemplo, integradores, sumadores, multiplicadores, entre otros, y el proceso de programación consiste en interconectar simplemente estos bloques de acuerdo a una estructura que representa al

sistema físico. Por lo tanto, este procedimiento de programación es idéntico al usado en la programación de la computadora analógica.

I.C.3. La computadora híbrida.

Debido a las diferencias básicas entre las computadoras analógica y digital, se han desarrollado a través de los años dos escuelas diferentes de computación en cuanto a la programación. Una vez que un usuario de computadora siente que se ha convertido en un operador hábil de uno de los dos tipos; comúnmente está propenso a desviar toda su atención hacia ese tipo particular de computadora. Muy frecuentemente ni siquiera conoce acerca de la existencia del otro tipo de computadora mucho menos sabe de sus potenciales. En los últimos años existe la tendencia al hecho de que, efectivamente, no se utilizan completamente los recursos de la computación si no se combinan los dos tipos de computadoras y se toman las ventajas de sus respectivas capacidades. Este interés ha guiado las actividades vigorosas en el área de la computadora híbrida.

No se debe confundir la definición de computadora híbrida con la simulación digital, dado que ésta última se realiza totalmente en una computadora digital, utilizando programas que

la pueden semejar a la simulación analógica pero siempre en computadora digital. Mientras que la computadora híbrida incorpora una parte analógica de propósito general y una parte digital de propósito general, las cuales funcionarán en forma conjunta para llevar a cabo una simulación analógica pero controlada digitalmente, es decir, la simulación pueden ser programada.

Este tipo de computadora tiene una gran utilización en el diseño de sistemas de control por computadora (sistemas digitales), donde el controlador es simulado por la parte digital y los elementos de la planta son simulados por la parte analógica. A continuación se presentan algunas características de la computadora híbrida:

- a) Exáctitud y velocidad excelentes.
- b) Habilidad aritmética alta.
- c) Alta capacidad de memoria.
- d) Capacidad de decisión lógica.
- e) Excelente capacidad de integración verdadera.
- f) Insensibilidad al orden del sistema.
- g) Excelentes características de comunicación hombre-máquina.

Limitando la atención solo al campo del Control se pueden

mencionar las siguientes posibles aplicaciones específicas para la computadora híbrida:

- a) Simulación de aquellos sistemas de control los cuales, en cierto sentido, son en sí mismos híbridos, por ejemplo sistemas de control digital (de datos muestreados).
- b) Simulación de sistemas biológicos.
- c) Estudios de simulación de sistemas de control adaptivos.
- d) Simulación de guía y control de vehículos aeroespaciales.

En la computadora híbrida las señales de la parte digital deben ser capaces de controlar el modo de operación de los integradores en la parte analógica, mientras que las señales de la parte analógica serán capaces de detener los cálculos que lleva a cabo la parte digital. Los potenciómetros de la parte analógica, que son los que representan a los parámetros analógicos, son ajustados por medio de comandos desde la parte digital sin la actuación directa del usuario, para llevar a cabo lo anterior la computadora cuenta con servomecanismos que operan a los potenciómetros. La parte analógica contiene además un reloj que provee los pulsos para controlar los cálculos iterativos. Por otra parte, la unidad digital está equipada con módulos de control que contienen elementos lógicos como son compuertas (AND.

OR, etc.), Multivibradores (FLIP-FLOPS) y comparadores. El control de la unidades se establece por medio de un microprocesador que se encuentra en la parte digital, esto no significa que no se pueda operar cada parte por separado si se desea. En la tabla I-2 se presentan algunos elementos de la computadora híbrida.

I.D. Comparación entre control analógico y control digital.

Es de gran importancia establecer las diferencias que existen entre los sistemas de control analógico y los sistemas de control digital, debido a que, si bien es cierto que el funcionamiento es idéntico, los elementos que intervienen en ambos, así como las señales que manejan son diferentes. En base a esto último es como se puede establecer de manera más clara la diferencia entre estos dos tipos de sistemas de control.

En los sistemas de control analógico, todas las variables que intervienen en su funcionamiento son señales continuas, es decir, sea o no sea lineal el sistema, todas las señales están siempre presentes, su valor es conocido en todo instante y representa proporcionalmente la magnitud de la variable correspondiente. En este caso todos los dispositivos que componen el sistema operan con señales continuas (analógicas),

No.	Símbolo	Descripción
1		Es colocado en RESET cuando la señal de control U=1. cuando U=0 es colocado en operación
2		Es colocado en operación repetitiva cuando la señal U se cambia alternativamente entre 0 y 1 y de acuerdo con la descripción de 1.
3		Unidad de memoria directa. cuando U=1 se coloca en RESET cuando U=0 se coloca en operación
4		Unidad de memoria complementaria. igual operación que el anterior solo que con la señal de control U complementada.
5		Comparador: Si $x > y$ entonces $U=1$ ($\bar{U}=0$) Si $x < y$ entonces $U=0$ ($\bar{U}=1$)
6		Compuerta AND: U=1 solamente si V y W son ambos iguales a 1, de otra forma U=0.
7		Compuerta OR: U=1 solo si V o W son 1 de otra forma U=0.
8		Interruptor: Cuando $\begin{cases} U=1 \text{ entonces } e_s = e, \\ U=0 \text{ entonces } e_s = \bar{e}_s \end{cases}$

Tabla I-2.-Algunos de los elementos de la computadora híbrida.

por ejemplo los amplificadores, los actuadores y el compensador. En la figura I.3. se muestra un diagrama a bloques que representa un sistema de control analógico.

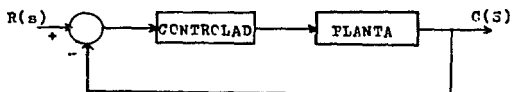


Figura I.3.-Diagrama de bloques de un sistema analógico.

La otra categoría de sistemas de control se encuentra donde una o más señales son muestreadas (se toma el valor de la señal solo en determinados instantes). En la figura I.4. se ilustra en forma de diagrama de bloque, el muestreo de una señal.



Figura I.4.-Representación del proceso de muestreo.

En la figura I.4. la señal $e^*(t)$ aparece como un tren de

pulsos de amplitud variable, dicha amplitud está determinada por la magnitud de la señal continua en el instante de tomar la muestra. A este tipo de sistemas también se conocen como sistemas de datos muestreados.

Con el advenimiento de la computadora digital, la señal muestreada toma la forma digital codificada, con lo que la computadora digital está disponible para realizar el cálculo necesario correspondiente al controlador dentro de un sistema de control. El sistema en el cual la computadora digital es utilizada como un elemento de control, recibe el nombre de sistema de control digital.

En el presente siglo se ha extendido el uso de operaciones aritméticas y dispositivos de gran capacidad de almacenamiento gracias al desarrollo de la Electrónica (tubos, transistores y circuitos integrados), que también permitió que las operaciones se hicieran con mayor rapidez y con menor utilización de energía. El continuo desarrollo de la Electrónica ofrece más exactitud, rapidez y un cálculo más económico en la utilización de la computadora digital como parte de un sistema de control. El microprocesador es un excelente ejemplo de esto.

Los métodos para generación de programas de computadora digital han tenido una importante mejoría en las tres últimas

décadas. Los conceptos asociados con la programación estructurada y la Ingeniería de programación son importantes en la realización de cualquier algoritmo, especialmente para algoritmos de control digital. El uso apropiado de esos métodos permite mejores estructuras para entendimiento, prueba y evaluación rápidas y modificaciones y mantenimiento económicos.

A partir de la década de 1960 la aplicación de la computadora digital se ha extendido hasta su uso en las instalaciones de control de plantas y procesos industriales. Ejemplos de las aplicaciones del control digital de diferentes grados de elaboración son: el control de hornos para cemento, maquinas para fabricación de papel, hornos para fabricación de vidrio, laminadores de acero, control ambiental, líneas de ensamble en la industria automotriz y regulación en el tráfico de ferrocarriles, entre otros.

La realización de controles digitales para una planta o proceso es un verdadero desafío para el Ingeniero, debido a que debe considerarse la realización de análisis de costos, definición del problema, definición del control; en sí, el diseño, así como la realización del sistema propiamente dicha.

La característica más importante de la computadora digital, es su habilidad para procesar y transformar grandes cantidades de

información en una forma preestablecida. El equipo de control digital puede ser un equipo flexible, computadoras de propósito general que operan en tiempo compartido con una multitud de tareas, o bien puede ser un equipo rígido, compuesto por una computadora de propósito especial, diseñada para realizar el control de un sistema en particular.

Cuando la computadora digital es usada como dispositivo de control dentro de un sistema, puede programarse para realizar, entre otras, las siguientes funciones básicas:

- a) Adquisición y almacenamiento de los datos de la planta.
- b) Identificación de la dinámica de la planta.
- c) Selección de los parámetros de control.
- d) Ejecución de los algoritmos de control.
- e) Manipulación de las variables que se enviarán a la planta para su control.

La capacidad de control de la computadora está determinada esencialmente por el tiempo de acceso o velocidad de la computadora y su capacidad de memoria.

El análisis de sistemas de datos muestreados descansa pesadamente sobre la extensión de los métodos del dominio de la frecuencia y del dominio del tiempo desarrollados para sistemas de control analógicos. Mediante el uso de aproximaciones el

sistema de datos muestreados puede ser analizado como un sistema analógico, con muy buenos resultados.

CAPITULO II

COMPENSACION
DE
SISTEMAS LINEALES.

CAPITULO II

COMPENSACION DE SISTEMAS LINEALES.

La compensación de sistemas es una consecuencia de la imposibilidad de mantener dentro de un rango aceptable el funcionamiento de un sistema, ajustando simplemente alguno de sus parámetros (la ganancia por ejemplo). En otras palabras, la compensación consiste en alterar la configuración original del sistema a fin de que sus características de funcionamiento sean aceptables. En el cuadro II.1 se muestra la clasificación de la compensación de sistemas de control.

La especificación hecha anteriormente sobre el término de sistemas lineales obedece a que el proceso de diseño que se establece en el capítulo IV está enfocado únicamente a los sistemas de este tipo, cuyo significado fue introducido en el capítulo I.

Los dispositivos disponibles que son utilizados como compensadores pueden ser de diferente naturaleza física (mecánicos, hidráulicos, neumáticos, eléctricos, etc.) y su selección depende del ambiente en el que van a desempeñar su función y del tipo de señales que deben manejar. Existe una gran variedad de estos dispositivos, sin embargo, generalmente se opta por elegir compensadores eléctricos, dadas las ventajas que ofrece el manejo de señales de tipo eléctrico. Incluso en los

Clasificación de compensación de sistemas lineales.

A) Por ubicación del compensador en el sistema.

1) Compensación en serie.

2) Compensación en paralelo.

B) Por influencia del compensador en la respuesta del sistema.

1) Compensación de adelanto de fase.

2) Compensación de atraso de fase.

3) Compensación de adelanto-atraso de fase.

Cuadro II-1.- Clasificación de la compensación de sistemas lineales de control.

casos en que se tengan presentes señales de naturaleza diferente a la eléctrica se decide utilizar dispositivos transductores eléctricos y poder introducir compensadores de esta naturaleza.

En los apartados que componen el presente capítulo se hace una descripción más detallada del significado de la compensación de sistemas de control así como de su clasificación, tratando por

separado cada uno de sus diferentes tipos, finalmente se proporcionan algunos ejemplos de dispositivos compensadores.

El comportamiento de cada uno de los tipos de compensación clasificados de acuerdo a su influencia sobre la respuesta del sistema (adelanto de fase, atraso de fase y atraso-adelanto de fase) se establece detalladamente, auxiliándose para esto de la configuración de Polos y Ceros y de la respuesta en frecuencia, proporcionando en cada caso el diagrama polar y los diagramas semilogarítmicos de magnitud y fase. La introducción de estas herramientas en el tratado de estos tipos de compensación obedece a que son, junto con el Lugar Geométrico de las Raíces (LGR), las armas utilizadas para atacar el problema de diseño de sistemas de control por ensayo y error, que es el tema del trabajo presentado.

Algunas de las expresiones matemáticas y observaciones hechas en este capítulo serán de gran ayuda cuando se trate el proceso de diseño de sistemas en el capítulo IV. A continuación se presentan algunas abreviaturas utilizadas en los apartados subsecuentes:

$G_c(s)$ = función de transferencia de un compensador.

$G_{CAD}(s)$ = función de transferencia de un compensador de adelanto de fase.

$G_{CAT}(s)$ = función de transferencia de un compensador de atraso de fase.

$G_{CAA}(s)$ = función de transferencia de un compensador de adelanto-atraso de fase.

II.A. Clasificación de la compensación de sistemas.

Tal como se estableció anteriormente, en la práctica es muy raro encontrar sistemas que sin necesidad de ajustar alguno de sus parámetros funcionen en forma satisfactoria. Por ejemplo, se puede pensar que el sistema logre su funcionamiento adecuado ajustando simplemente la ganancia, sin embargo, este ajuste de ganancia puede provocar inestabilidad del sistema. En varios casos el ajuste de parámetros no es suficiente para cubrir las especificaciones de funcionamiento o bien no se pueden ajustar dichos parámetros. En tales casos se tiene como alternativa modificar la forma de la respuesta de la función de transferencia del sistema mediante la alteración de su estructura original. A esta alteración del sistema se le ha dado el nombre de compensación y se logra incorporando dispositivos o componentes adicionales. Este dispositivo adicional insertado en el sistema con ese objeto se denomina compensador, para sistemas analógicos y controlador para sistemas digitales.

De acuerdo a la posición que guarda el compensador dentro del sistema, se pueden identificar dos tipos básicos de configuraciones de sistemas compensados: Compensación en serie y compensación en paralelo o en realimentación.

Compensación en serie.- En este tipo de configuración el compensador se coloca en serie con la planta, tal como se presenta en la figura II.1.

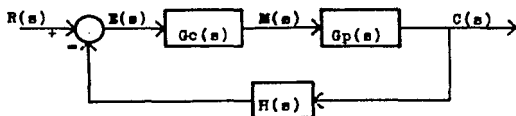


Figura II.1.- Diagrama a bloques de un sistema compensado en serie.

Compensación en paralelo.- En este caso se coloca el compensador en una malla interna de realimentación. En las figuras II-2.- a) y b) se muestran dos diagramas de compensación

en paralelo.

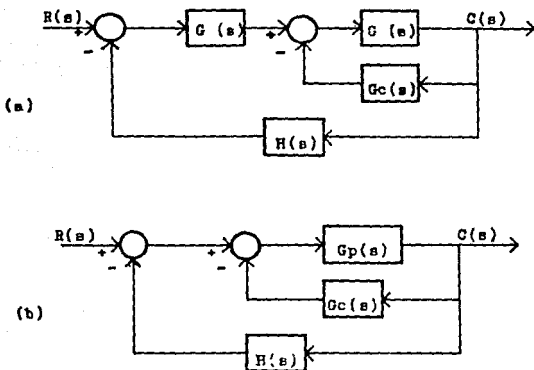


Figura II.2.- Diagramas de bloques de sistemas compensados en paralelo.

Generalmente la compensación en serie es más simple que la compensación en paralelo. a cambio, la compensación en serie frecuentemente utilizan más elementos, por ejemplo los amplificadores operacionales, ya sea para aumentar la ganancia o bien para aislar etapas.

El problema de compensación de sistemas se concentra comúnmente en el diseño de un compensador serie o paralelo. La elección entre compensación en serie y paralelo depende de la naturaleza de las señales del sistema, de los niveles de potencia en los distintos puntos, de las especificaciones de funcionamiento, de la experiencia del proyectista, de las consideraciones económicas, etc.

Debido a su sencillez y versatilidad la compensación en serie es utilizada con mayor frecuencia que la compensación en paralelo. Esto es posible siempre y cuando el número de elementos que componen el compensador en serie no aumentan en gran medida el costo del mismo.

Como se puede apreciar el diseño de sistemas está íntimamente ligado con la compensación de sistemas, al grado de que, tal como se estableció en el capítulo anterior, el objetivo del diseñador en la mayoría de los casos se enfoca solamente a la determinación de la función de transferencia del compensador. Una vez establecida dicha función de transferencia, debe conseguir el dispositivo físico que cumpla con ella. Existen numerosos dispositivos que pueden ser usados como controladores, estos pueden estar compuestos por elementos eléctricos, hidráulicos, mecánicos, neumáticos o combinaciones de éstos.

La decisión de usar un compensador mecánico, neumático, eléctrico o hidráulico, se basa parcialmente en la naturaleza de la planta a controlar. Por otra parte se acostumbra utilizar compensadores electrónicos, por lo que frecuentemente se transforman señales no eléctricas en señales eléctricas, esto se debe a la simplicidad en su manipulación y transmisión, y a su mayor exactitud y confiabilidad principalmente.

Los dispositivos que pueden utilizarse como compensadores son variados e ideas específicas sobre ellos se encuentran en la literatura y los catálogos de los fabricantes.

Actualmente, el uso de la computadora digital como elemento controlador se ha difundido grandemente, dando lugar a los sistemas de control digital que cada vez tienen mayor auge.

Es de suponer que, económicamente, es mejor usar partes disponibles comercialmente para un sistema y diseñar un dispositivo compensador conveniente en lugar de diseñar y construir un sistema completamente nuevo. De esto se desprende que tan importante es la compensación de sistemas en el diseño de los mismos.

De acuerdo a la influencia que el compensador tiene sobre la respuesta del sistema sin compensar, la compensación se puede clasificar en: Compensación de adelanto de fase, compensación de

atraso de fase y compensación de atraso-adelanto de fase. En los apartados posteriores se define cada uno de estos tipos.

II.B. Compensación de adelanto de fase.

Los compensadores en adelanto de fase se utilizan para aumentar la velocidad de respuesta del sistema, y para que, mediante su efecto derivativo, sean fuértemente realimentados los cambios bruscos de la diferencia entre la entrada y la salida, y lograr así sistemas de mejor comportamiento dinámico.

El nombre de "adelanto de fase" proviene del hecho que para una señal senoidal aplicada a la entrada del compensador, su salida es también una señal senoidal con un adelanto en fase. Este ángulo de adelanto es función de la frecuencia de la señal de entrada. La función de transferencia de este tipo de compensación tiene la forma mostrada en la expresión (II-1).

$$G_{CAD}(s) = \frac{(s + 1/P)}{(s + 1/\alpha P)} \quad \text{con } \alpha < 1 \quad \dots\dots\dots(II-1)$$

Tal como se aprecia en la ecuación (II-1), el cero siempre estará a la derecha del polo en el plano s , esto se debe a que $\alpha < 1$. La configuración de polos y ceros para este compensador se

muestra en la figura II-3.

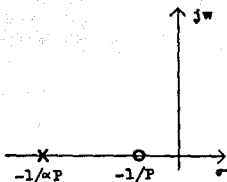


Figura II.3.- Configuración de polos y ceros de un compensador de adelanto de fase.

El diagrama polar de este compensador se obtiene de la siguiente forma:

Haciendo $s=j\omega$ en (II-1):

$$G_{CAD}(j\omega) = \frac{(j\omega + 1/P)}{(j\omega + 1/\alpha P)} \quad \dots\dots\dots(II-1A)$$

Multiplicando y dividiendo por el conjugado del denominador:

$$G_{CAD}(j\omega) = \frac{(1/\alpha P^2 - j\omega/P + j\omega/\alpha P + \omega^2)}{(1/\alpha^2 P^2 + \omega^2)}$$

Separando parte real y parte imaginaria:

$$R(w) = \frac{(1/\alpha P^2 + w^2)}{(1/\alpha^2 P^2 + w^2)}$$

La parte real siempre será positiva.

$$I(w) = \frac{w(1/\alpha P - 1/P)}{(1/\alpha^2 P^2 + w^2)}$$

Como $\alpha < 1$, la parte imaginaria siempre será positiva.

De las expresiones anteriores se deduce que el diagrama polar estará ubicado en el primer cuadrante del plano $G_{CAD}(s)$. Por otra parte, se puede demostrar que la magnitud y el ángulo de fase están determinados por las expresiones siguientes:

Para magnitud:

$$M(w) = \sqrt{\frac{(w^2 + 1/P^2)}{(w^2 + 1/\alpha^2 P^2)}} \quad \dots\dots\dots (II-2)$$

Para el ángulo de fase:

$$\theta(w) = \tan^{-1} \left[\frac{w(1/\alpha P - 1/P)}{(w^2 + 1/\alpha^2 P^2)} \right] \quad \dots\dots\dots (II-3)$$

Graficando las expresiones (II-2) y (II-3) en función de w se obtiene el diagrama polar que aparece en la figura II-4.

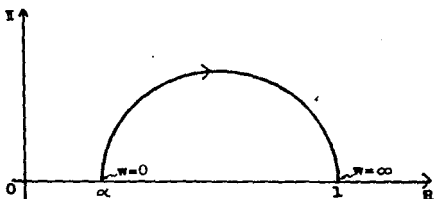


Figura II.4.- Diagrama polar de un compensador de adelanto de fase.

Para obtener el diagrama semilogarítmico de amplitud y fase se tiene:

Normalizando (II-1)

$$G_{CAD}(s) = \frac{\alpha(Ps + 1)}{(\alpha Ps + 1)} \dots\dots\dots (II-1B)$$

Para la magnitud:

$$20 \log |G_{CAD}(j\omega)| = 20 \log \alpha + 20 \log |Pj\omega + 1| - 20 \log |\alpha Pj\omega + 1|$$

Como se puede apreciar, las frecuencias de corte son:

$$\omega_z = 1/P \quad \text{frecuencia de corte para el cero.}$$

$$\omega_p = 1/\alpha P \quad \text{frecuencia de corte para el polo.}$$

Para la fase se tiene:

$$\angle G_{CAD}(j\omega) = \angle \alpha + \angle Pj\omega + 1 - \angle \alpha Pj\omega + 1$$

En la figura II.5 se presenta el diagrama semilogarítmico tanto en magnitud como en fase de este tipo de compensador.

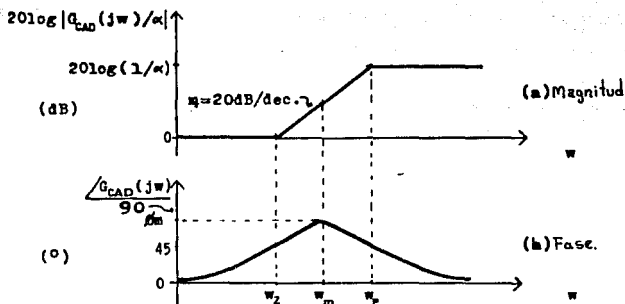


Figura II.5.- Diagramas semilogarítmicos de un compensador de adelanto de fase.

Tal como se puede apreciar en la figura II.5. la frecuencia w_m a la cual se obtiene el ángulo de fase máximo ϕ_m es igual al valor medio geométrico de w_z y w_p , es decir:

$$\log w_m = [\log w_z + \log w_p] / 2$$

$$\log w_m = [\log (w_z \cdot w_p)] / 2$$

$$\log w_m = \log \sqrt{w_z \cdot w_p}$$

$$w_m = \sqrt{w_z \cdot w_p}$$

Sustituyendo lo que vale w_z y w_p se tiene que:

$$w_m = 1/\sqrt{\alpha}P \quad \dots\dots\dots(\text{II-3B})$$

Por otra parte, el ángulo de fase máximo \varnothing_m se puede establecer en función únicamente de α mediante el siguiente proceso:

Dado que $G_{CAD}(jw)$ es una función compleja se puede establecer como una magnitud y un ángulo, esto es, de la expresión II-4B:

$$G_{CAD}(jw) = M(w) \angle \varnothing(w)$$

$$G_{CAD}(jw) = \alpha \frac{(jwP + 1)}{(jw\alpha P + 1)} = \frac{\sqrt{1 + w^2 P^2} \angle \tan^{-1}(wP)}{\sqrt{1 + \alpha^2 w^2 P^2} \angle \tan^{-1}(\alpha wP)}$$

Por lo que:

$$\varnothing(w) = \tan^{-1}(wP) - \tan^{-1}(\alpha wP)$$

Haciendo:

$$\beta = \tan^{-1}(wP)$$

$$\gamma = \tan^{-1}(\alpha wP)$$

Se tiene entonces que:

$$\tan \varnothing(w) = \tan(\beta - \gamma)$$

Aplicando la identidad trigonométrica de:

$$\tan(\beta - \alpha) = \frac{\tan \beta - \tan \alpha}{1 + \tan \beta \tan \alpha}$$

$$\tan \phi(\omega) = \frac{\tan(\tan^{-1} \omega P) - \tan(\tan^{-1} \alpha \omega P)}{1 + \tan(\tan^{-1} \omega P) \tan(\tan^{-1} \alpha \omega P)}$$

$$\tan \phi(\omega) = \frac{\omega P - \alpha \omega P}{1 + \omega P \alpha \omega P} = \frac{\omega P(1 - \alpha)}{1 + \alpha \omega^2 P^2}$$

Sustituyendo ω por la expresión de $\omega_m = 1/\sqrt{\alpha} P$, que es la frecuencia a la cual ocurre el máximo ángulo de defasamiento, se tiene:

$$\tan \phi(\omega)_m = (1 - \alpha) / 2\sqrt{\alpha}$$

O bien:

$$\phi(\omega)_m = \tan^{-1} \left[\frac{(1 - \alpha)}{2\sqrt{\alpha}} \right]$$

También se puede expresar de otra forma utilizando la relación triangular.

$$\phi(\omega)_m = \text{Sen}^{-1} \left[\frac{(1 - \alpha)}{(1 + \alpha)} \right] \dots\dots\dots(\text{II-4})$$

De las expresiones finales se observa que el máximo desplazamiento de fase posible es de 90° y sucede cuando $\alpha = 0$.

Además la expresión (II-4) es muy útil para la adecuada selección del valor de α en el diseño de la compensación. A continuación se mencionan algunas de las características de un compensador de adelanto de fase:

- a) Introduce un ángulo de adelanto de fase que proporciona efectos estabilizadores.
- b) Aumenta la ganancia en las frecuencias más altas proporcionando efectos desestabilizadores.
- c) El adelanto de fase se introduce en los alrededores de la frecuencia de cruce con 0dB del diagrama original a fin de obtener las raíces dominantes deseadas en el plano s con lo cual se incrementan los márgenes de estabilidad del sistema.
- d) Se aumenta el ancho de banda incrementándose la rapidez de respuesta del sistema y la susceptibilidad al ruido.

De lo anterior, se recomienda aplicar este tipo de compensador cuando se desee respuestas transitorias rápidas, siempre que la fase no disminuya rápidamente cerca de la frecuencia de cruce con los 0dB. En otras palabras, la compensación por adelanto de fase es útil para sistemas de segundo orden con polos reales o poco amortiguados, o para sistemas de orden mayor cuyos dos polos cercanos al origen (polos

dominantes) cumplen con la condición citada. En las figuras II.6 a) y b) se presentan gráficamente los efectos de este tipo de compensadores sobre la respuesta en frecuencia del sistema original.

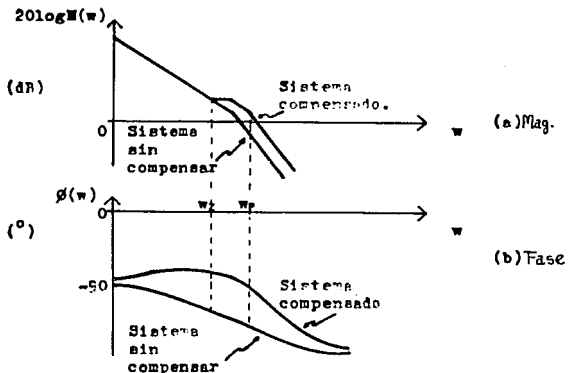


Figura II.6.- Efectos de la compensación de adelanto de fase sobre la respuesta en frecuencia.

II.C. Compensación de atraso de fase.

En muchos casos, la respuesta estable (régimen permanente) no cumple con las especificaciones de desempeño establecidas, no

„Pudiéndose además mejorar ésta mediante compensación de adelanto de fase. En tales ocasiones es necesario tener valores altos de las constantes de error estacionario (k_p , k_v , o k_a) a fin de hacer que la salida sea una reproducción fiel de la entrada de referencia. Un método conveniente para llevar acabo esto consiste en introducir al sistema original un elemento cuya función de transferencia tenga un polo, ya sea cercano al origen sobre el eje real de plano s o sobre el origen. Debido a que, al incluir únicamente este polo se aumentará el número de asíntotas del lugar Geométrico de las Raíces (LGR) y degradaría en general el comportamiento dinámico del sistema, es necesario incluir un cero para evitar una severa deformación del LGR. Este método se conoce como compensación de atraso de fase.

El nombre de atraso de fase proviene del hecho de que cuando se le suministra una señal de entrada senoidal al compensador, su salida es también una señal senoidal con un ángulo de atraso de fase respecto a la entrada. Como es de suponerse, este atraso de fase es función de la frecuencia de la señal de entrada. La función de transferencia del compensador de atraso de fase tiene la forma general siguiente:

$$G_{CAT}(s) = \frac{1}{\beta} \frac{(s + 1/P)}{(s + 1/\beta P)} \quad \text{con } \beta > 1 \quad \dots\dots\dots(\text{II-6})$$

La configuración de polos y ceros de la ecuación (II-6) se muestran en la figura II.7.

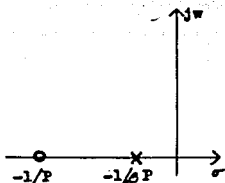


Figura II.7.- Configuración de polos y ceros de un compensador de atraso de fase.

Debido a que $\beta > 1$ el polo siempre estará a la derecha del cero, tal como se puede apreciar en la figura II.7.

Para obtener el diagrama polar de este compensador se tiene: Haciendo $s=j\omega$ en la expresión (II-6):

$$G_{\text{CAI}}(j\omega) = \frac{1}{\beta} \frac{(j\omega + 1/P)}{(j\omega + 1/\beta P)}$$

multiplicando y dividiendo por el conjugado del denominador:

$$G_{CAT}(j\omega) = \frac{1}{\beta} \frac{(1/\beta P^2 + \omega^2 - j\omega/P + j\omega/\beta P)}{1/\beta^2 P^2 + \omega^2}$$

separando en parte real y parte imaginaria, tenemos:

$$R(\omega) = \frac{1}{\beta} \frac{(1/\beta P^2 + \omega^2)}{(1/\beta^2 P^2 + \omega^2)} ; \quad \text{La parte real siempre es positiva.}$$

$$I(\omega) = \frac{\omega}{\beta} \frac{(1/\beta P - 1/P)}{(1/\beta^2 P^2 + \omega^2)} ; \quad \text{Dado que } \beta > 1, \text{ la parte imaginaria siempre ser\'a negativa.}$$

De lo anterior se deduce que el diagrama polar estar\'a situado en el cuarto cuadrante. La magnitud y la fase est\'an dadas respectivamente por las siguientes expresiones:

$$M(\omega) = \frac{1}{\beta} \sqrt{\frac{(1/P^2 + \omega^2)}{(1/\beta^2 P^2 + \omega^2)}} \quad \dots\dots\dots (II-7)$$

$$\phi(\omega) = \tan^{-1} \left[\frac{\omega(1/\beta P - 1/P)}{(1/\beta^2 P^2 + \omega^2)} \right] \quad \dots\dots\dots (II-8)$$

Asignando valores a ω en las expresiones (II-7) y (II-8) se obtiene el diagrama polar de la figura II.8.

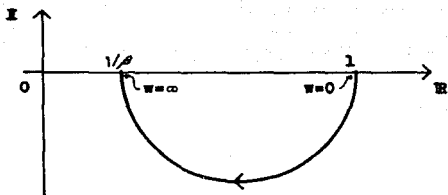


Figura II.8.- Diagrama polar de un compensador de atraso de fase.

Para el diagrama semilogarítmico se tiene:

Normalizando la expresión (II-6):

$$G_{CAT}(s) = \frac{(Ps + 1)}{(\beta Ps + 1)}$$

Para el diagrama de magnitud tenemos:

$$20 \log M(\omega) = 20 \log |(Pj\omega + 1)| - 20 \log |\beta Pj\omega + 1|$$

las frecuencia de corte son:

$$\omega_z = 1/P$$

$$\omega_p = 1/\beta P$$

Para el diagrama de fase se tiene:

$$\phi(\omega) = \underline{\angle Pj\omega + 1} - \underline{\angle \beta Pj\omega + 1}$$

En las figuras II.9. a) y b) se presentan los diagramas semilogarítmicos de magnitud y fase respectivamente. De dichas figuras se puede apreciar que w_m es nuevamente la media geométrica de w_z y w_p , y está dada por la siguiente expresión:

$$w = \sqrt{w_z w_p}$$

Debe recordarse que w_m es la frecuencia a la cual se obtiene el ángulo de defasamiento máximo (en este caso es negativo).

De la misma forma que se hizo para obtener el ángulo de fase máximo de un compensador de avance de fase en función solamente de α (en este caso de β), se tiene que para el compensador de atraso de fase este ángulo máximo está dado por la relación siguiente:

$$\varphi_m = \text{Sen}^{-1} \left[\frac{1 - \beta}{1 + \beta} \right] \dots\dots\dots(\text{II-9})$$

De la última expresión se deduce que el máximo ángulo posible de defasamiento es de -90° , y esto sucede cuando $\beta \rightarrow \infty$.

A continuación se mencionan algunas características de los compensadores de atraso de fase:

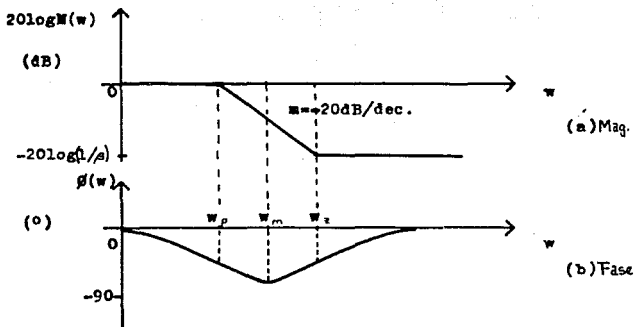


Figura II.9.- Diagramas semilogarítmicos de un compensador de atraso de fase.

a) Agregan un ángulo de atraso de fase produciendo una constante de error y manteniendo las raíces dominantes en la posición deseada en el plano complejo s .

b) Disminuye el ancho de banda por lo que mejora la supresión de ruido y se vuelve menos rápida la respuesta del sistema.

c) Reduce el error en estado estacionario.

Se recomienda utilizar este tipo de compensación cuando se

especifican las constantes de error y que no exista un rango de bajas frecuencias donde la fase sea igual al margen de fase deseado. En las figuras II.10 a) y b) se muestran los efectos que tiene la introducción de un compensador de atraso de fase sobre la respuesta en frecuencia del sistema original.

En este caso, las frecuencias w_z y w_p deben escogerse de manera que el atraso de fase no ocurra en las cercanías del punto de cruce con los 180° de la respuesta original.

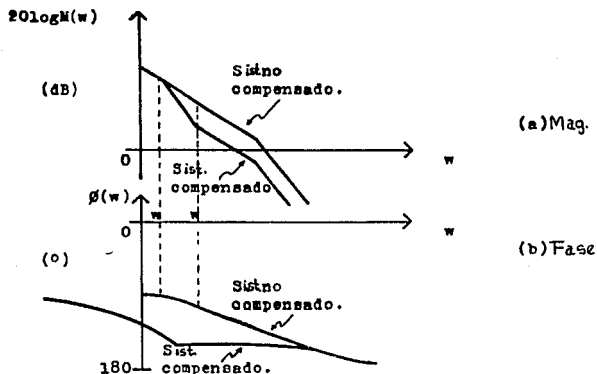


Figura II.10.- Efectos de la compensación de atraso de fase sobre la respuesta en frecuencia.

II.D. Compensación de adelanto-atraso de fase.

En los apartados anteriores se han tratado dos tipos de compensadores, de adelanto de fase y de atraso de fase. Estableciéndose que la compensación de adelanto de fase aumenta el ancho de banda, lo que a su vez mejora la velocidad de respuesta y disminuye el máximo sobrepaso, por lo tanto, este compensador es eficaz para sistemas sin problemas severos de estabilidad.

Por otra parte, la compensación de atraso de fase disminuye el máximo sobrepaso y produce una gran mejora en el comportamiento de régimen estacionario, pero ocasiona una pobre velocidad de respuesta debido a que tiene un reducido ancho de banda.

De lo anterior se puede establecer que cada uno de esos tipos de compensación presenta tanto ventajas como desventajas. En la práctica existen sistemas cuyo funcionamiento no puede mejorarse satisfactoriamente mediante el uso exclusivo de uno de los dos tipos de compensadores. Por consiguiente, es natural considerar el uso de un compensador que combine las ventajas de ambos y que al mismo tiempo elimine algunos de los inconvenientes que cada uno de ellos presentan por separado. Esta combinación da lugar a la compensación llamada de adelanto-atraso de fase.

Normalmente no es necesario conectar en cascada las redes de adelanto y atraso de fase. a menos que se deban especificar las constantes α y β en forma separada. La función de transferencia de un compensador de adelanto-atraso de fase tiene la forma general mostrada en la expresión (II-11), en la que se puede apreciar que las constantes α y β están incluidas en β' . además la atenuación del término de atraso de fase no aparece dado que se considera que existe un amplificador con una ganancia tal que absorbe dicha atenuación.

$$G_{CAA}(s) = \underbrace{\left(\frac{s + 1/P_1}{s + \beta'/P_1} \right)}_{\text{adelanto}} \underbrace{\left(\frac{s + 1/P_2}{s + 1/\beta'P_2} \right)}_{\text{atraso}} \dots\dots\dots(\text{II-11})$$

Donde: $\beta' > 1$

Para obtener el diagrama polar se tiene:

para magnitud:

$$M(\omega) = \sqrt{\frac{P_1^2 P_2^2 \omega^4 + (P_1^2 + P_2^2) \omega^2 + 1}{P_1^2 P_2^2 \omega^4 + (P_1^2 / \beta'^2 + \beta'^2 P_2^2) \omega^2 + 1}} \dots\dots\dots(\text{II-12})$$

Para la fase:

$$\phi(\omega) = \tan^{-1}(P_1 \omega) - \tan^{-1}(P_1 \omega / \beta') + \tan^{-1}(P_2 \omega) - \tan^{-1}(\beta' P_2 \omega) \dots\dots\dots(\text{II-13})$$

Graficando las expresiones (II-12) y (II-13) se obtiene la

figura II.11. En dicha figura se observa que para $0 < \omega < \omega_0$ este compensador se comporta como un compensador de atraso de fase, mientras que para $\omega_0 < \omega < \infty$ actúa como un compensador de adelanto de fase. La frecuencia ω_0 está dada como:

$$\omega_0 = \sqrt{1/(P_1 P_2)} \quad \dots\dots\dots(\text{II-14})$$

que es la frecuencia para la cual el ángulo de fase es cero y tiene lugar la transición del comportamiento del compensador, pasando de un atraso a un adelanto de fase.

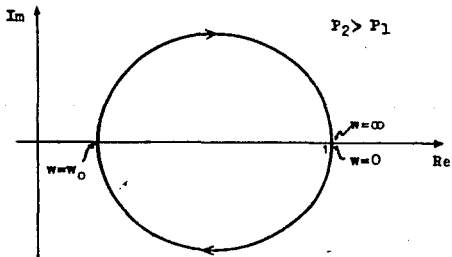


Figura II.11.- Diagrama polar de un compensador de adelanto-atraso de fase.

Para el diagrama semilogarítmico se tiene:

Normalizando la expresión (II-11):

$$G_{CAA}(s) = \frac{(P_1 s + 1)(P_2 s + 1)}{(P_1 s/\delta + 1)(\delta P_2 s + 1)}$$

para la magnitud:

$$M(w)_{dB} = 20 \log |P_1 jw + 1| + 20 \log |P_2 jw + 1| - 20 \log |P_1 jw/\delta + 1| - 20 \log |\delta P_2 jw + 1|$$

donde las frecuencias de corte son:

$$w_{z1} = 1/P_1$$

$$w_{z2} = 1/P_2$$

$$w_{p1} = \delta/P_1$$

$$w_{p2} = 1/\delta P_2$$

El diagrama asintótico de magnitud, obtenido en base a esta información es el que se muestra en las figuras II.12 a) y b).

Para el diagrama de fase se tiene:

$$\phi(w) = \angle P_1 jw + 1 + \angle P_2 jw + 1 - \angle P_1 jw/\delta + 1 - \angle \delta P_2 jw + 1$$

En base a esta información se obtiene el diagrama semilogarítmico de fase que se muestra en las figuras II.13 a) y b).

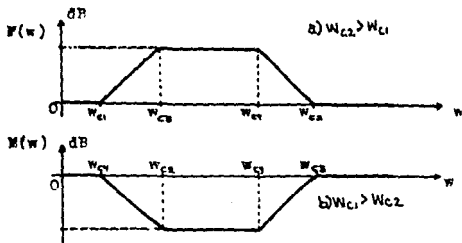


Figura II.12.- Diagramas semilogarítmicos de magnitud de un compensador de adelanto-atraso de fase.

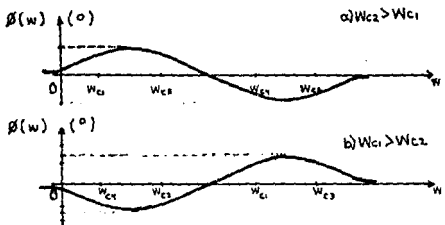


Figura II.13.- Diagramas semilogarítmicos de fase de un compensador de adelanto-atraso de fase.

II.E. Algunos dispositivos compensadores.

Tal como se ha podido apreciar, la necesidad de compensar un sistema de control conduce finalmente al diseñador a elegir algún dispositivo físico que cumpla con las relaciones entrada-salida que teóricamente se necesitan. Es decir, debe realizarse una combinación de elementos para obtener el dispositivo compensador necesario para cumplir con la forma de la función de transferencia que incluye los valores correspondientes de las constantes de tiempo y ganancias. Este problema de la selección del compensador puede complicarse. Por otro lado, y en forma optimista, se puede establecer que el diseñador de sistemas tiene a su disposición una gran cantidad de dispositivos compensadores para su selección. Esta libertad de selección la debe proporcionar el sistema en cuestión.

El usar compensadores eléctricos, mecánicos, neumáticos o hidráulicos es un problema que tiene que ser resuelto en cada caso específico. Es totalmente claro que la naturaleza física de las señales a lo largo del sistema constituye un factor extremadamente importante en la selección de los compensadores. La disponibilidad de dichas señales es también importante y con frecuencia determina la elección entre la compensación en serie o en paralelo.

La elección recae, en la mayoría de los casos, sobre dispositivos eléctricos. Precisamente, en los casos en que las señales no son de naturaleza eléctrica, frecuentemente se prefiere transformarlas por medio de transductores en señales eléctricas por razones de simplificación en la transmisión, reducido peso de componentes y mayor exactitud. A esto debe sumarse el hecho de que es mucho más conveniente compensar señales eléctricas que de cualquier otra variedad física. En la tabla II.1 se encuentran las redes eléctricas de compensación más comunes.

Entre los dispositivos compensadores de naturaleza mecánica se tiene uno muy sencillo que se obtiene fácilmente conectando en serie un resorte y un amortiguador, tal como se muestra en la figura II.14.

Analizando el dispositivo se tiene que su función de transferencia es:

$$\frac{X_o(s)}{X_i(s)} = \frac{1/P}{(s + 1/P)} \quad \dots\dots\dots(II-15)$$

dónde: $P = b/k$

- $b =$ constante del amortiguador
- $k =$ constante del resorte

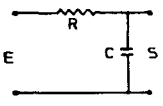
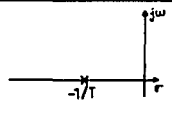
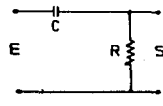
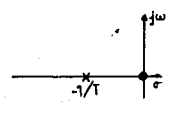
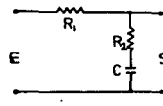
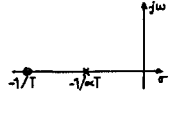
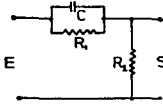
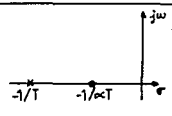
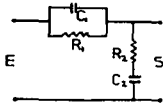
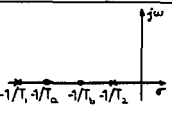
CONFIGURACION	FUNCION DE TRANSF. (S/E)	UBICACION DE POLOS Y CEROS.
	$\frac{1}{1 + \frac{1}{s+1/T}}$ $T = RC$	
	$\frac{s}{(s+1/T)}$ $T = RC$	
	$\frac{1}{\alpha} \cdot \frac{(s+1/T)}{(s+1/\alpha T)}$ $\alpha = 1 + R_1/R_2$ $T = R_2 C$	
	$\frac{(s+1/\alpha T)}{(s+1/T)}$ $\alpha = 1 + R_1/R_2$ $T = C \left(\frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} \right)$	
	$\frac{(s+1/T_1)(s+1/T_2)}{(s+1/T_a)(s+1/T_b)}$ $T_1 = R_1 C_1, T_2 = R_2 C_2, T_a = R_2 C_1$ $\frac{1}{T_a T_b} = \frac{1}{T_1 T_2}$ $\frac{1}{T_a} + \frac{1}{T_b} = \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}$	

Tabla II.1.- Redes eléctricas de compensación.

Por inspección de la expresión (II-15) se determina que este compensador es de atraso de fase.

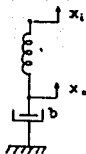


Figura II.14.- Compensador mecánico simple.

Un compensador más complicado que el anterior es el que se muestra en la figura II.15.

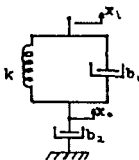


Figura II.15.- Compensador Mecánico de atraso de fase.

Para este caso se tiene:

$$\frac{X_o(s)}{X_i(s)} = \frac{(P_1 s + 1)}{(P_2 s + 1)} \quad (\text{II-16})$$

Dónde: $P_2 = (b_1 + b_2)/k$

$$P_1 = b_1/k$$

Tal como se puede apreciar $P_1 < P_2$, por lo que se trata de un compensador mecánico de atraso de fase, al igual que el de la figura II.14 pero un poco más complejo en cuanto a su construcción.

Otro dispositivo compensador de naturaleza mecánica es el que se muestra en la figura II.16.

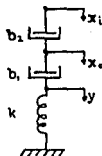


Figura II.16.-Compensador mecánico de adelanto de fase.

Analizando este dispositivo se obtiene su función de transferencia dada como:

$$\frac{X_o(s)}{X_i(s)} = \alpha \frac{(Ps + 1)}{(\alpha Ps + 1)} \dots \dots \dots (II-17)$$

Dónde: $P = b_1/k$
 $\alpha = b_2/(b_1 + b_2)$

Además:

$$\alpha < 1$$

Comparando la expresión (II-17) con la expresión (II-1B) se puede apreciar que este dispositivo mecánico es un compensador de adelanto de fase.

A continuación se presenta el análisis de un dispositivo compensador hidromecánico, el cual se muestra en la figura II.17.

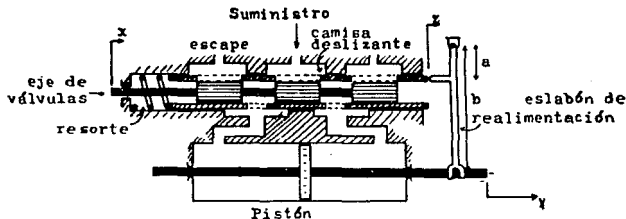


Figura II.17.-Compensador hidromecánico.

El dispositivo se llama hidromecánico debido a que está compuesto de elementos de naturaleza hidráulica y mecánica (puede ser también neumático y mecánico). Las señales que se manejan son desplazamientos lineales, las cuales se suponen nulas cuando el dispositivo está en reposo. Su funcionamiento se explica brevemente a continuación.

Cuando el dispositivo está en operación, si el eje de válvulas se desplaza hacia la derecha, el pistón y el eje también se mueven hacia la derecha. Además cuando se llevan acabo esos movimientos, el eslabón de realimentación hará que el resorte empuje la camisa deslizante hacia la derecha. El desplazamiento del pistón termina cuando la camisa alcance el eje de válvulas, cerrando de esta manera el flujo hacia el cilindro.

Considerando lo anterior, se puede establecer que el flujo hacia el cilindro está dado en forma aproximada por la siguiente expresión:

$$q = K_v(x - z) \dots\dots\dots (II-18)$$

Dónde:

K_v = constante de la válvula.

x = desplazamiento de las válvulas

z = desplazamiento de la camisa deslizante

Este flujo proporciona movimiento al pistón, la relación entre el movimiento del pistón y el flujo suministrado están relacionados mediante la siguiente expresión:

$$q = A \frac{dy}{dt} \dots\dots\dots (II-19)$$

dónde:

- A = área transversal del pistón
- y = desplazamiento del pistón

Por lo que:

$$\frac{dy}{dt} = \text{velocidad del pistón}$$

Analizando el eslabón de realimentación se tiene:

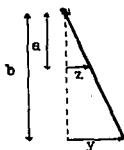


Figura II.18.- Diagrama del eslabón de realimentación.

De la relación de triángulos semejantes se tiene que:

$$\frac{a}{z} = \frac{b}{y}$$

por lo que:

$$z = \frac{a}{b} y \quad \dots\dots\dots(\text{II-20})$$

Sustituyendo las expresiones (II-19) y (II-20) en (II-18):

$$A \frac{dy}{dt} = Kvx - Kv \frac{a}{b} y$$

reagrupando:

$$\frac{Ab}{Kva} \frac{dy}{dt} + y = \frac{b}{a} x$$

Aplicando la transformada de Laplace con condiciones iniciales nulas:

$$K sY(s) + Y(s) = \frac{b}{a} X(s)$$

Dónde:

$$K = \frac{Ab}{Kva}$$

Por lo tanto, la función de transferencia, considerando el desplazamiento "y" como la salida y el desplazamiento "x" como la

entrada, es:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b/a}{(Ks + 1)} \quad \dots\dots\dots (II-21)$$

Inspeccionando la expresión (II-21) se puede determinar que el dispositivo hidromecánico analizado es un compensador de atraso de fase.

Los dispositivos aquí presentados son sólo algunos de los posibles compensadores que pueden ser utilizados en el diseño de sistemas de control.

Para sistemas de control digital, la función del controlador es efectuada por una computadora de propósito general o de propósito especial. En este caso, no existen elementos físicos que realicen la operación solicitada, sino que se realiza mediante programas de computadora.

El diseño de ingeniosos elementos compensadores, económicos y confiables para un sistema de control permite al diseñador ejercitar un alto grado de inventiva y de imaginación creadora. La confiabilidad es una de las principales consideraciones en el diseño de un dispositivo compensador, principalmente cuando éste proporciona la estabilidad necesaria para una operación

satisfactoria del sistema total.

Un aspecto muy importante y muchas veces ignorado en aplicaciones de dispositivos compensadores, es que deben existir ciertas propiedades de acoplamiento, la impedancia por ejemplo. Por esta razón se hace necesario la introducción de otros elementos en el sistema, cuya función es acoplar el compensador con los demás elementos del sistema a diseñar. Por ejemplo, en los sistemas eléctricos, el acoplamiento de impedancias se lleva a cabo mediante el uso de amplificadores y preamplificadores conectados en cascada con los demás componentes. El amplificador en este caso, además de ayudar en el acoplamiento de impedancias y proporcionar una ganancia de voltaje, corriente o potencia, puede incorporar dentro de su propia relación de transferencia un atraso o un adelanto de fase, por lo que en este caso dicho amplificador realizará la función de dispositivo compensador.

Tal como se estableció anteriormente, los dispositivos que pueden ser utilizados como compensadores son numerosos y se pueden obtener ideas específicas sobre elementos de este tipo de la extensa literatura de Ingeniería de Control y de los catálogos de los fabricantes de estos componentes. Lo que se ha establecido aquí es sólo una introducción de conceptos sobre los

compensadores y las técnicas de que se disponen para llevar acabo la compensación de sistemas, buscando con esto despertar el interés del lector sobre una basta literatura sobre Control en general y de dispositivos compensadores en particular.

CAPITULO III

**ESPECIFICACIONES
DE
DESEMPEÑO.**

CAPITULO III

ESPECIFICACIONES DE DESEMPEÑO.

Los sistemas de control deben cumplir determinadas tareas bajo condiciones especificadas previamente, generalmente a estas condiciones se les denomina especificaciones de desempeño, las cuales se refieren a exáctitud, estabilidad y rapidez de respuesta. La selección de estas especificaciones es de gran importancia en el proceso de diseño de sistemas a tal grado que determinan el éxito o fracaso de un diseño cuando se utilizan las técnicas de diseño por ensayo y error. Se puede decir incluso que el establecimiento de las especificaciones de desempeño en forma precisa, es la parte más importante del proceso de diseño. Por lo tanto, se deben definir perfectamente los requisitos mínimos que debe cumplir la elección de estas especificaciones.

Las especificaciones de desempeño no deberán extenderse más allá de las necesarias para que el sistema realice las tareas satisfactoriamente; es decir, no se deben plantear condiciones innecesariamente rígidas o redundantes, dado que este tipo de especificaciones incrementan enormemente el costo del sistema. Por ejemplo, si en un sistema de control lo importante es la exáctitud de funcionamiento en estado estacionario, no son necesarias especificaciones rígidas en la respuesta transitoria, o tal vez ni siquiera sea necesario especificarlas.

Estas especificaciones de desempeño se pueden plantear sea en términos numéricos precisos o bien en forma parcialmente numérica y parcialmente cualitativa. Las especificaciones proporcionadas en esta última forma se pueden modificar durante el proceso de diseño debido a que pueden no ser satisfechas o producir un sistema muy costoso.

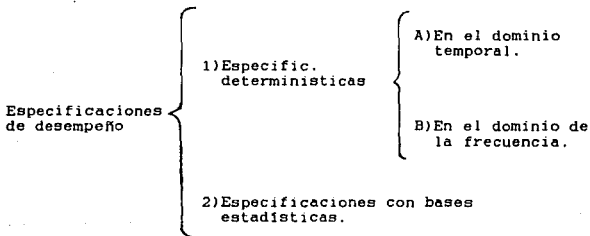
En resumen, las consideraciones más importantes sobre las que se debe basar la selección de las especificaciones de desempeño son las siguientes:

- 1.- Deben ser establecidas en forma concisa y sin ambigüedad. Esto es, cuando se dan los mínimos requerimientos que un sistema de control específico debe contener, se debe realizar un esfuerzo para limitar la atención solo hacia esas características que afectan verdaderamente la utilidad del sistema para el trabajo proyectado. Por ejemplo, no es posible especificar independientemente el ancho de banda y el tiempo de levantamiento de un sistema, dado que estas dos características son dependientes entre sí.
- 2.- Las especificaciones elegidas no deben ser más restringidas que las que a juicio del Ingeniero de Control sean justamente necesarias, ni deben especificarse más requerimientos que los estrictamente

necesarios, dado que las especificaciones de desempeño redundantes producen diseños más costosos.

Dada la gran importancia que tiene el establecimiento de las especificaciones de desempeño en el proceso de diseño de sistemas de control por ensayo y error, se ha dedicado el presente capítulo al tratado de dichas especificaciones, incluyendo su definición, a que tipo pertenecen y la relación que existe entre ellas y los parámetros del sistema.

En el cuadro III.1. se presenta la clasificación de las especificaciones de desempeño.



Cuadro III.1.- Clasificación de las especificaciones de desempeño.

En el orden presentado en el cuadro III.1. serán tratadas las especificaciones de desempeño en los apartados siguientes. Adicionalmente, se trata el llamado índice de desempeño, que, a

pesar de que no es utilizado en el proceso de diseño por ensayo y error, es importante conocer algunos detalles de su significado y la relación que existe entre él y las especificaciones de desempeño.

III.A. Especificaciones de desempeño en el dominio temporal.

Estas especificaciones se definen considerando la respuesta de los sistemas en el dominio del tiempo. A su vez esta respuesta se divide en dos partes que son: Respuesta transitoria y respuesta estacionaria. En forma algebraica se tiene:

$$c(t) = c_t(t) + c_{ss}(t)$$

donde:

$c(t)$ es la respuesta en el dominio temporal

$c_t(t)$ es la respuesta transitoria

$c_{ss}(t)$ es la respuesta estacionaria

A continuación se presentan las especificaciones de desempeño más importantes en el dominio del tiempo en ambos tipos de respuestas.

1. Comportamiento en régimen estacionario.

En este comportamiento tiene gran importancia el error

estacionario, el cual es una medida de la exactitud del sistema cuando se aplica una señal de entrada específica (entrada escalón, rampa o parábola). A continuación se define matemáticamente este concepto.

Del diagrama de la figura III.1 se tiene que:

$$E(s) = R(s) - B(s) \quad \dots\dots\dots(III-1)$$

Además se puede obtener que:

$$B(s) = C(s)H(s) \quad \dots\dots\dots(III-2)$$

Donde:

$$C(s) = E(s)G(s)$$

Por lo que la ecuación (III-2) queda:

$$B(s) = E(s)G(s)H(s) \quad \dots\dots\dots(III-3)$$

Sustituyendo (III-3) en (III-1):

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

Despejando E(s):

$$E(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad \dots\dots\dots(III-4)$$

Esta última ecuación representa la transformada de Laplace de la señal de error del sistema mostrado en la figura III.1.

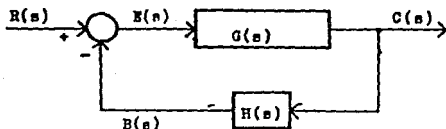


Figura III.1.- Diagrama a bloques de un sistema de control de malla cerrada.

Por otro lado, matemáticamente el error estacionario de un sistema se define como el error $e(t)$ cuando el tiempo tiende a infinito, es decir:

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

Aplicando el teorema del valor final se tiene:

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

Por lo que el error en estado estacionario queda como:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad \dots \dots \dots (III-5)$$

Sustituyendo (III-4) en (III-5):

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{sR(s)}{1 + G(s)H(s)} \right] \quad \dots \dots \dots (III-6)$$

La ecuación (III-6) representa el error en régimen estacionario y tal como se puede apreciar, depende de la señal de entrada $R(s)$ y de la función de transferencia de malla abierta $G(s)H(s)$. En cuanto a la señal de entrada se pueden considerar 3 tipos básicos de señales de prueba que son: el escalón, la rampa y la parábola. A continuación se proporciona la expresión del error estacionario para cada una de estas señales.

Para la entrada escalón se tiene que:

$$R(s) = \frac{R}{s} \quad \text{donde } R \text{ es la amplitud del escalón.}$$

Sustituyendo en (III-6) y arreglando se tiene:

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

Haciendo $k_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s)H(s)$, donde k_p es la constante de error de posición, se tiene finalmente:

$$e_{ss} = \frac{R}{1 + k_p} \quad \dots\dots\dots(\text{III-7})$$

Para la entrada rampa, se sabe que:

$$R(s) = \frac{R}{s^2} \quad \text{donde } R \text{ es la pendiente de la rampa.}$$

Sustituyendo en (III-6) y arreglando se tiene:

$$e_{ss} = \frac{R}{\lim_{s \rightarrow 0} sG(s)H(s)}$$

Haciendo $k_v = \lim_{s \rightarrow 0} sG(s)H(s)$ se tiene:

$$e_{ss} = \frac{R}{k_v} \dots\dots\dots(III-8)$$

Donde k_v es la constante de error de velocidad.

Para el caso de una señal de entrada parabólica se tiene:

$$R(s) = \frac{R}{s^3}$$

Donde R es constante, sustituyendo en (III-6) y arreglando se tiene:

$$e_{ss} = \frac{R}{\lim_{s \rightarrow 0} s^3 G(s)H(s)}$$

Haciendo $k_a = \lim_{s \rightarrow 0} s^3 G(s)H(s)$ se tiene:

$$e_{ss} = \frac{R}{k_a} \dots\dots\dots(III-9)$$

Donde k_a es la constante de error de aceleración.

Es importante mencionar que en la expresión (III-5), el producto $sE(s)$ no debe tener polos en el eje imaginario ni en el semiplano derecho del plano complejo s , es decir, dicha expresión es aplicable únicamente a sistemas estables.

2. Comportamiento en régimen transitorio.

Las especificaciones de desempeño en el dominio del tiempo más comunes son aquellas que relacionan la respuesta transitoria de un sistema con una entrada de prueba específica. Este comportamiento transitorio únicamente tiene significado para sistemas estables, ya que para un sistema inestable, la respuesta tiende a incrementarse y queda fuera de control. La señal de prueba que se utiliza más comunmente es la entrada escalón, que puede ser unitario o no. Algunas de las razones por las que se elige esta señal en particular son:

- 1.- Un escalón es fácil de aplicar y suficientemente drástico.
- 2.- Los sistemas, en forma matemática, son capaces de seguir fielmente a una entrada escalón.
- 3.- Existe una gran cantidad de información disponible en la literatura de Control sobre este tipo de entrada.
- 4.- Conociendo la respuesta de un sistema a la entrada escalón, es posible calcular la respuesta del sistema a cualquier entrada arbitraria.

La respuesta típica de un sistema de control lineal a una

entrada escalón unitario se muestra en la figura III.2.

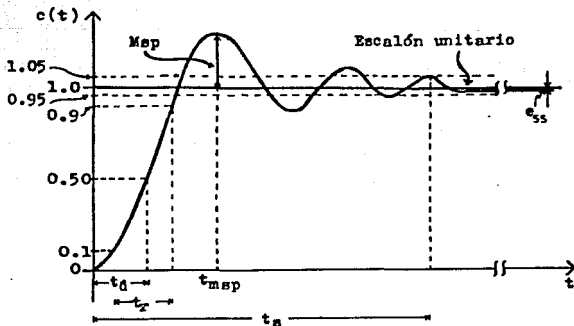


Figura III.2.- Respuesta típica de un sistema (de 2º orden) de control a un escalón unitario.

En base a la figura III.2 se definen a continuación las especificaciones de desempeño en el dominio del tiempo en estado transitorio:

Máximo sobrepaso (M_{sp}).- Es la desviación máxima de la señal de salida del sistema por encima de la amplitud del escalón de entrada en el régimen transitorio. Se utiliza también como una medida de la estabilidad relativa del sistema y comúnmente se

indica en tanto por ciento del valor final, es decir:

$$\%M_{sp} = \frac{M_{sp}}{\text{valor final}} \times 100$$

Tiempo de levantamiento (t_r). - Es el tiempo necesario para que la respuesta pase del 10% al 90% de su valor final.

Tiempo de asentamiento (t_s). - Es el tiempo necesario para que la respuesta se establezca dentro de un porcentaje determinado de su valor final. Comúnmente este porcentaje es del $\pm 5\%$.

Tiempo de retraso (t_d). - Es el tiempo necesario para que la respuesta alcance el 50% de su valor final.

A continuación se define cada parámetro en forma matemática en base a un sistema de control de segundo orden.

De manera general la función de transferencia de un sistema de segundo orden se presenta de la siguiente forma:

$$\frac{c(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad \dots\dots\dots \text{(III-10)}$$

Siendo su ecuación característica:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

Las raíces de esta ecuación son:

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad \dots\dots\dots (III-11)$$

o bien:

$$s_{1,2} = -\alpha \pm j\omega \quad \dots\dots\dots (III-12)$$

Donde:

$$\alpha = \zeta\omega_n \quad \dots\dots\dots (III-13)$$

$$\omega = \omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad \dots\dots\dots (III-14)$$

A α se le conoce como constante o factor de amortiguamiento debido a que establece el grado de amortiguamiento, es decir, determina la manera de aumentar o disminuir el tiempo de asentamiento t_s .

A ζ se le conoce como coeficiente de amortiguamiento y permite variar la forma de la señal de salida de acuerdo a los siguientes valores:

$$0 < \zeta < 1 : \quad s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad \text{Respuesta subamortiguada}$$

$$\zeta = 1 : \quad s_{1,2} = -\omega_n \quad \text{Respuesta críticamente amortiguada}$$

$$\zeta > 1 : \quad s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad \text{Respuesta sobre amortiguada}$$

$\zeta = 0$:	$s_{1,2} = \pm j\omega_n$	Respuesta oscilatoria
$\zeta < 0$:	$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$	Respuesta amortiguada negativamente

ω_n recibe el nombre de frecuencia natural o frecuencia propia no amortiguada.

$\zeta\omega_n$ recibe el nombre de frecuencia de amortiguamiento.

En la figura III.3 se presenta gráficamente la relación entre las raíces de la ecuación característica y los parámetros α , ζ , ω_n y ω , en el plano complejo s .

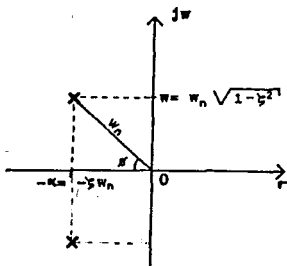


Figura II.3.- Relación gráfica de las raíces de un sistema de segundo orden y α , ζ , ω_n y ω .

La respuesta del sistema de segundo orden a una entrada escalón unitario se obtiene a partir de la expresión (III-10), en dicha expresión, la transformada de Laplace del escalón unitario está dada como:

$$R(s) = \frac{1}{s}$$

Sustituyendo la expresión de R(s) en la ecuación (III-10) y despejando a C(s) se tiene:

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

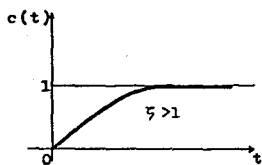
Aplicando la transformada inversa de Laplace a C(s) tenemos:

$$c(t) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \cdot \text{Sen}(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t + \phi) \dots \text{(III-15)}$$

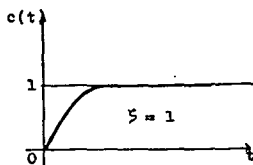
donde:

$$\phi = \text{Cos}^{-1} \zeta \dots \dots \dots \text{(III-16)}$$

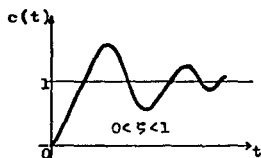
En la figura III.4 se muestran las respuestas de un sistema de segundo orden debidas a una entrada escalón unitario en función del tiempo (t) para distintos valores del coeficiente de amortiguamiento ζ . En dicha figura se puede apreciar que la respuesta del sistema se hace más oscilatoria a medida que ζ disminuye. Cuando $\zeta > 1$ no hay sobrepaso. Por lo tanto, cabe esperar que exista una relación entre el coeficiente de



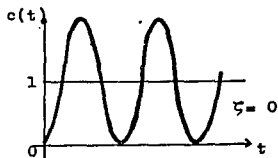
a) Sobreamortiguada.



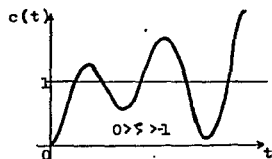
b) Críticamente amortiguada.



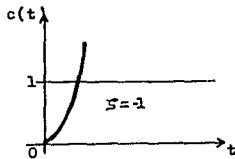
c) Subamortiguada.



d) No amortiguada.



e) Amortiguada negativamente.



f) Amortiguada negativamente.

Figura III.4.-Tipos de respuesta de un sistema de segundo orden a un escalón unitario, para diferentes valores de ζ .

amortiguamiento y el valor de los sobrepasos. esta relación se obtiene igualando a cero la derivada de la respuesta $c(t)$ para obtener sus valores máximos y mínimos en función de ζ .

Derivando la expresión (III-15) se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{d c(t)}{dt} &= \frac{\zeta \omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t} \cdot \text{Sen}(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \phi) - \dots \\ &\dots - \frac{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t} \cdot \text{Cos}(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \phi) \end{aligned}$$

Igualando a cero la expresión anterior y eliminando términos comunes se tiene:

$$\zeta \text{Sen}(\omega t + \phi) = \sqrt{1-\zeta^2} \text{Cos}(\omega t + \phi) \quad \dots \dots \dots \text{(III-17)}$$

donde se ha sustituido $\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$ por ω según la ecuación (III-14). Manipulando la expresión (III-17) se tiene:

$$\tan(\omega t + \phi) = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \quad \dots \dots \dots \text{(III-18)}$$

Además, de la figura III.3 se observa que:

$$\tan \phi = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \quad \dots \dots \dots \text{(III-19)}$$

Sustituyendo la ecuación (III-19) en (III-18):

$$\tan(\omega t + \phi) = \tan \phi \quad \dots \dots \dots \text{(III-20)}$$

Introduciendo la identidad trigonométrica:

$$\tan(\omega t + \phi) = \frac{\tan \omega t + \tan \phi}{1 - \tan \omega t \tan \phi}$$

se tiene:

$$\frac{\tan \omega t + \tan \phi}{1 - \tan \omega t \tan \phi} = \tan \phi$$

desarrollando la expresión anterior se tiene:

$$\tan \omega t (1 - \tan^2 \phi) = 0$$

despejando a ωt :

$$\omega t = \tan^{-1}(0)$$

Los ángulos que cumplen con la igualdad anterior son todos los múltiplos de π , es decir:

$$\omega t_n = n\pi$$

donde $n = 0.1.2.3....$

Por lo tanto:

$$t_n = \frac{n\pi}{\omega}$$

Finalmente, sustituyendo ω por su igualdad de acuerdo con la expresión (III-14) se tiene:

$$t = \frac{n\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \beta^2}} \dots \dots \dots (III-21)$$

La expresión (III-21) representa los valores de t en los cuales la señal de respuesta del sistema a la entrada escalón unitario tiene valor máximo o valor mínimo. esto se puede apreciar claramente en la figura III.5.

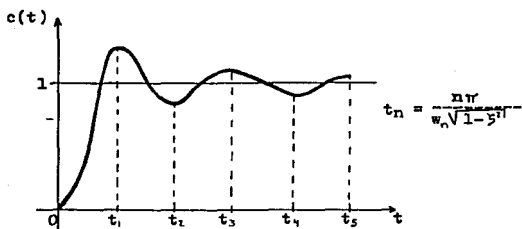


Figura III.5.- Respuesta subamortiguada de un sistema de segundo orden mostrando los tiempos en que suceden sus valores máximos y mínimos.

En la figura III.5 se puede apreciar que aparece un valor máximo para cuando $n = 1$, además este máximo corresponde al máximo sobrepaso (M_{sp}), por lo que el tiempo en el cual ocurre éste es:

$$t_{msp} = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad \dots \dots \dots (III-22)$$

Por otra parte, se puede observar que para todos los valores pares de n existen valores mínimos de la respuesta y para los valores impares de n hay valores máximos.

Sustituyendo la expresión (III-21) en (III-15) se obtiene la expresión para el valor máximo o mínimo (dependiendo de n) de la respuesta del sistema analizado. Esto es:

$$c(t)_{\min, \max} = 1 - \frac{e^{-\zeta n \pi / \sqrt{1-\zeta^2}}}{1} \text{Sen}(n\pi + \phi)$$

Introduciendo la identidad trigonométrica siguiente:

$$\text{Sen}(n\pi + \phi) = \text{Sen}n\pi \cdot \text{Cos}\phi + \text{Cos}n\pi \cdot \text{Sen}\phi$$

se tiene:

$$\text{Sen}(n\pi + \phi) = (-1)^n \text{Sen}\phi$$

Por lo que:

$$c(t)_{\min, \max} = 1 - (-1)^n \frac{e^{-\zeta n \pi / \sqrt{1-\zeta^2}}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \text{Sen}\phi$$

Además, de la figura III.3 se obtiene que:

$$\text{Sen}\phi = \frac{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}}{\omega_n} = \sqrt{1-\zeta^2}$$

Por lo que finalmente se tiene:

$$c(t)_{\min, \max} = 1 - (-1)^n e^{-\zeta n \tau / \sqrt{1 - \zeta^2}} \dots \dots \dots (III-23)$$

Como ya se dijo anteriormente, el máximo sobrepaso se obtiene para $n=1$ es decir:

$$M_{sp} = c(t)_{\max} - 1 = e^{-\zeta \tau / \sqrt{1 - \zeta^2}} \dots \dots \dots (III-24)$$

↖ amplitud del escalón.

o en porcentaje, se tiene:

$$\%M_{sp} = 100 \cdot e^{-\zeta \tau / \sqrt{1 - \zeta^2}} \dots \dots \dots (III-25)$$

De la expresiones (III-24) y (III-25) se observa que el máximo sobrepaso de la respuesta efectivamente está en función del coeficiente de amortiguamiento ζ , esta relación se presenta en forma gráfica en la figura III.6.

Como se puede apreciar en el desarrollo anterior, la obtención del máximo sobrepaso sólo tiene sentido para una respuesta subamortiguada donde $0 < \zeta < 1$.

La obtención de los demás términos es bastante laboriosa, por lo que a continuación se presentan sus expresiones aproximadas sin demostración.

Tiempo de retraso:

$$\text{para } 0 < \zeta < 1 : t_d \approx \frac{1 + .7\zeta}{\omega_n} \dots \dots \dots (III-26A)$$

para $\zeta > 1$; $t_d \approx \frac{1 + .6\zeta + .15\zeta^2}{\omega_n}$ (III-26B)

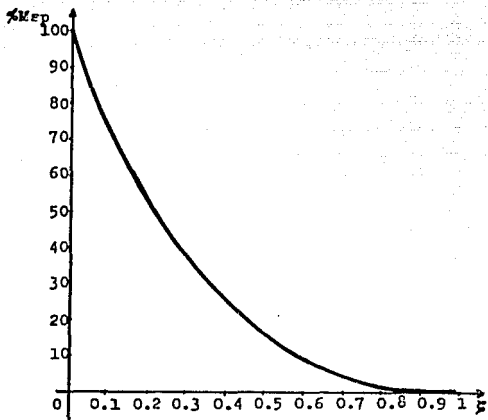


Figura III.6.- Relación gráfica entre el máximo sobrepaso en % y el coeficiente de amortiguamiento.

Tiempo de levantamiento:

para $0 < \zeta < 1$; $t_r \approx \frac{.8 + 2.5\zeta}{\omega_n}$ (III-27A)

para $\zeta > 1$: $tr \approx \frac{1 + 1.1\zeta + 1.4\zeta^2}{\omega_n}$ (III-27B)

Tiempo de asentamiento:

para $0 < \zeta < 1$: $ts \approx \frac{3}{\zeta \omega_n}$ (III-28A)

Examinando las expresiones de los tiempos de retraso, levantamiento y asentamiento, se puede apreciar que los valores pequeños de ζ proporcionan tiempos de retraso y levantamiento cortos, por el contrario un tiempo de asentamiento corto requiere un valor elevado de ζ . Por lo tanto, es claro que debe establecerse un compromiso, en cuanto al valor de ζ cuando en un problema de diseño se deben satisfacer todos esos parámetros. Junto a la consideración del máximo sobrepaso, un valor del coeficiente de amortiguamiento generalmente aceptado como satisfactorio para el adecuado funcionamiento global de un sistema está entre 0.4 y 0.7.

III.B. Especificaciones en el dominio de la frecuencia.

Como se pudo apreciar en el apartado anterior, la respuesta en el dominio del tiempo de un sistema de control es.

generalmente. difícil de determinar en forma analítica, especialmente en sistemas de orden elevado. Esto trae como consecuencia que el diseño de sistemas en el dominio del tiempo sea complicado, aunque actualmente, con la ayuda de la computadora, esta dificultad se ha reducido en gran medida.

Por otra parte, existen sistemas en los que no es tan importante establecer su respuesta en el tiempo, sino su respuesta en dominio de la frecuencia (por ejemplo en los sistemas de comunicación), de ahí la importancia que tiene el establecer especificaciones de desempeño en el dominio de la frecuencia.

En el dominio de la frecuencia existen métodos (principalmente gráficos) que pueden aplicarse al análisis y diseño de sistemas de control. Una vez llevado a cabo el análisis y el diseño en el dominio de la frecuencia, el comportamiento del sistema en el dominio del tiempo puede interpretarse en base a las relaciones que existen entre las características de uno y otro dominio.

Cuando se diseña un sistema en el dominio de la frecuencia, se necesita una serie de especificaciones para describir el comportamiento del sistema, entre las especificaciones de desempeño básicas en este dominio se pueden mencionar las

siguientes:

Amplitud pico (M_p).- Es el valor máximo de la magnitud $M(\omega)$ de la función de transferencia de un sistema. Generalmente a un valor de M_p elevado le corresponde un sobrepaso máximo también elevado en la respuesta temporal.

Frecuencia de resonancia (ω_p).- Es la frecuencia para la cual se tiene la amplitud pico en un sistema. Cuanto mayor sea el valor de ω_p más corto es el tiempo de asentamiento t_s del sistema.

Ancho de banda (BW).- Es el rango de frecuencias dentro del cual la amplitud $M(\omega)$ no cae por debajo del 70.7% de su valor a frecuencia cero, o 3 dB por debajo de la ganancia a frecuencia cero. El ancho de banda proporciona una indicación de la velocidad de respuesta de un sistema de control, dado que un valor elevado del ancho de banda corresponde a un tiempo de levantamiento corto y viceversa.

La representación gráfica de la respuesta en frecuencia de un sistema de control se muestra en la figura III.7.

A continuación se definen matemáticamente las características del sistema en el dominio de la frecuencia mencionadas anteriormente, en base a un sistema de segundo orden.

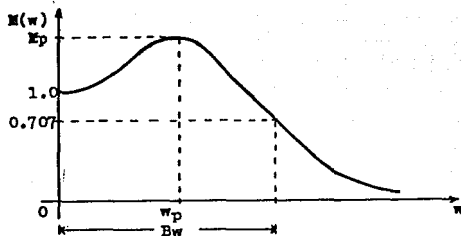


Figura III.7.- Diagrama de la respuesta en frecuencia de un sistema de control.

Para obtener la respuesta en frecuencia de un sistema de segundo orden se sustituye primero la variable compleja s por jw en la función de transferencia de este sistema (ecuación III-10), por lo que se tiene:

$$\frac{C(jw)}{R(jw)} = \frac{w_n^2}{(jw)^2 + 2\zeta w_n jw + w_n^2}$$

desarrollando la expresión:

$$\frac{C(jw)}{R(jw)} = \frac{1}{-(w/w_n)^2 + 2\zeta(w/w_n)j + 1}$$

haciendo $(w/w_0) = r$ se tiene:

$$\frac{C(jr)}{R(jr)} = \frac{1}{1 - r^2 + 2\zeta rj}$$

Separando en magnitud y fase:

$$M(r) = \frac{1}{\sqrt{(1 - r^2)^2 + (2\zeta r)^2}} \quad \dots\dots\dots(\text{III-29})$$

$$\phi(r) = \tan^{-1} \left\{ \frac{(2\zeta r)}{(1 - r^2)} \right\} \quad \dots\dots\dots(\text{III-30})$$

Para encontrar la frecuencia de resonancia se aplica la derivada respecto a r de $M(r)$ y se iguala a cero, a fin de determinar el valor de r para el cual se obtiene el valor máximo de $M(r)$, esto es:

$$\frac{dM(r)}{dr} = -\frac{1}{2} \left\{ (1 - r^2)^2 + (2\zeta r)^2 \right\}^{-1/2} \left\{ 2(1 - r^2)(-2r) + 2(2\zeta r)(2\zeta) \right\}$$

Igualando a cero la expresión y desarrollándola se obtienen las raíces de la ecuación para r como:

$$r = \pm \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad \dots\dots\dots(\text{III-31})$$

Como $r = (w/w_0)$ la expresión (III-31) queda:

$$\frac{w}{w_0} = \pm \sqrt{1 - 2\zeta^2}$$

despejando w (que es la frecuencia a la cual se obtiene el valor máximo de la amplitud M_p) se tiene:

$$w_p = w_n \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad \dots\dots\dots(\text{III-32})$$

Se ha tomado el radical positivo dado que en la realidad la frecuencia no puede ser negativa; además, como la frecuencia es una cantidad real, la expresión (III-32) será válida sólo para $1 \geq 2\zeta^2$ o bien $\zeta \leq 0.707$.

Sustituyendo la expresión (III-31) en (III-29) se obtiene la ecuación para la amplitud pico M_p . Haciendo esto y manipulando los términos se llega a la expresión siguiente:

$$M_p = \frac{1}{2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad \dots\dots\dots(\text{III-33})$$

Para el diseño de sistemas, se recomienda que el M_p este entre los valores de 1.0 y 1.37.

Para determinar la expresión del ancho de banda B_w para el sistema, se sustituye la variable s por jw en la ecuación (III-10) y se manipula de tal forma que se encuentre el valor de la frecuencia w para la cual la magnitud de la función de transferencia es igual al 70% de su valor a frecuencia cero. De esta forma se obtiene que:

$$Bw = w \left[\sqrt{(2\zeta^2 - 1)^2 + 1} - (2\zeta^2 - 1) \right]^{1/2} \dots\dots (III-34)$$

Otras características en el dominio de la frecuencia son:

Margen de ganancia (Mg).- Es el cociente del valor de la ganancia cuando la curva del diagrama polar cruza el semicírculo de radio unitario (con centro en el origen) entre el valor de la ganancia en el punto de cruce con el eje real del mismo diagrama de la función de transferencia en malla abierta del sistema, esto es:

$$Mg = \frac{1}{|G(jw_1)H(jw_1)|} \dots\dots\dots (III-35A)$$

o en decibeles (dB):

$$Mg_{dB} = 20 \log Mg = -20 \log |G(jw_1)H(jw_1)| \dots\dots\dots (III-35B)$$

Donde w_1 es la frecuencia angular para cuando el diagrama polar tiene una fase de $\pm 180^\circ$. Para problemas de diseño se recomienda el siguiente rango de valores para el margen de fase:

$$Mg_{dB} \geq 6 \text{ dB}$$

Margen de fase (Mf).- Es una característica que se relaciona con el ángulo de fase en el punto donde el diagrama polar de la función de transferencia de malla abierta tiene ganancia unitaria, mediante la siguiente expresión:

$$Mf = \phi_1 + 180^\circ \dots\dots\dots (III-36)$$

Donde ϕ_1 es el ángulo de fase donde el diagrama polar de la función de transferencia de malla abierta del sistema tiene ganancia unitaria. Como criterio de diseño se tiene el siguiente rango de valores del margen de fase:

$$30^\circ < Mf < 60^\circ$$

En la figura III.8 se muestra la interpretación gráfica de los márgenes de amplitud y fase.

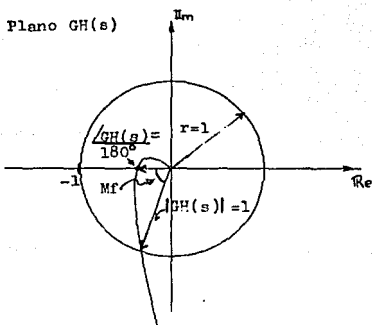


Figura III.8.- Interpretación gráfica de los márgenes de magnitud (Mg) y de fase (Mf).

En conclusión, y observando las expresiones interiores, se puede establecer que el valor de M_p depende exclusivamente de ζ , mientras que w_p y B_w dependen de ζ y de w_n . Además, considerando las expresiones en el dominio del tiempo, se puede establecer que:

- El máximo sobrepaso de la respuesta a un escalón depende únicamente del coeficiente de amortiguamiento ζ .
- La amplitud pico M_p depende únicamente de ζ .
- Para un valor fijo de w_n , el tiempo de levantamiento aumenta al aumentar ζ y el ancho de banda disminuye, por lo que el ancho de banda y el tiempo de levantamiento son inversamente proporcionales.
- El ancho de banda es directamente proporcional a w_n .

III.C. Especificaciones de desempeño con bases estadísticas.

Los dos conjunto de especificaciones explicadas anteriormente, se eligen en base a parámetros que pueden conocerse con anterioridad o se determinan en el transcurso del proceso de diseño, a partir de acciones externas totalmente conocidas que se pueden describir por medio de funciones respecto al tiempo completamente definidas. Este planteamiento de las

especificaciones corresponde a la información completa sobre el sistema que se investiga. Sin embargo, en la práctica, la definición completa de la información está lejos de ser siempre posible, por lo que se hace necesario, en tales casos, utilizar una forma más rigurosa de establecer la información y superar la indefinibilidad de información. Esta forma se basa en el empleo de los métodos de la teoría de las probabilidades, definiendo los fenómenos aleatorios que se producen en los sistemas a investigar. Esto da lugar a la teoría del control en el caso de excitaciones aleatorias.

En la actualidad, las especificaciones estadísticas de los sistemas de control y, más específicamente, el diseño en bases estadísticas, son de menor aplicación en comparación con las técnicas de diseño determinísticas. Sin embargo, existen ocasiones en que las técnicas de diseño determinísticas fallan, simplemente porque no se cuenta con los datos necesarios sobre el sistema y las señales que se manejan. Por otro lado, si es posible describir los datos mediante métodos estadísticos y asignar alguna medida de funcionamiento estadística significativa, entonces se tendrá la capacidad de abordar el problema de diseño mediante la teoría del Control en caso de excitaciones aleatorias.

Como es de esperarse, el diseño con base estadística tiene un aparato matemático más complejo comparado con el diseño determinístico. En el presente trabajo no se abordará la teoría del Control en caso de excitaciones aleatorias, enfocando el estudio hacia la teoría del diseño determinístico de sistemas de control.

III.D. Índice de desempeño.

Las especificaciones de desempeño discutidas anteriormente están caracterizadas por una desventaja obvia, el diseñador debe hallar en forma simultánea los valores apropiados de los parámetros del sistema para satisfacer las características que se desea tenga éste. Es decir, en este caso el objetivo general del diseñador de sistemas de control consiste en lograr un máximo sobrepaso pequeño, tiempos de retraso de retraso y de levantamiento cortos, tiempo de asentamiento también corto y un error en régimen estacionario reducido, sin embargo, debido a que estas especificaciones no son simultáneamente independientes, se deben encontrar valores apropiados de los parámetros del sistema que mantengan su funcionamiento dentro de límites permitidos. Esto obliga necesariamente al uso de técnicas de diseño de ensayo y error propiamente dichas.

Una alternativa consiste en establecer un índice de desempeño, el cual es una medida cuantitativa del desempeño global del sistema y se elige de manera que resalten las características importantes del mismo. Es decir, en lugar de establecer un conjunto de especificaciones de desempeño, ahora se establecerá, en base a ese conjunto, una sola característica de desempeño, la cual también se conoce como figura de mérito, que de ser satisfecha por el diseño asegurará que se tenga un sistema que funcione en forma adecuada.

La utilización del índice de desempeño en el diseño de sistemas tiene lugar tanto en el diseño analítico como en el diseño óptimo, en ambos casos, el objetivo es ajustar los parámetros del sistema o compensarlo de manera que el índice de desempeño alcance un valor extremo, generalmente un mínimo. Un sistema diseñado con la técnica de diseño óptimo se le da el nombre de sistema de control óptimo y se puede asegurar que es el mejor sistema que se puede diseñar en base al índice de desempeño establecido.

Los requerimientos básicos del índice de desempeño son:

- a) Para un índice particular: el ajuste óptimo de los parámetros debe ser claramente distinguible del ajuste no óptimo.

- b) Debe ser función de los parámetros del sistema y debe proporcionar un máximo o un mínimo.
- c) Debe proporcionar un único número positivo o cero.
- d) Debe ser fácil de calcular, analítica o experimentalmente

Comúnmente se especifica el índice de desempeño en función de la señal de error, de este modo se tienen cuatro índices básicos en términos de la señal de error, los cuales se tratan a continuación.

Integral del Error Cuadrático (IEC).- Este índice se define en forma matemática como:

$$IEC = \int_0^T e^2(t) dt \quad \dots\dots\dots(III-37)$$

donde: $e(t)$ es la señal de error.

T es el tiempo finito de estado estacionario, generalmente se toma como el tiempo de asentamiento t_s .

El índice IEC distinguirá entre los sistemas esencialmente sobreamortiguados y esencialmente amortiguados, por lo que la integral en su valor mínimo resulta para un valor convenido de la amortiguación. Este índice dá gran peso a los errores grandes y poco peso a los errores pequeños, por lo que no es muy selectivo pero se adapta fácilmente para mediciones prácticas. Este índice es conveniente matemáticamente para propósitos analíticos y de

cálculo.

Integral del Error Absoluto (IEA).- Está definido matemáticamente como:

$$IEA = \int_0^T |e(t)| dt \quad \dots\dots\dots(III-38)$$

Este índice es particularmente útil para estudios de simulación en computadoras analógicas, por lo que es uno de los índices de mayor aplicación. Con el no se pueden optimizar ni los sistemas altamente subamortiguados ni los altamente sobreamortiguados. Un sistema óptimo basado en este índice es un sistema con razonable amortiguamiento y con una satisfactoria característica de respuesta transitoria. Su selectividad no es muy buena, y no puede evaluarse fácilmente (de ahí que se utilice generalmente la computadora analógica). Un mínimo de este índice está directamente relacionado con un mínimo consumo de combustible en sistemas espaciales.

Integral del Tiempo multiplicado por el Error Absoluto (ITEA).- Este índice se define matemáticamente como:

$$ITEA = \int_0^T t |e(t)| dt \quad \dots\dots\dots(III-39)$$

Este índice da poco peso a los errores iniciales en la respuesta a un escalón y a los errores que se producen más tarde

los penaliza severamente. Un sistema diseñado en base a este Índice tiene la característica de que el máximo sobrepaso en la respuesta transitoria es pequeño y las oscilaciones posteriores a él son amortiguadas en buena forma. Este criterio brinda una buena selectividad y constituye una mejora respecto al índice IEA. Es difícil de evaluar analíticamente pero se le puede medir fácilmente en forma experimental.

De acuerdo con lo anterior, el índice ITEA ha sido propuesto para reducir la contribución del gran error inicial al valor de la integral de funcionamiento, así como para destacar los errores que ocurren después en la respuesta a un escalón.

Integral del Tiempo multiplicado por el Error Cuadrático (ITEC).- Matemáticamente se define como:

$$\text{ITEC} = \int_0^T t e^2(t) dt \quad \dots\dots\dots(\text{III-40})$$

En este índice, al igual que en todos los anteriores, el sistema óptimo es el que le dá valor mínimo a esta integral. Tiene una característica tal que la respuesta al escalón del sistema a un error inicial grande, tiene poco peso, mientras los errores finales tienen gran peso sobre el índice. Este índice tiene mejor selectividad que el IEC.

Aparte de los índices de funcionamiento descritos anteriormente, existen otros más en lo que no se incluye el error del sistema $e(t)$, sino que intervienen otros aspectos tales como la rapidez de funcionamiento, el rendimiento, la economía, etc., que se utilizan generalmente en el diseño óptimo.

CAPITULO IV

TECNICAS DE DISEÑO DE SISTEMAS.

CAPITULO IV

TECNICAS DE DISEÑO DE SISTEMAS.

En los capítulos anteriores se han proporcionado conceptos relacionados con el diseño de sistemas de control, así como también, se establecieron las relaciones matemáticas que son de gran utilidad en el diseño de sistemas de control. De la información presentada se puede resaltar la importancia de la compensación de sistemas, que en sí misma reúne las características propias del diseño en Ingeniería de Control.

En el capítulo I (apartado B) se mencionaron algunos detalles sobre las técnicas de diseño de sistemas de control de acuerdo al desarrollo a través de los años de esta actividad dentro de la Ingeniería de Control. Ahora, en el presente se proporciona con mayor detalle la clasificación de dichas técnicas, introduciendo su significado y las diferencias entre sí, con lo cual se busca ofrecer un mejor panorama sobre el diseño de sistemas de control y de esta forma entender plenamente el procedimiento de diseño en Ingeniería de Control en general y del procedimiento de diseño de sistemas de control por ensayo y error en particular.

Precisamente, en el apartado B de este capítulo se proporciona la forma de diseñar compensadores analógicos mediante las técnicas de ensayo y error, para lo cual se utilizarán los

diagramas semilogarítmicos de Bode y el Lugar Geométrico de las Raíces (LGR). La utilización de estas herramientas se debe a que, tal como quedó establecido en la introducción al capítulo II, éstas representan las armas para atacar el problema de diseño de sistemas de control mediante las técnicas de ensayo y error. Los compensadores a diseñar son de los tipos vistos y tratados en el capítulo II: de adelanto de fase, de atraso de fase y de adelanto-atraso de fase.

Posteriormente, en el apartado C se proporciona el procedimiento de diseño de sistemas analógicos, el cual es el conjunto de pasos a seguir para obtener como resultado final un sistema cuyo funcionamiento se mantenga dentro de un rango aceptable para la realización de una tarea específica.

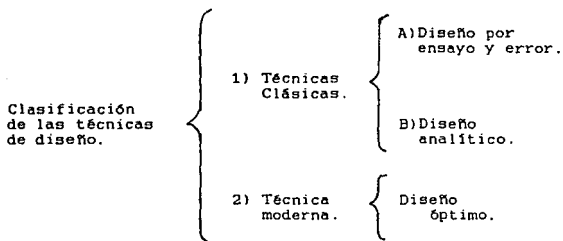
Finalmente, en el apartado D se hacen algunas observaciones sobre el diseño de compensadores digitales (controladores). Buscando solamente con esto proporcionar una punto de partida para la comparación del diseño de sistemas analógicos con el diseño de sistemas digitales.

La importancia del presente capítulo radica principalmente en el hecho de que en él se conjuntan los conceptos vistos en los capítulos anteriores para dar paso al establecimiento de un procedimiento de diseño de sistemas de lineales general que pueda

ser fácilmente aplicado por los estudiantes que manejen los conceptos básicos de Ingeniería de Control, y que de este modo relacionen los conceptos aprendidos, no solamente sobre Control, sino también en otras Areas de la Ingeniería, con aplicaciones directas en la práctica, tratando de despertar así en ellos el interés.

IV.A. Clasificación de las técnicas de diseño.

En el capítulo I se mencionó que existen diferentes técnicas de diseño de sistemas dentro de la Ingeniería de Control. Una clasificación de estas técnicas se presenta en el cuadro IV.1.



Cuadro IV.1.- Clasificación de las técnicas de diseño de sistemas.

La clasificación mostrada nos ayuda también a establecer algunas diferencias que existen entre lo que se ha llamado Control Clásico y Control Moderno, que se fundamentan, como es de suponerse, en los conceptos teóricos que emplean para el análisis de los sistemas. De ahí que se pueda hacer la división entre técnicas de diseño clásicas y técnicas de diseño modernas.

De acuerdo con la clasificación establecida, se pueden distinguir básicamente tres técnicas de diseño que son: diseño por ensayo y error, diseño analítico y diseño óptimo. Las técnicas de ensayo y error y las analíticas se consideran técnicas de diseño clásicas, mientras que el diseño óptimo es considerado como diseño moderno.

El diseño clásico se lleva a cabo tanto en el dominio de la frecuencia como en el plano complejo s . Las herramientas utilizadas son: el diagrama de Bode (de magnitud y fase), la Carta de Nichols, el Lugar Geométrico de las Raíces (LGR), etc.. Algunas veces también se utiliza el lugar de Nyquist con el fin de apreciar las características de desempeño del sistema, pero en la práctica rara vez se utiliza para el diseño de sistemas, dando preferencia al diagrama de Bode, debido a éste es más fácil de construir permite hacer modificaciones sobre las gráficas de respuesta en frecuencia directamente. El diseño clásico se caracteriza en primer lugar porque se fija la configuración del

sistema a diseñar. esto es, el Ingeniero en Control debe escoger una configuración del sistema conveniente, por ejemplo, un sistema con compensación en paralelo o en serie, y después determinar la función de transferencia del compensador. Aquí se puede ver que la selección adecuada de la configuración del sistema compensado, así como los elementos que compondrán el compensador dependen en gran medida de la experiencia e inventiva del diseñador.

En el diseño moderno se utilizan términos como variables de estado, ecuaciones de estado, matriz de transición, método de Liapunov, programación dinámica, etc.. En este caso se realiza el diseño del compensador sin haber escogido una configuración específica previamente, por lo que, una vez determinada la función de transferencia del sistema total existe la flexibilidad de poder escoger la configuración apropiada. El diseño moderno elimina las incertidumbres ligadas a las técnicas de diseño clásico.

A continuación se proporciona una breve descripción de las técnicas de diseño analítico y diseño óptimo. El diseño por ensayo y error, dado que es el tema principal del presente trabajo, será tratado plenamente en el apartado B de este capítulo.

Por lo que respecta al diseño analítico se tiene que en la

actualidad la asignación del término "analítico" a estas técnicas de diseño es muy desafortunada, dado que se puede tener la idea errónea de que otras técnicas no son analíticas. El término fué adoptado antes del desarrollo del diseño óptimo y actualmente se encuentra muy arraigado en la mente de la gente relacionada con la Ingeniería en Control.

El punto de partida del diseño analítico es la especificación de una figura de mérito o índice de desempeño. El índice más comúnmente utilizado es el IEC (Integral del Error Cuadrático), pero no es el único que se puede utilizar, ya en el capítulo III se tartaron algunos índices de desempeño. Debido a la utilización de estos índices, esta técnica es semejante al diseño óptimo, sin embargo existen algunas diferencias; mientras que el diseño óptimo no establece restricciones sobre la configuración del sistema, en el diseño analítico se deben obedecer ciertamente las restricciones en este aspecto. Generalmente, en el diseño analítico se escoge la misma configuración que se utiliza en el diseño por ensayo y error. A continuación se presentan brevemente los pasos a seguir en el diseño de sistemas utilizando las técnicas analíticas.

- 1) Se parte de las especificaciones de desempeño establecidas y se agrupan en un índice de desempeño.
- 2) Se establece la configuración del sistema a compensar.

por ejemplo una compensación en serie como se muestra en la figura IV.1.

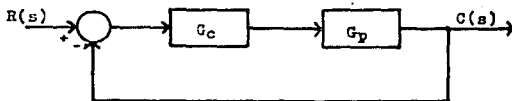


Figura IV.1.- Diagrama a bloques de un sistema de control compensado en serie.

3) Se elige el índice de desempeño. por ejemplo el IEC el cual está dado matemáticamente como:

$$IEC = \int_0^T e^2(t) dt \quad \dots\dots\dots(IV-1)$$

donde:

$e(t)$ = señal de error, la cual se obtiene del diagrama de la figura IV.1 como:

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

sustituyendo esta expresión en (IV-1) se tiene:

$$IEC = \int_0^T \{r(t) - c(t)\}^2 dt$$

- 4) Se determina la función de transferencia de malla cerrada del sistema compensado $F(s)$ de tal manera que se incluya el índice de desempeño optimizado. En la optimización del índice de desempeño se busca generalmente el valor mínimo de la integral obtenida respecto a uno de los parámetros del sistema.

Los pasos 2) y 3) son bastante simples, las dificultades del procedimiento se encuentran en el paso 4), esto se debe a que se tiene una ecuación que incluye una integral, la cual no es fácil de resolver. además, aún cuando se obtiene la solución de dicha ecuación, solo se puede conocer la función de transferencia de malla cerrada $F(s)$, quedando todavía el problema de selección y realización física del compensador que proporcione la función $F(s)$ buscada.

La fijación de la configuración del sistema simplifica enormemente la utilización de las técnicas de diseño analíticas, debido a que el problema se reduce entonces a la búsqueda de los valores de los parámetros del compensador, a fin de que éste cumpla con la función optimizada del sistema compensado.

Tal como se dijo anteriormente, tanto las técnicas de diseño por ensayo y error como las analíticas no conducen a sistemas

óptimos. Ambos diseños pueden conducir a soluciones de la misma configuración pero los valores de los parámetros del compensador pueden ser diferentes, de este modo, comparando los valores relativos de ambos tipos de diseño sobre la base de las especificaciones de desempeño que utilizan y la complejidad matemática que requieren, se decidirá cual es el diseño más aceptable.

Las técnicas de diseño analíticas no han tenido gran utilización, ya que se le asigna como inconveniente principal el alto precio de la complejidad matemática que se debe pagar por la dudosa ganancia en cuanto al funcionamiento del sistema. La sensación generalizada es que si se emplean métodos matemáticos complejos en el diseño de sistemas de control, se anda el camino hacia la obtención de un sistema óptimo, es decir, que se obtiene máximo éxito posible, lo cual en el diseño analítico no sucede, ya que a pesar de utilizar herramientas puramente matemáticas no se tiene la certeza de que el producto final del diseño sea el óptimo.

La tendencia moderna en la Ingeniería en Control se inclina hacia una complejidad mayor, debido principalmente a las necesidades establecidas para la realización de tareas cada vez más complicadas y de mayor exactitud. Los sistemas de control complejos pueden tener múltiples entradas y múltiples salidas,

además pueden ser no lineales en alto grado y variables con el tiempo. En estos casos, las técnicas de diseño clásico fallan totalmente. Como respuesta a las crecientes exigencias respecto al desempeño de los sistemas de control y gracias a la utilización de las computadoras, se desarrolló la teoría del Control Moderno, que significó un nuevo empuje para el análisis y diseño de sistemas.

El diseño óptimo, que como se dijo anteriormente, se basa en la teoría del Control Moderno. Es el método de diseño más directo. Su punto de partida, al igual que en el diseño analítico, es un índice de desempeño, el cual debe incorporar tan adecuadamente como sea posible todos los factores de importancia que influyen en el funcionamiento del sistema. Este método se basa en el concepto de estado, en lugar de la función de transferencia como los métodos de diseño clásicos, por lo tanto, el índice de desempeño debe expresarse como una función escalar de los vectores de estado $\bar{x}(t)$ y de entrada $\bar{u}(t)$, es decir:

$$I = \int_0^T F(\bar{x}, \bar{u}) dt \quad \dots\dots\dots (IV-2)$$

Los únicos impedimentos impuestos sobre la solución son las restricciones físicas de la magnitud de los componentes de $\bar{x}(t)$ y $\bar{u}(t)$. Es decir, no se hacen aseveraciones iniciales sobre la configuración del sistema a diseñar ni en cuanto a los

lineamientos de la estrategia de control a utilizar.

En base a las imposiciones sobre su magnitud, una solución $u(t)$ es buscada a fin de optimizar el índice de desempeño I elegido, para esto se debe conocer:

1.- La ecuación de estado del sistema:

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, \bar{u})$$

2.- La ecuación de salida:

$$\bar{y} = f(\bar{x}, \bar{u})$$

3.- Los estados inicial y final, $\bar{x}(0)$ y $\bar{x}(t_f)$ respectivamente.

4.- El índice de desempeño I , el cual es muy importante, y en grado elevado determina la naturaleza del control resultante. Este control resultante puede ser no lineal en alto grado, variable o invariable con el tiempo, según la forma del índice de desempeño elegido. Por lo tanto, y dado que el diseñador formula este índice basado en los requerimientos del sistema, la naturaleza del sistema resultante está influenciada por el diseñador. Entre las ventajas que ofrece el diseño óptimo se pueden mencionar las siguientes:

- a) Proporciona la única solución que es verdaderamente óptima.
- b) Incorpora todas las ventajas de la computadora digital en el diseño de sistemas, de manera que el trabajo de cálculo lo realiza ésta, dejando más tiempo al diseñador para que se dedique a problemas de interpretación analítica.
- c) Puede aplicarse perfectamente a sistemas no lineales y variables con el tiempo.
- d) Es el único método que puede manejarse con mayor éxito en sistemas de entradas y salidas múltiples.

Debido al carácter evidentemente matemático del diseño óptimo, en algunas ocasiones el índice de desempeño elegido no es fácil de interpretar de manera práctica. Esto ha provocado que se discuta dentro del diseño óptimo el conflicto entre la posibilidad analítica y la utilidad práctica en la selección del índice de desempeño. Lo ideal sería que este índice se originara no desde un punto de vista matemático, sino de uno práctico. Sin embargo, en general, la selección del índice de desempeño involucra un compromiso entre la evaluación significativa del funcionamiento del sistema y un problema matemático manejable.

A continuación se tratarán a fondo las técnicas de diseño por ensayo y error de sistemas analógicos.

IV.B. Diseño por ensayo y error de compensadores analógicos.

La técnica de diseño de sistemas por ensayo y error es la más antigua y muy popular todavía. Aún hoy en día algunos de los sistemas son diseñados mediante esta técnica exclusivamente, por lo que los Ingenieros en Control deben estar familiarizados con ella.

En el presente apartado se tratará con detalle la técnica de diseño por ensayo y error. La característica básica de esta técnica es que los principios de diseño básicos están fundamentados sobre el establecimiento elaborado pero subóptimo de las especificaciones de desempeño únicamente del tipo descrito por las respuestas frecuencial y temporal. El diseñador busca en este caso satisfacer todos los requerimientos del sistema eligiendo un sistema compensado por ensayo. Esta selección está basada generalmente en la experiencia, intuición y sentido común del Ingeniero en Control, y se establece sobre una configuración lineal, procediendo el diseñador a verificar el funcionamiento del sistema mediante análisis lineal. Si el sistema no cumple con

las especificaciones de desempeño establecidas, el diseñador se ve forzado a reencaminar su diseño, y tal vez cambie la configuración o reajuste parámetros, y, finalmente verifique de nueva cuenta el funcionamiento del sistema analizándolo. Si el diseñador es muy experimentado, o tiene gran intuición, o bien es muy afortunado, este proceso de ensayo converge rápidamente hacia una solución aceptable del sistema diseñado.

Si por el contrario, el diseñador trabaja sobre un inicio desafortunado, el proceso de ensayo nunca converge, ni aún después de haber probado diferentes configuraciones. Esto significa que el diseñador pudo haber caído dentro de uno de los principales obstáculos de esta técnica, como lo es el establecimiento de especificaciones de desempeño ambiguas o contradictorias entre sí. Es decir, es muy probable que una de las especificaciones establecidas no pueda ser satisfecha por un sistema físicamente realizable o bien esté en contradicción con alguna otra especificación. Esto puede traer como consecuencia que el diseñador, quien no sabe si el error es suyo al resolver el problema o se haya en las especificaciones de desempeño, caiga en una situación frustrante.

De lo anterior se intuye la importancia que tiene el establecimiento de las especificaciones de desempeño en forma adecuada, tal como se estableció en el capítulo III.

Por otro lado, y esto explica la popularidad de esta técnica, si las especificaciones de desempeño son establecidas correctamente, ninguna otra técnica proporcionará una solución aceptable con menor esfuerzo analítico. En la figura IV.2 se representa el procedimiento a seguir en esta técnica de diseño mediante un diagrama de flujo.

Es importante recordar que una de las herramientas más poderosas en el diseño por ensayo y error es la computadora analógica, dado que la parte del proceso de diseño que consume mayor tiempo es la verificación del cumplimiento de las especificaciones de desempeño toda vez que se han reajustado los parámetros del sistema compensado. Esta verificación puede ser hecha en unos pocos minutos utilizando la computadora analógica, lo que permite verificar varios diseños en corto tiempo. Particularmente es posible una verificación rápida si la computadora está provista de integradores rápidos y modo de operación repetitiva y si las respuestas obtenidas son graficadas directamente en papel o bien almacenadas electrónicamente en osciloscopio con memoria o de alta persistencia. Ya en el capítulo I se proporcionó mayor información sobre el papel de las computadoras en el diseño de sistemas.

Entre las ventajas que ofrece la utilización de la técnica de diseño por ensayo y error se encuentran las siguientes:

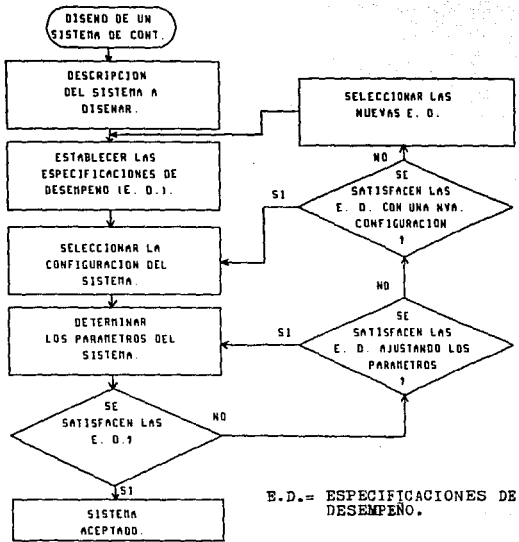


Figura IV.2.- Diagrama de flujo del proceso de diseño mediante las técnicas de ensayo y error.

- 1.- Las herramientas matemáticas que utiliza son relativamente simples.
- 2.- Tiene acumulada una vasta experiencia de utilización.
- 3.- Se adapta perfectamente para usarla junto con la computadora analógica.
- 4.- El diseño lineal comúnmente es aceptado.

Entre las desventajas que presenta esta técnica se encuentran las siguientes:

- 1.- Existe la posibilidad de establecer especificaciones de desempeño ambiguas o contradictorias entre sí.
- 2.- Es apropiada solamente para sistemas de una entrada y una salida.
- 3.- El sistema así diseñado no es el óptimo.

Habiendo definido la técnica de diseño por ensayo y error se procede a presentar la forma en que se aplica para el diseño de compensadores de los diferentes tipos.

IV.B.1. Diseño de compensadores de adelanto de fase.

En el capítulo II se trató tanto la definición como las características propias de los compensadores de adelanto de fase. En el presente apartado se expondrá la forma en que se diseñan estos compensadores mediante la técnica de ensayo y error. Tal diseño se llevará acabo utilizando, primero los diagramas de Bode y luego el Lugar geométrico de las Raices, cuya aplicación dependerá de las especificaciones de desempeño establecidas y las características del sistema original.

IV.B.1.a.- Diseño de compensadores de adelanto de fase aplicando los diagramas de Bode (semilogarítmicos).

La utilización de los diagramas de Bode como herramienta en el diseño de compensadores de adelanto de fase se recomienda para cuando se especifica el margen de ganancia M_g , el margen de fase M_f y el error estacionario como especificaciones mínimas. A continuación se lleva acabo la ejecución de una serie de pasos a un ejemplo en particular a fin de ilustrar la aplicación de esta herramienta.

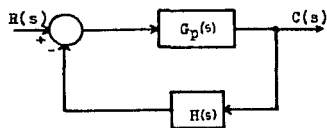
El problema consiste en diseñar un compensador de adelanto de fase para un sistema que tiene la configuración original

mostrada en la figura IV.3. Las especificaciones de desempeño establecidas son:

$M_g > 10$ dB

$M_f > 50$

Constante de error de posición $k_p = 20$



Dónde:

$$G_p(s) = \frac{K}{(s+1)(s+2)}$$

$$H(s) = 1$$

Figura IV.3.- Diagrama a bloques del sistema para el ejemplo de diseño del compensador de adelanto de fase.

El procedimiento a seguir es el siguiente:

Nota: Se elige la compensación en serie dado que es la más utilizada.

- 1.- Determinar la ganancia en malla abierta del sistema (K) de manera que se satisfagan los requisitos del valor del error estático establecido.

De la información proporcionada en la figura IV.3 se obtiene que:

$$G_p(s)H(s) = \frac{K}{(s+1)(s+2)} \dots\dots\dots (IV-3)$$

sustituyendo la expresión (IV-3) en (III-7) se tiene:

$$k_p = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K}{(s+1)(s+2)}$$

resolviendo:

$$k_p = K/2$$

despejando K y sustituyendo el valor establecido de k_p se tiene:

$$K = 2k_p = 2(20)$$

$$K = 40$$

- 2.- Trazar los diagramas semilogarítmicos de magnitud y fase (diagramas de Bode) para la función de transferencia de malla abierta, considerando el valor de la ganancia K obtenido en el punto anterior.

Los diagramas de Bode se pueden apreciar en las figuras IV.4

a) y b).

- 3.- Obtener los márgenes de fase y magnitud a partir de los diagramas de Bode.

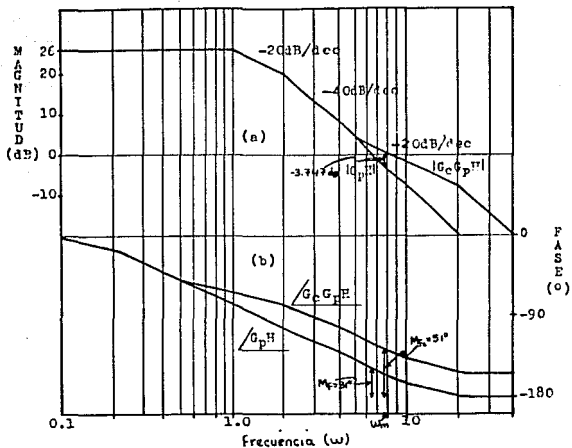


Figura IV.4.- Diagramas semilogarítmicos para el diseño del compensador de adelanto de fase.

De los diagramas de la figura IV.4 se obtiene:

$$M_f = 31^\circ$$

$$M_g = \infty \text{ dB}$$

4.- Permitiendo un pequeño margen de seguridad (se recomienda de 5°), determinar el adelanto de fase adicional necesario ϕ_m .

Dado que el margen de fase del sistema original es de 31° y se desea que por lo menos sea de 50° , el ángulo de fase máximo del compensador ϕ_m será de por lo menos 19° , es decir:

$$\phi_m = 50^\circ - 30^\circ = 19^\circ$$

Añadiendo 5° como margen de seguridad se tiene finalmente que:

$$\phi_m = 24^\circ$$

5.- Se calcula la constante α mediante la ecuación (II-4), la cual se reescribe a continuación:

$$\phi_m = \text{Sen}^{-1} \left(\frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \right)$$

despejando a α :

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

sustituyendo el valor de ϕ_m determinado en el paso anterior:

$$\alpha = \frac{1 - \text{Sen}(24^\circ)}{1 + \text{Sen}(24^\circ)}$$

$$\alpha = 0.422$$

- 6.- Calcular la frecuencia a la cual se obtiene el ángulo de defasamiento máximo obtenido en el punto 5. Esta frecuencia es ω_m y es la nueva frecuencia de cruce con 0 dB del diagrama de magnitud.

De la figura II-5 se puede observar que a la frecuencia ω_m , el compensador de adelanto de fase tiene una magnitud de $-10\log(1/\alpha)$, que para este caso vale:

$$-10\log(1/0.422) = -3.747 \text{ dB}$$

Conociendo lo anterior, se busca en el diagrama de magnitud de la figura IV.4 la frecuencia a la cual se tiene una magnitud de -3.747 dB, la cual será ω_m . Para este caso se tiene:

$$\omega_m = 7.8$$

- 7.- Conociendo el valor de α y ω_m se determinan los valores para las frecuencias de corte del polo y del cero para el compensador.

Del apartado B del capítulo II se sabe que:

$$\omega_z = \frac{1}{p} \quad ; \quad \text{frecuencia de corte para el cero.}$$

$$\omega_p = \frac{1}{p} \quad ; \quad \text{frecuencia de corte para el polo.}$$

Por otro lado, de la expresión (II-3B) se tiene que:

$$w_m = \frac{1}{\sqrt{\alpha} P}$$

despejando a P:

$$P = \frac{1}{\sqrt{\alpha} w}$$

sustituyendo el valor de α y w_m se tiene:

$$P = 0.1974$$

de este modo:

$$w_z = 5.067$$

$$w_p = 12$$

además:

$$\frac{1}{\alpha} = 2.37$$

8.- Dibujar los diagramas semilogarítmicos de magnitud y fase del sistema compensado con el fin de comprobar que se cumplen las especificaciones establecidas. En caso de que no se cumplan, se deben repetir los pasos anteriores para para un nuevo valor de ζ_m .

Los diagramas semilogarítmicos del sistema compensado se pueden observar también en la figura IV.4. a) y b). De esos

diagramas se puede establecer que:

$$M_f = 51^\circ$$

$$M_g = \omega \text{dB}$$

Por lo tanto si se cumplen las especificaciones de funcionamiento requeridas.

- 9.- Si se satisfacen todas las especificaciones de desempeño establecidas, se forma la función de transferencia del compensador a partir de α y P.

En este caso se tiene:

$$G_{CAD}(s) = 2.37 \left[\frac{(s + 5.067)}{(s + 12.0)} \right]$$

El valor de 2.37 corresponde a $1/\alpha$ que es el valor que se debe agregar a la ganancia del amplificador con el objeto de tomar en cuenta la atenuación introducida por α y cumplir con el error estático establecido en las especificaciones de desempeño.

- 10.- Con la función de transferencia del compensador se puede obtener la función de transferencia del sistema total. Este modelo matemático del sistema así diseñado puede utilizarse para apreciar su funcionamiento mediante simulación en computadora analógica.

Para el ejemplo, la función de transferencia del sistema compensado queda de la siguiente forma:

$$F(s) = \frac{G_{CAD}(s)G_p(s)}{1 + G_{CAD}(s)G_p(s)}$$

Sustituyendo las expresiones correspondientes y reduciendo se tiene:

$$F(s) = \frac{94.8(s + 5.067)}{(s + 12)(s + 1) + 94.8(s + 5.067)}$$

El diagrama a bloques del sistema compensado se muestra en la figura IV.5.

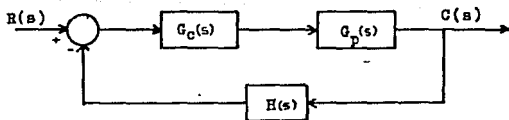


Figura IV.5.- Diagrama a bloques del sistema compensado por adelanto de fase.

IV.B.1.b.- Diseño de compensadores de adelanto de fase aplicando el Lugar Geométrico de las Raíces (LGR).

La aplicación del LGR se recomienda para el diseño de compensadores, cuando las especificaciones de desempeño están dadas en términos de magnitudes en el dominio del tiempo como son, el máximo sobrepaso (M_{sp}), tiempo de levantamiento (t_r), tiempo de asentamiento (t_s), frecuencia natural (ω_n), etc. Todas estas especificaciones fueron tratadas en el capítulo III.

Considerando un problema de diseño en el cual el sistema original presenta características indeseables en su respuesta transitoria y que dichas características no pueden ser eliminadas ajustando simplemente el valor de la ganancia; se hace necesario modificar la estructura del sistema original. Una forma de realizar esta modificación consiste en alterar la curva del LGR en la amplia vecindad comprendida entre el origen y el eje "jw" del plano complejo s, de manera que los polos dominantes de malla cerrada queden ubicados en las posiciones deseadas.

Al igual que en el ejemplo anterior, la aplicación del LGR se llevará a cabo paso a paso y sobre un ejemplo en particular.

El problema consiste en diseñar un compensador de adelanto de fase para que el sistema cuyo diagrama a bloques se muestra en

la figura IV.6 tenga un máximo sobrepaso del 9.5% y un tiempo de asentamiento menor o igual a 1.25 segundos.

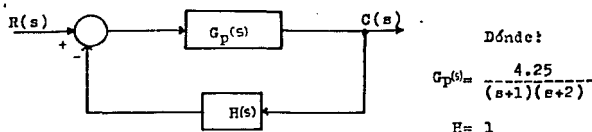


Figura IV.6.- Diagrama a bloques del sistema para el diseño del compensador de adelanto de fase.

1.- Obtener el LGR del sistema original.

En este caso la ecuación característica del sistema es:

$$1 + \frac{K}{(s+1)(s+2)} = 0 \quad \text{donde originalmente } K = 4.25$$

El diagrama del LGR para este sistema se muestra en la figura IV.7. Las raíces de malla cerrada del sistema original son:

$$s_{1,2} = -1.5 + 2j$$

donde, según la expresión (III-11) se tiene que:

$$\zeta = 0.6$$

$$\omega_n = 2.5$$

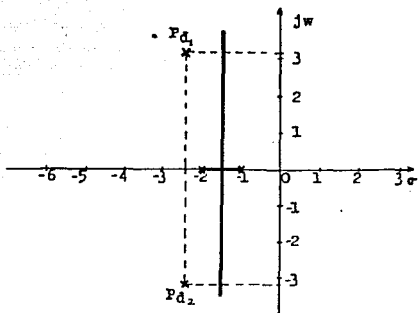


Figura IV.7.- Diagrama del LGR para el sistema original de la figura III.6.

2.- En base a las especificaciones de desempeño establecidas, se determina la localización adecuada de las raíces dominantes en el LGR original.

De las especificaciones establecidas se obtienen los valores de ζ y ω_n , debido a que en base a estos parámetros se pueden establecer las posiciones de las raíces deseadas. Ya en el capítulo III se proporcionaron las relaciones entre el máximo sobrepaso (Mps) y el tiempo de asentamiento (t_s) respecto al

coeficiente de amortiguamiento (ζ) y la frecuencia natural (w_n), respectivamente. Aplicando dichas relaciones se tiene que los valores deseados son:

$$\zeta_d = 0.6$$

$$w_{n_d} = 4.0$$

Por lo tanto la ubicación de los polos deseados de malla cerrada son:

$$P_{d,1,2} = -2.4 + 3.2j$$

3.- Verificar si la posición deseada de las raíces puede ser obtenida sin necesidad del compensador.

Comparando numéricamente los valores originales y los valores deseados, se aprecia que el coeficiente de amortiguamiento ζ cumple con la restricción establecida, no así la frecuencia natural w_n . El valor deseado de w_n se puede obtener aumentando la ganancia K , pero al hacer esto, el valor de ζ disminuye, por lo tanto, se concluye que ajustando simplemente la ganancia no se pueden obtener los valores deseados de ζ y w_n simultáneamente, por lo tanto se hace necesario compensar el sistema.

4.- En caso de ser necesario el compensador, se debe

calcular el ángulo ϕ faltante para cumplir con la condición de ángulo de fase en el LGR.

Primero se halla la suma de los ángulos en la posición deseada para uno de los polos dominantes de malla cerrada considerando los polos y ceros de malla abierta del sistema original y se determina el ángulo necesario para que la suma total de ángulos sea de 180° . Este ángulo faltante lo debe proporcionar el compensador de adelanto de fase, si este ángulo es muy grande, puede ser necesario agregar dos o más redes de adelanto en lugar de una sola. Lo anterior se puede establecer de la siguiente forma:

$$\angle G_p(s)H(s) \Big|_{s=\text{polo deseado}} + \phi = +180^\circ$$

para nuestro ejemplo se tiene:

$$\begin{aligned} \angle G_p(s)H(s) \Big|_{s=-2.4+3.2j} + \phi &= \angle 4.25 - \angle -1.4+3.2j - \angle -0.4+3.2j \\ &= 0 + 66.37^\circ + 82.875^\circ = 149.244^\circ \end{aligned}$$

por lo tanto:

$$\phi = 180^\circ - 149.244^\circ$$

$$\phi = 30.756^\circ$$

5.- Determinar la posición del polo y del cero del compensador de adelanto de fase, cuya función de

transferencia tiene la forma de la expresión II-1, la cual se reproduce a continuación:

$$G_{CAD}(s) = \frac{(s + 1/P)}{(s + 1/\alpha P)} \quad \text{con } \alpha < 1$$

En otras palabras, se deben obtener los valores de α y P , para lo cual se debe seguir el siguiente proceso el cual se ilustra gráficamente en la figura IV.8:

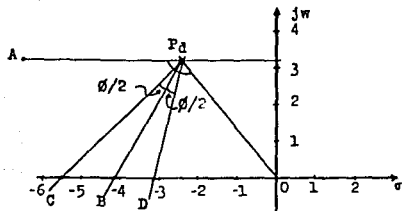


Figura IV.8.- Representación gráfica del proceso para la determinación de la ubicación del polo y del cero del compensador de adelanto de fase.

- Trazar una línea horizontal que pase por el punto P , que es la posición deseada de uno de los polos de mallá cerrada (línea $P_D \bar{A}$)
- Trazar una línea que una al punto P con el origen del

plano complejo s (línea $\overline{P_d O}$).

c. Trazar la bisectriz del ángulo formado por las rectas $\overline{P_d A}$ y $\overline{P_d O}$ (línea $\overline{P_d B}$).

d. Trazar rectas que formen ángulos de $\pm\theta/2$ respecto a la bisectriz $\overline{P_d B}$ (líneas $\overline{P_d C}$ y $\overline{P_d D}$), donde θ es el ángulo determinado en el paso 4.

Las intersecciones de $\overline{P_d C}$ y $\overline{P_d D}$ con el eje real negativo dan la ubicación deseada del polo y del cero del compensador de adelanto de fase. De la figura IV.8 se obtiene que el polo del compensador para este ejemplo está dado como:

$$\omega_p = -1/\alpha P = -5.5$$

mientras que para el cero se tiene:

$$\omega_z = -1/P = -3.15$$

despejando α :

$$\alpha = \frac{1}{(5.5)P} = 0.57$$

Por lo tanto la función de transferencia del compensador de adelanto de fase es la siguiente:

$$G_{CAD}(s) = \frac{(s + 3.15)}{(s + 5.5)}$$

6.- Calcular la ganancia de malla abierta K para la posición deseada de las raíces. En base a este valor se puede determinar el error en estado estacionario.

La ganancia de malla abierta K se puede determinar a partir de la condición de amplitud del LGR del sistema compensado, la cual tiene la siguiente forma:

$$\left| G_{CAD}(s)G_p(s)H(s) \right|_{s=p_j} = 1$$

sustituyendo las expresiones para cada una de las funciones de transferencia se tiene:

$$\frac{|(s + 3.15)| K}{|(s + 5.5)| |(s + 1)| |(s + 2)|} \Big|_{s = -2.4 + 3.2j} = 1$$

desarrollando la expresión y despejando a K se tiene:

$$K = \frac{(4.455)(3.493)(3.225)}{(3.287)}$$

$$K = 15.268$$

Para este valor de K, el tercer polo de malla cerrada del sistema compensado es:

$$s = -3.689$$

El LGR del sistema compensado se muestra en la figura IV.9.

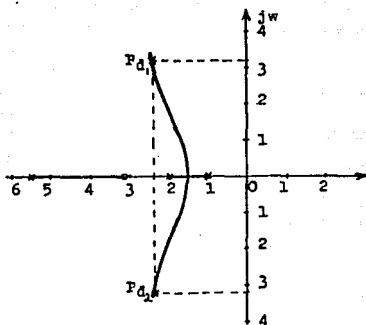


Figura IV.9.- Diagrama del LGR del sistema compensado por adelanto de fase.

- 7.- Verificar si el sistema compensado cumple con las especificaciones establecidas, para lo cual es de gran ayuda el uso de la computadora analógica para simular el sistema.

En caso de que las especificaciones de desempeño no sean satisfechas, se deben repetir los pasos anteriores ajustando tanto el polo como el cero del compensador hasta que se tenga un funcionamiento aceptable.

IV.B.2.- Diseño de compensadores de atraso de fase.

El objetivo principal de un compensador de atraso de fase es provocar atenuación en el rango de alta frecuencia para dar a un sistema suficiente margen de fase. En este tipo de compensadores, la característica de retardo de fase no tiene gran importancia. Ya en el capítulo II se mencionaron las características de estos compensadores, en el presente apartado se establecerá la forma de diseñarlos mediante técnicas de ensayo y error.

Al igual que en el caso de los compensadores de adelanto de fase, el diseño de compensadores de atraso de fase se explicará utilizando primero los diagramas semilogarítmicos de magnitud y fase en función de la frecuencia (diagramas de Bode) y posteriormente utilizando el Lugar Geométrico de las Raíces (LGR).

IV.B.2.a.- Diseño de compensadores de atraso de fase aplicando diagramas de Bode.

A continuación se presentan los pasos a seguir para diseñar compensadores de atraso de fase utilizando los diagramas de Bode, este proceso se aplica directamente a un ejemplo a fin de ilustrar su aplicación.

El problema consiste en diseñar un compensador de atraso de fase para un sistema cuya función de transferencia de malla abierta es la siguiente:

$$G_p(s)H(s) = \frac{K}{s(s+1)(s+2)}$$

de manera que el sistema cumpla con las especificaciones de desempeño siguientes:

constante de error de velocidad $K_v = 5$

Margen de fase $M_f \geq 40^\circ$

Margen de ganancia $M_g \geq 10$ dB

1.- Determinar la ganancia de malla abierta K de manera que se satisfagan los requisitos del error estático.

De la ecuación (II-8) se tiene que el error estático de velocidad es:

$$e_{ss} = R/K_v$$

donde K_v es la constante de error de velocidad establecida como:

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} sG_p(s)H(s)$$

para este ejemplo se tiene:

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\beta K}{s(s+1)(s+2)}$$

desarrollando se tiene:

$$K_v = K/2$$

como se requiere que K_v tenga un valor de 5, entonces se tiene que:

$$K = 10.0$$

- 2.- Dibujar los diagramas semilogarítmicos de magnitud y fase del sistema original con el valor de K determinado en el paso 1 (en base a la función de transferencia de malla abierta).

Los diagramas semilogarítmicos se muestran en las figuras IV.10 a) y b).

- 3.- Determinar de los diagramas del paso anterior el margen de fase M_f y el margen de ganancia (M_g) para saber si se cumplen las especificaciones de desempeño establecidas.

De las figuras IV.10 a) y b) se obtiene:

$$M_f = -18^\circ$$

$$M_g = 8 \text{ dB}$$

Dado que el margen de fase es negativo, el sistema original es totalmente inestable, por lo que será necesario compensarlo.

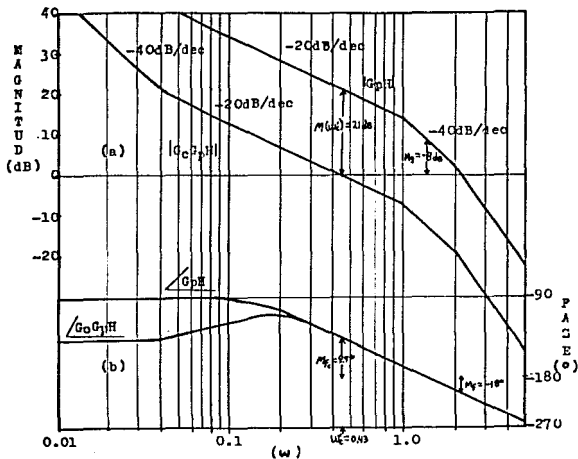


Figura IV.10.- Diagramas semilogarítmicos para el diseño del compensador de atraso de fase.

- 4.- Determinar la frecuencia correspondiente al margen de fase que se desea. Para compensar el atraso de fase introducido por el compensador se recomienda agregar 5° . El diagrama de magnitud debe pasar por 0 dB para esta

frecuencia determinada, por lo que se le dá el nombre de nueva frecuencia de corte w'_c .

Para nuestro ejemplo se tiene que el margen de fase deseado es de 40° más 5° por margen de seguridad, por lo que se buscará directamente sobre el diagrama semilogarítmico de fase la frecuencia a la cual se tienen 45° de margen de fase. De la figura IV.10.b) se tiene que dicha frecuencia es:

$$w'_c = 0.43$$

5.- Colocar la frecuencia de corte del cero del compensador w_z una década por debajo de w'_c , y dado que $w_z = 1/P$, se puede conocer P.

Para este ejemplo se tiene:

$$w_z = 0.043$$

$$P = 1/w_z = 1/0.043$$

por lo que P vale:

$$P = 23.256$$

6.- Hacer que el diagrama semilogarítmico de magnitud pase por 0 dB para la frecuencia w'_c . Para lograr esto, el compensador de atraso de fase debe proporcionar una cantidad de atenuación igual al valor del diagrama de

magnitud para frecuencia w_c' . Por lo tanto se debe determinar este valor, lo cual se logra midiendo directamente sobre el diagrama semilogarítmico de magnitud su valor para la frecuencia w_c' .

Del diagrama de la figura IV.10.a) se obtiene que:

$$M(w_c')_{dB} = 21 \text{ dB}$$

7.- Determinar el valor de β a partir del valor conocido de $M(w_c')$.

De la figura II.10.b) se puede apreciar que la magnitud máxima de un compensador de atraso de fase es: $20\log(\beta)$, por lo que se tiene:

$$M(w_c')_{dB} = 20\log(\beta)$$

despejando a β :

$$\beta = 10^{M(w_c')/20}$$

sustituyendo el valor de $M(w')$ obtenido en el paso anterior se tiene que:

$$\beta = 11.22$$

8.- Calcular la frecuencia de corte del polo del compensador.

Del capítulo II apartado C. se tiene que la frecuencia de corte del polo del compensador de atraso de fase está dado como:

$$w_p = \frac{1}{\beta P}$$

sustituyendo los valores obtenidos en los pasos anteriores se tiene:

$$w_p = \frac{1}{(11.22)(23.256)}$$

$$w_p = 0.0038$$

9.- Dibujar los diagramas semilogarítmicos de magnitud y fase del sistema compensado, con el fin de comprobar que se cumplan las especificaciones establecidas.

En las figuras IV.10.a) y b) se muestran también los diagramas semilogarítmicos de magnitud y fase respectivamente para el sistema compensado. De estos diagramas se obtiene que:

$$M_f = 45^\circ$$

$$M_g = 13 \text{ dB}$$

Por lo tanto si se cumplen las especificaciones de desempeño requeridas.

10.- Formar la función de transferencia del compensador de atraso de fase a partir de los valores de P y β determinados.

Para el ejemplo se tiene:

$$G_{CAT}(s) = 0.089 \frac{(s + 0.043)}{(s + 0.0038)}$$

El valor 0.089 corresponde a el factor $1/\beta$ que es el valor que se debe tomar en cuenta para afectar la ganancia con el objeto de considerar la amplificación introducida por el compensador de atraso de fase para que se cumpla el requisito del error estático.

IV.B.2.b.- Diseño de compensadores de atraso de fase aplicando el Lugar Geométrico de las Raíces (LGR).

El método del LGR se utiliza en el diseño de compensadores de atraso de fase, para sistemas que presentan características satisfactorias de respuesta transitoria, pero no satisfactorias en estado estacionario. En estos casos la compensación consiste esencialmente en aumentar la ganancia de malla abierta K sin modificar apreciablemente las características de respuesta transitoria. En otras palabras, no debe modificarse

apreciablemente el LGR en la vecindad de los polos dominantes de malla cerrada, pero si debe aumentarse la ganancia K de malla abierta, la cantidad necesaria.

Para evitar un cambio apreciable de los LGR debe limitarse la contribución angular del compensador de atraso a un valor pequeño del orden de 5° . Para conseguir esto, el polo y el cero del compensador se deben ubicar relativamente cerca entre sí y también cerca del origen del plano complejo s . De acuerdo con esto, los polos de malla cerrada del sistema compensado solo serán desplazados brevemente de sus ubicaciones originales. Por lo tanto, las características de respuesta transitoria quedan esencialmente sin modificación.

Si se ubican el polo y el cero del compensador muy cerca entre sí, entónces los términos $(s_1 + 1/P)$ y $(s_1 + 1/\beta P)$ son casi iguales, donde s es un polo dominante de malla cerrada. Por lo tanto se puede establecer que:

$$\left| \frac{1 (s_1 + 1/P)}{\beta (s_1 + 1/\beta P)} \right| \approx \frac{1}{\beta}$$

Lo que significa que se puede incrementar la ganancia de malla abierta por un factor de β sin alterar las características de respuesta transitoria. Además, si el polo y el cero del compensador se ubican muy cerca del origen del plano complejo s ,

se puede hacer que el valor de β sea grande. Generalmente se tiene que $1 < \beta < 15$ (se recomienda un valor de $\beta = 10$). Como se sabe, un incremento en la ganancia provoca un incremento en las constantes de error estático. A continuación se ilustra esto.

Tomemos como ejemplo la constante de error de velocidad, la cual está determinada como:

$$k_v = \lim_{s \rightarrow 0} s G_p(s) H(s)$$

además, si se elige el compensador como:

$$G_c(s) = k_c \frac{(s + 1/P)}{\beta(s + 1/\beta P)} \quad \dots \dots \dots (IV-5)$$

la función de transferencia de malla abierta del sistema compensado en serie es $G_c(s)G_p(s)H(s)$, por lo que el error estático se ve claramente afectado, siendo ahora la nueva constante de error de velocidad la siguiente:

$$k_v' = \lim_{s \rightarrow 0} s G_c(s) G_p(s) H(s) = \lim_{s \rightarrow 0} G_c(s) k_v$$

por lo que:

$$k_v' = k_c k_v$$

Del resultado anterior, se puede concluir que si el compensador está determinado por la expresión (IV-5) entonces la constante de error estático (en este caso de velocidad) se

ve incrementado por un factor k_c , lo que a su vez provoca una disminución del error estático correspondiente mejorando así la respuesta estática del sistema.

A continuación se presenta el procedimiento a seguir para diseñar un compensador de atraso de fase mediante el LGR, para lo cual se utilizará nuevamente un ejemplo.

Se desea que el sistema cuya función de transferencia en malla abierta está proporcionada por la expresión (IV-6) tenga una constante de error de velocidad k_v de 5 sin que se modifiquen apreciablemente las posiciones de los polos dominantes de malla cerrada.

$$G_p(s)H(s) = \frac{K}{s(s+1)(s+2)} \quad \dots\dots\dots (IV-6)$$

con $K = 1.06$

1.- Trazar el diagrama del LGR para el sistema original.

El diagrama del LGR para este ejemplo se muestra en la figura IV.11. En dicha figura aparecen también los polos dominantes de malla cerrada para cuando la ganancia K de malla abierta vale 1.06 (valor original), estos polos son:

$$s_{1,2} = -0.331 \pm 0.587j$$

que son dos raíces de la ecuación característica del sistema.

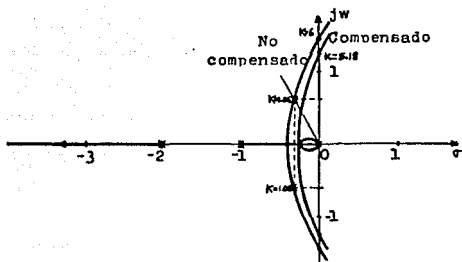


Figura IV.11.- Diagrama del LGR del sistema original y del sistema compensado por atraso de fase.

De dichas raíces se puede determinar que:

$$\zeta = 0.49$$

$$w_n = 0.674$$

Como lo establece el enunciado del problema, los valores de ζ y w_n deben permanecer constantes. El tercer polo de malla cerrada (tercera raíz de la ecuación característica) para $K=1.06$ es:

$$s_3 = -2.339$$

Evaluando la constante de error especificada en este ejemplo se tiene:

$$k_v = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(1.06)}{s(s+1)(s+2)} = \frac{1.06}{2}$$

$$k_v = 0.53$$

Este valor de la constante de error de velocidad está bastante alejado del valor requerido. Con el fin de incrementar dicho valor se puede incrementar la ganancia K de malla abierta, solo que, tal como se aprecia en el diagrama del LGR de la figura IV.11, un aumento en K origina que se alteren considerablemente los valores de ζ y ω_n a tal grado que el sistema se puede volver totalmente inestable. Esto significa que el sistema debe ser necesariamente compensado.

- 2.- Determinar el valor del incremento necesario en la constante de error particular para satisfacer las especificaciones.

Dado que la constante de error de velocidad original es de 0.53 y se desea un valor de 5, el aumento debe ser un factor de 10 aproximadamente.

- 3.- Determinar el polo y el cero del compensador de atraso de fase que produce el incremento necesario en la constante de error particular, procurando no alterar apreciablemente el LGR original.

Como se estableció en la introducción al presente apartado.

a fin de que no se alteren apreciablemente las posiciones de los polos dominantes de malla cerrada del sistema original al introducir el compensador de atraso de fase, el polo y el cero de éste deben estar muy cerca entre sí y del origen del plano complejo s . Para este ejemplo se ubica el polo en $s = -0.01$, asignando el valor de 10 a la constante β . De esta manera, la función de transferencia del compensador de atraso de fase queda como:

$$G_{CAT}(s) = \frac{kc (s + 0.1)}{10 (s + 0.01)}$$

Donde kc es el factor de amplificación que se debe introducir a fin de compensar la atenuación debida al compensador de atraso de fase. Por lo tanto, la función de transferencia en malla abierta del sistema compensado es:

$$G_{CAT}(s)G_p(s)H(s) = \frac{kc(s + 0.1)1.06}{10s(s + 0.01)(s + 1)(s + 2)}$$

agrupando en una sola constante K' a los términos kc , 1.06 y $1/10$ se tiene:

$$K = \frac{1.06 kc}{10}$$

Por lo tanto, la función de transferencia en malla abierta del sistema compensado queda finalmente como:

$$G_{CAT}(s)G_p(s)H(s) = \frac{K'(s + 0.1)}{s(s + 0.01)(s + 1)(s + 2)}$$

4.- Trazar el nuevo diagrama del LGR para el sistema compensado.

El nuevo diagrama del LGR se ha dibujado en la figura IV.11 junto con el diagrama original para poder compararlos. Se puede apreciar que existe una pequeña diferencia entre ambos diagramas siendo su forma idéntica, esto se debe a que la contribución angular del compensador de atraso de fase es pequeña, de aproximadamente -8° .

5.- Situar sobre el nuevo LGR los polos dominantes de malla cerrada deseados.

Los polos dominantes de malla cerrada deseados se ubican en la intersección del nuevo LGR y la recta que une al origen del plano complejo s con uno de los polos dominantes de malla cerrada del sistema original (recta \overline{OA} de la figura IV.11. Con esto se asegura que se tiene una variación muy pequeña entre los valores originales de ζ y ω_n y sus nuevos, con lo cual se cumple una de las restricciones del enunciado del problema. De esta forma, los polos dominantes de malla cerrada deseados se encuentran situados en:

$$s_{1,2} = -0.27 \pm 0.53j$$

y los valores de ζ y ω_n son:

$$\zeta = 0.4539$$

$$\omega_n = 0.5948$$

Comparando estos valores con los originales, se aprecia una pequeña diferencia.

- 6.- Determinar el valor de la ganancia de malla abierta K' en la ubicación de los polos dominantes de malla cerrada del nuevo LGR.

El valor de K' se obtiene de la condición de módulo del LGR para uno de los polos dominantes de malla cerrada, es decir:

$$K' = \frac{|s| |s + 0.01| |s + 1| |s + 2|}{|s + 0.1|} \bigg|_{s=p_d} = \frac{0.5667}{0.5565}$$

$$K' = 1.0181$$

- 7.- Conocido el valor de K' , determinar la ganancia k_c .

Del paso 3 de este procedimiento se tiene que:

$$k' = \frac{1.06 k_c}{10}$$

despejando a k_c :

$$k_c = \frac{10 K'}{1.06}$$

sustituyendo el valor de K':

$$k_c = \frac{10.181}{1.06}$$

$$k_c = 9.60$$

Para este valor de la ganancia K' de malla abierta del sistema compensado, los polos restantes de malla cerrada (raíces restantes de la ecuación característica) son:

$$s_3 = -2.3226$$

$$s_4 = -0.147$$

8.- Determinar la función de transferencia en malla abierta para el sistema compensado utilizando los resultados obtenidos en los pasos anteriores.

La función de transferencia de malla abierta del sistema compensado es:

$$G_{CAT}(s)G_p(s)H(s) = \frac{1.0181(s + 0.1)}{s(s + 0.01)(s + 1)(s + 2)}$$

Con esta función de transferencia se puede evaluar la constante de error de velocidad, la cual para este caso vale:

$$k_v = 5.09$$

con lo cual se cumple el valor requerido en el enunciado del problema.

Al compensar el sistema, su orden ha aumentado de 3 a 4. El polo agregado ($s = -0.147$), dado que se encuentra cercano al cero en $s = -0.1$, su efecto en la respuesta transitoria es pequeño. Por otro lado, debido a que el polo situado en $s = -2.3226$ se encuentra retirado del eje "jw" del plano complejo s en comparación con los polos dominantes, su efecto en el funcionamiento transitorio es también pequeño. De esto se desprende que se puede predecir el funcionamiento del sistema con bastante exactitud tomando en cuenta solamente los polos dominantes de malla cerrada, es decir, los polos considerados dominantes, realmente lo son.

En base a la función de transferencia del sistema total, y mediante la simulación en computadora analógica, se puede obtener la respuesta en el tiempo de dicho sistema, esto con el fin de comprobar que se cumplan las especificaciones de desempeño establecidas.

IV.B.3.- Diseño de compensadores de adelanto-atraso de fase.

Para el diseño de compensadores de adelanto-atraso de fase se puede establecer una combinación de las técnicas de diseño

para compensadores de adelanto y compensadores de atraso de fase tratadas individualmente. En este caso el valor de α para el compensador de adelanto debe ser igual al recíproco de β para el compensador de atraso, es decir:

$$\alpha = 1/\beta$$

En cuyo caso se pueden diseñar individualmente ambos compensadores y posteriormente se unen para producir un solo compensador de adelanto-atraso de fase.

La parte correspondiente al adelanto de fase produce una alteración de la curva de respuesta en frecuencia añadiendo un ángulo de adelanto, además incrementa el margen de fase en la frecuencia de cruce con 0 dB.

Por otra parte, la porción de atraso de fase produce atenuación cerca y por encima de la frecuencia de cruce por 0 dB y, por tanto, permite un incremento de la ganancia en el rango de bajas frecuencias a fin de mejorar el comportamiento en régimen estacionario.

En base a las características antes mencionadas y las establecidas en el capítulo II referentes a cada tipo de compensador, se debe diseñar el dispositivo de adelanto-atraso de fase completo por medio de cualquiera de las herramientas presentadas.

IV.C. Procedimiento de diseño de sistemas analógicos.

Anteriormente se estableció que los sistemas de control se diseñan y se construyen para ejecutar tareas funcionales definidas. En la práctica los elementos de la planta (parte del sistema que se desea controlar) ya están dados y el Ingeniero en Control ha de diseñar el resto del sistema de control de modo que el conjunto cumpla con las especificaciones para la realización de las tareas establecidas.

A continuación se propone un procedimiento de diseño de sistemas analógicos de control en general, haciendo énfasis en las técnicas de diseño por ensayo y error.

En el proceso de diseño de sistemas de control se deben contemplar como mínimo los siguientes pasos:

- 1.- Definir la variable de salida (variable controlada) del sistema a diseñar.

Este paso es de gran importancia y consiste en reconocer y ubicar al sistema en función de la señal de salida y el tipo de control que sobre ella se llevará a cabo. En base a esto último, el sistema que se desea diseñar puede ser clasificado de dos formas.

El sistema puede pertenecer al tipo de dispositivos de regulación o reguladores, cuya función principal es mantener esencialmente constante la variable controlada, a pesar de las perturbaciones; por lo que, la variable de referencia no es alterada constantemente.

La otra categoría la forman los dispositivos de seguimiento o seguidores, cuya función principal es mantener la variable de salida en correspondencia muy próxima con la variable de referencia, la cual es alterada frecuentemente.

- 2.- Establecer las especificaciones de desempeño o índice de desempeño, según sea el caso.

Tanto las especificaciones como el índice de desempeño se refieren a la forma en que se desea trabaje el sistema a diseñar. En algunas técnicas de diseño, específicamente en las de ensayo y error, el éxito del proceso depende de la elección acertada de dichas especificaciones. Debido a esta importancia, las especificaciones y el índice de desempeño han merecido un trato más profundo, el cual se llevó a cabo en el capítulo III.

- 3.- Elegir los elementos del sistema de control.

Este paso consiste en determinar los elementos que serán

usados junto con la planta para formar un sistema completo, tales como sensores, elementos de retroalimentación y actuadores. La selección de estos elementos está determinada por las necesidades de funcionamiento y limitada por el aspecto económico; de tal manera que se deben analizar diferentes alternativas y hacer un juicio final en función del desempeño general del sistema y la economía del mismo. A continuación se proporciona una breve definición de los elementos sensores.

Los elementos sensores son en realidad dispositivos transductores. Un transductor es un elemento que proporciona una señal de salida utilizable en respuesta a una magnitud física, propiedad o condición específica que se desea medir o monitorear. Los transductores reciben diferentes nombres según la disciplina de que trate. Algunos de los nombres que se les aplica son: transmisores, sensores, celdas, galgas, detectores, medidores y algunos otros que utilizan la terminación "metro", por ejemplo, termómetro, caudalímetro, acelerómetro y tacómetro, entre otros.

En forma general, la descripción de un transductor está basada en las siguientes características:

Magnitud.- Se refiere a la magnitud, propiedad o condición específica que se desea medir. Ésta puede ser una posición, una temperatura, una presión, etc.

Principio de transducción.- Es la forma en que opera el dispositivo para generar la salida utilizable. El principio de transducción puede ser resistivo, inductivo, electromagnético o potenciométrico entre otros.

Elemento sensor.- Es el elemento que responde directamente a la magnitud que se mide.

Características especiales.- Ventajas importantes que presenta el transductor.

Rango de operación.- Son los límites superior e inferior del valor medido en el transductor.

Los conceptos anteriores están basados en la norma ANSI MC6.1-1975 que a su vez fué adoptada de la norma ISA-S37.1. Para mayor información sobre nomenclatura y terminología de transductores, particularmente eléctricos, se recomienda consultar dicha norma, la cual se incluye en el apéndice A.

Con lo que respecta a los elementos actuadores, éstos son los que llevan acabo la acción correctiva sobre la planta, y pueden ser de naturaleza mecánica, neumática, hidráulica, o una

combinación de estas. Su selección dependerá de las necesidades que se tengan y de las posibilidades económicas impuestas.

Para poder elegir los elementos sensores y actuadores se debe reunir información sobre las características de los elementos existentes en el mercado. Esta información la pueden proporcionar los fabricantes o distribuidores.

4.- Establecer el modelo matemático del sistema.

Una vez elegidos los elementos del sistema, se pueden establecer las relaciones matemáticas existentes entre dichos elementos. estas relaciones matemáticas se conocen como modelo matemático del sistema y se obtiene aplicando las técnicas de análisis de sistemas de control conocidas.

En este punto es dónde se aprecia la importancia de la familiarización del Ingeniero con las técnicas de análisis de sistemas aún tratándose de un proceso de diseño y no de análisis.

5.- Verificar si es necesario o no compensar el sistema.

Este paso consiste en determinar si el funcionamiento del sistema representado por el modelo matemático obtenido en el paso

anterior cumple con las especificaciones de desempeño establecidas. Esto generalmente se lleva a cabo mediante simulación en computadora analógica. En caso de que el funcionamiento del sistema sea satisfactorio, se procede a realizar el paso 8 de este proceso. En caso contrario, que es generalmente lo que llega a acontecer, será necesario realizar algún ajuste de parámetros en el sistema original o incluso se tendrá que compensar dicho sistema.

En las técnicas de diseño por ensayo y error tratadas en este mismo capítulo, la verificación de la necesidad de compensar o no el sistema va implícita, sin embargo no está demás establecer este paso en el procedimiento general.

- 6.- Elegir y aplicar una técnica de diseño para determinar el compensador.

En base al modelo matemático obtenido y a las especificaciones de desempeño establecidas, se debe elegir una técnica de diseño para determinar la función de transferencia del compensador toda vez que se ha verificado la necesidad de compensar el sistema. Es decir, El Ingeniero debe realizar un diseño matemático que brinda la solución a la versión matemática del problema. En este paso se obtiene, por lo tanto, un diseño "en papel" o "de escritorio".

Como se mencionó en los apartados anteriores, existen diversas técnicas para el diseño del compensador, de las cuales se debe elegir una para llevar a cabo la determinación del compensador. En nuestro caso se utilizarán las técnicas de diseño por ensayo y error.

7.- Evaluar analíticamente el diseño matemático.

Una vez completado el diseño matemático del sistema, éste se debe someter a un proceso de evaluación analítico y aquí vuelve a ser importante el uso de la computadora analógica para simular el comportamiento del modelo y verificar si se cumplen las especificaciones de desempeño. En caso de que el funcionamiento del modelo no sea satisfactorio entonces se tendrá que rediseñar el compensador y posteriormente completar el correspondiente proceso de evaluación analítico. Esta acción de diseño y evaluación se debe repetir hasta obtener un sistema satisfactorio.

8.- Construir el prototipo.

El proceso del diseño de sistemas propiamente dicho, termina con el paso 7. En el paso 8, después de haber verificado la

validez del modelo matemático, se inicia la construcción del prototipo del sistema. El prototipo es un sistema físico que debe representar con exactitud razonable al diseño matemático.

Es en este paso cuando se trabaja con elementos físicos. Es importante conseguir los dispositivos que formarán parte del sistema físico que tengan las características que se hayan tomado en cuenta para el diseño matemático. He aquí la importancia que tiene la verificación previa de la existencia comercial de los elementos especificados en el paso 3 de este procedimiento.

9.- Probar el prototipo.

Finalmente, una vez que se ha construido el prototipo, el Ingeniero lo debe someter a pruebas para verificar si es o no su funcionamiento satisfactorio. Si lo es, el procedimiento se dá por concluido. Si no, se debe modificar y volver a experimentarlo.

Tal como se puede apreciar en el procedimiento planteado, los pasos 7 y 9 incluyen actividades de ensayo y error, por lo que se puede establecer que, independientemente de la técnica de diseño utilizada, siempre serán necesarios los procesos de tanteo, en menor o mayor grado. Esto se debe principalmente a que

en la práctica el sistema puede estar sujeto a varias restricciones: como por ejemplo, ser no lineal en alto grado o no conocer precisamente las características de sus componentes, por estas razones, actualmente es difícil establecer un procedimiento de diseño estricto.

IV.D. Observaciones sobre el diseño de compensadores digitales por ensayo y error.

Ya en el capítulo II de este trabajo se establecieron las diferencias entre lo que es el control digital y el control analógico. Aunque el diseño de sistemas digitales queda fuera del alcance de este trabajo de tesis, en el presente apartado se hacen algunos comentarios acerca del procedimiento a seguir para realizar el diseño de sistemas de control donde la parte del compensador (en este caso controlador) la ocupa una computadora digital, ya sea de propósito general o propósito especial. Esto con el fin de poder compararlo con el procedimiento establecido para diseñar sistemas analógicos.

En forma general, la solución al problema de diseño de sistemas de control digital debe contemplar como mínimo los siguientes pasos:

1.- Establecer el conjunto de especificaciones de desempeño.

2.- Analizar el sistema.

Este paso tiene como fin, obtener el conjunto de ecuaciones en diferencia que describen el funcionamiento de los elementos a controlar (planta) y los dispositivos auxiliares (transductores). En otras palabras se obtiene el modelo matemático.

3.- Determinar el funcionamiento del sistema original.

Esto se lleva acabo mediante la aplicación de uno de los métodos de análisis disponibles (o combinación de ellos). Esto se puede lograr en forma rápida utilizando la simulación en computadora analógica o simulación digital.

4.- Definir el controlador.

Si el funcionamiento del sistema original no satisface las especificaciones requeridas, se debe añadir un controlador sea en serie o en paralelo a fin de mejorar la respuesta del sistema.

5.- Diseñar el controlador.

En caso de ser necesario el controlador, éste debe ser diseñado mediante alguno de los métodos existentes, los cuales, al igual que en el caso de los sistemas analógicos se dividen en técnicas por ensayo y error, técnicas analíticas y técnicas de diseño óptimo.

6.- Realizar el controlador.

Después de haber definido el controlador, su realización en computadora digital requiere un análisis detallado de la ley que rige la estructura del control (algoritmo).

7.- Desarrollar el programa del controlador.

Toda vez que se ha establecido el algoritmo de control, se debe desarrollar un programa de computadora basado directamente sobre dicho algoritmo.

8.- Considerar requerimientos reales del sistema.

Una vez que se ha realizado el programa, mediante su utilización, se analizan los requerimientos sobre exactitud, tiempos de cómputo y retardo, así como los requerimientos de memoria. Este conjunto de requerimientos reales pueden establecer la necesidad de un rediseño del controlador.

Comparando este proceso con el establecido para sistemas de control analógico, se puede apreciar que la diferencia principal se encuentra solamente en la realización del compensador, ya que mientras aquí se realiza mediante la programación de una computadora digital, en aquél se debe encontrar una combinación de elementos físicos a fin de realizarlo. Es decir, el proceso de diseño para sistemas de control analógico y sistemas de control digital sigue la misma secuencia de pasos.

Lo expuesto en el presente apartado pretende simplemente

despertar el interés por el estudio de los sistemas digitales y poder así atacar a fondo el problema de diseño de sistemas de control digital.

Para aquellas personas interesadas en el diseño de sistemas de control digital se les recomienda consultar las referencias que aparecen en la bibliografía.

CAPITULO V

APLICACION DEL PROCESO DE DISEÑO.

CAPITULO V

APLICACION DEL PROCESO DE DISEÑO.

Los cuatro capítulos anteriores tienen como objetivo ofrecer un panorama general del diseño de sistemas de control y proporcionar las herramientas necesarias para llevar a cabo el diseño de sistemas sencillos empleando las técnicas de ensayo y error con ayuda, claro está, de los conceptos básicos de Ingeniería de Control adquiridos.

Particularmente, en el capítulo IV se proporcionó el correspondiente procedimiento a seguir para el diseño de sistemas analógicos, en el presente capítulo se aplicará dicho procedimiento a un sistema de control particular, con el fin de ilustrar la aplicación de los conceptos presentados en este trabajo. En la figura V.1. se muestra el diagrama de flujo que representa el proceso a seguir para diseñar el sistema específico en este último capítulo.

En primer término, en el apartado A se proporciona la descripción detallada del sistema que se desea controlar, en la que se incluye el funcionamiento general del sistema original, sus características más importantes y la justificación de los

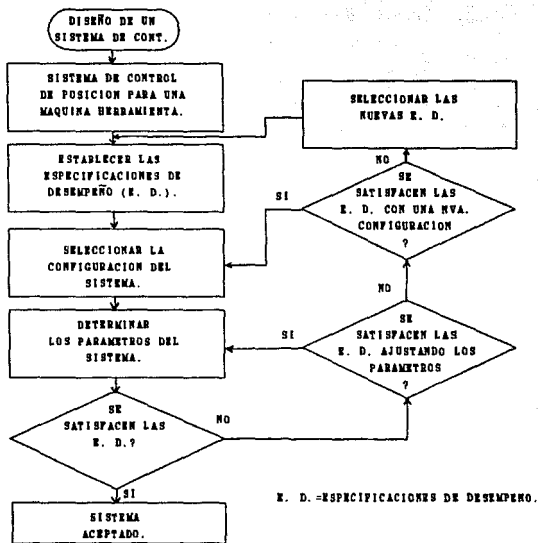


Figura V.1.-Diagrama de flujo del proceso a seguir para diseñar el sistema de control de posición propuesto.

cambios que se desean realizar en dicho sistema. Posteriormente, en el apartado B se aplica paso a paso el procedimiento de diseño de sistemas presentado en el capítulo IV a fin de diseñar el sistema de control de respectivo. Finalmente, en el apartado C, se hacen comentarios sobre la confiabilidad de los elementos que forman un sistema de control en general, este último apartado es incluido debido a la importancia que tiene la continuidad del funcionamiento de los sistemas de control, por lo que se refiere principalmente a otra actividad del Ingeniero en Control como lo es el Mantenimiento. Con lo presentado en este último capítulo y los cuatro anteriores se pretende cubrir los objetivos buscados por el presente trabajo.

V.A. Descripción del sistema a controlar.

A continuación se presenta la descripción detallada del sistema que se desea controlar.

En un taller de procesos de manufactura se desea controlar automáticamente la posición de la herramienta de corte de una máquina-herramienta, cuyo diagrama se muestra en la figura V.2. En dicha figura se puede apreciar que el control de posición del porta-herramienta se llevará acabo mediante la utilización de un servomotor que debe responder a la señal de error de posición, la

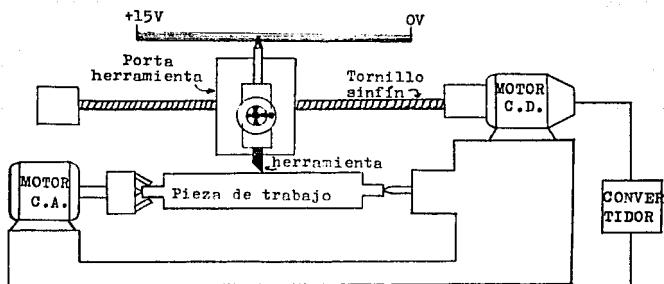


Figura V.2.- Diagrama de la máquina-herramienta que se desea controlar.

cual se obtiene a partir de la diferencia entre la señal de referencia y la señal de retroalimentación de la posición actual. El control del servomotor debe ser bidireccional. Se desea que el sistema tenga un tiempo de asentamiento de 2 seg. máximo. El peso total del porta-herramienta y herramienta es de 125 Kg. El acoplamiento del servomotor con el porta-herramienta será mediante un tornillo sinfín, el cual tiene un avance de 10 cm. por revolución. la carrera total del porta-herramienta es de 2 m.. La profundidad de la herramienta de corte sobre la pieza de trabajo se ajusta mediante un volante en forma manual.

La modernización se desea realizar debido a que el ajuste de la posición de la herramienta sobre la pieza de trabajo se realiza en forma manual. por lo que se han notado diferencias considerables entre dos piezas maquinadas. principalmente entre el cambio de operador. además de requerir este ajuste demasiado tiempo de acuerdo a las exigencias de producción. De ahí que las restricciones impuestas sobre el sistema a diseñar sean en cuanto a rapidez de respuesta del sistema.

Toda vez que se han establecido las características del sistema que se desea automatizar, se presenta a continuación la aplicación paso a paso del proceso de diseño establecido en el capítulo IV.

V.B. Aplicación del procedimiento de diseño de sistemas.

A continuación se realizarán uno a uno los pasos a seguir para el diseño de sistemas de acuerdo con el procedimiento establecido para tal fin en el capítulo IV.

- 1.- Definición de la variable de salida del sistema (variable a controlar).

Para el ejemplo presentado se desea controlar una posición lineal. es decir. la variable de salida es de naturaleza

mecánica. Por otro lado, se requiere que dicha variable se mantenga en correspondencia muy próxima con la variable de referencia la cual se altera frecuentemente de acuerdo a las necesidades del maquinado, por lo tanto, el sistema de control a diseñar cae dentro de la categoría de los dispositivos seguidores.

2.-Establecimiento de las especificaciones de desempeño.

Para este sistema, la señal de entrada puede ser considerada como una señal escalón cuya amplitud depende de qué tan alejada se encuentra la posición actual respecto a la nueva posición que se desea alcanzar. La primera especificación de desempeño establecida es el tiempo de asentamiento (t_s):

$$t_s = 2 \text{ seg.}$$

Además, por características del proceso no se aceptan sobrepasos elevados en la respuesta del servomotor, por lo que se establece que el porcentaje de máximo sobrepaso (Msp) sea:

$$\%Msp \leq 5\%$$

3.-Elección de los elementos del sistema.

De acuerdo con la descripción del sistema a diseñar, éste se

puede representar mediante el diagrama a bloques de la figura V.3.

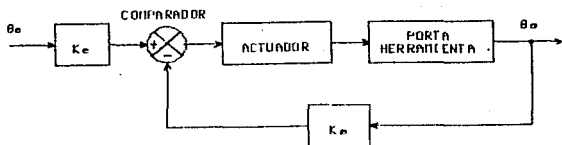


Figura V.3.-Diagrama del sistema de control de posición a diseñar.

La función del actuador será realizada por un motor de C.D., que son los más usados como motores de accionamiento en sistemas, debido a que están disponibles en una gran variedad de tipos y tamaños, y a que su control es relativamente simple, entre las desventajas que presentan los motores de C.D. se puede mencionar el mantenimiento que se debe dar a sus escobillas y a su colector.

Particularmente, en aplicaciones de sistemas de control, el motor de C.D. más usado es el de excitación independiente, en los cuales el devanado de campo y el devanado de armadura se alimentan de fuentes distintas. La preferencia hacia este tipo de motores de C.D. se debe a que presentan características muy

cercanas a las lineales.

Los motores de C.D. con excitación independiente pueden ser controlados de dos formas, dependiendo de si la acción de control se aplica a las terminales del devanado de campo o del devanado de armadura. de ahí que se conozcan como motores controlados por campo y motores controlados por armadura respectivamente. De estos dos tipos de control el más crítico es el control por campo, cuyas características hacen que el motor tenga un funcionamiento muy parecido a un motor serie, el cual, cuando se opera sin carga incrementa su velocidad peligrosamente. En la figura V.4. se muestran los circuitos eléctricos que representan ambos tipos de control de motores de C.D. de excitación independiente. La forma de control más comúnmente usada es por armadura, donde la fuente de alimentación debe poder suministrar la potencia total requerida por el motor.

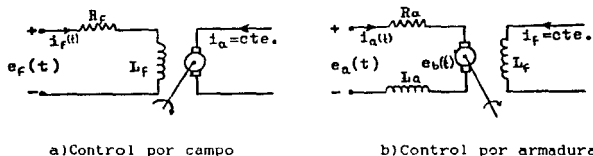


Figura V.4.-Diagramas eléctricos de los tipos de control de motores de C. D. de excitación independiente.

En la figura V.4. se tiene que:

$e_a(t)$ = voltaje de armadura $i_a(t)$ = corriente de armadura
 R_a = resistencia de armadura L_a = inductancia de arm.
 $e_f(t)$ = fza. contraelectromotriz $i_f(t)$ = corriente de campo

Las características del motor a utilizar son las siguientes:

Voltaje de armadura = 110 Volts
Corriente de armadura = 2 Amperes
Velocidad = 1600 RPM
Resistencia de armadura = 1.0 ohms

En la figura V.5 se presenta un diagrama a bloques que proporciona una idea más clara acerca de los elementos que componen el sistema a diseñar.

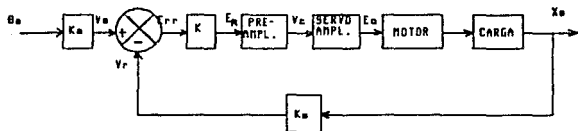


Figura V.5.-Diagrama a bloques del sistema a diseñar.

Tanto la señal de realimentación como la señal de referencia

son obtenidas mediante transductores eléctricos del tipo potenciométrico. El que proporciona la señal de referencia es un potenciómetro circular el cual se alimentará con +15V y 0V entre sus extremos, la posición de la terminal deslizable será establecida por el operador y representa la posición a la cual se desea colocar la herramienta respecto a la pieza a maquinar, su recorrido angular total es de 300° mecánicos. El transductor que proporciona la señal de retroalimentación es un potenciómetro lineal con alimentación entre sus extremos de -15V y 0V, la posición de la escobilla sobre la superficie resistiva representa la posición actual de la herramienta sobre la pieza de trabajo. En la figura V.6 se muestra el diagrama de estos transductores junto con su relación entrada-salida.

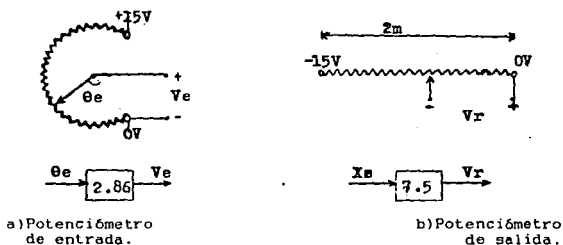


Figura V.6.- Transductores potenciométricos de posición.

La función del comparador es realizada por un amplificador operacional en configuración de amplificador sumador tal como se puede apreciar en la figura V.7. En ese diagrama electrónico el potenciómetro P1 sirve para ajustar el voltaje de salida a 0V cuando las entradas X_e y X_i son nulas. El potenciómetro P2 se utiliza para variar la ganancia K_c del comparador la cual puede variarse de 1 hasta infinito.

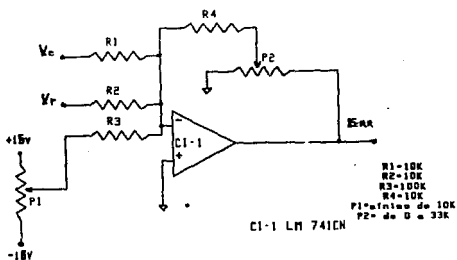


Figura V.7.- Diagrama electrónico del comparador.

El elemento preamplificador proporciona dos señales a la salida a partir de una señal de entrada, las señales de salida son activadas en forma complementaria y siempre son de valor

positivo, el que se active una u otra señal de salida depende de la polaridad de la señal de entrada. Esto permitirá elegir la polaridad del voltaje de C.D. aplicado a la armadura del motor y por lo tanto que su giro sea en uno u otro sentido (control bidireccional). El circuito electrónico que realiza esta función no es otra cosa más que una serie de tres amplificadores operacionales conectados como se muestra en el diagrama de la figura V.8. La ganancia de este elemento es unitaria, por lo que sus salidas tendrán el mismo valor que la señal de error de posición aplicada a su entrada.

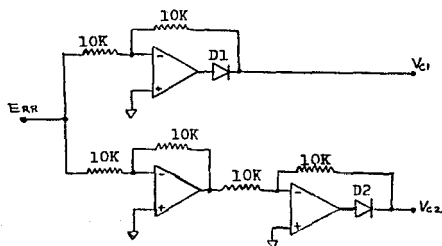
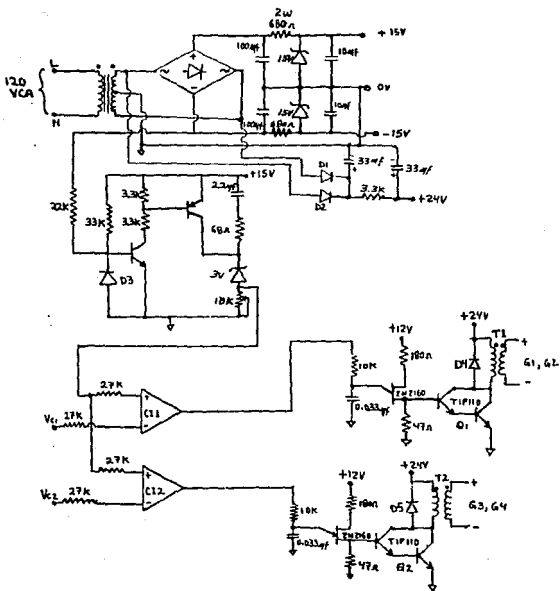


Figura V.8.- Diagrama electrónico del preamplificador.

El dispositivo servoamplificador es el elemento del sistema que alimentará directamente al motor, es decir, es el medio de

comunicación entre las señales del preamplificador y el motor, y está compuesto por un convertidor estático monofásico doble a base de tiristores (SCR's). En este convertidor se puede hacer la distinción entre la electrónica de control y la electrónica de potencia. En la figura V.9 se muestra el diagrama electrónico del circuito de control. En esa figura se observan los componentes electrónicos necesarios para generar, a partir de las señales provenientes del preamplificador, un tren de pulsos de fase variable llamados pulsos de control que deben estar en sincronía con la línea de alimentación principal. Estos pulsos de control son alimentados a las compuertas de los tiristores por medio de transformadores de pulsos a fin de controlar su ángulo de disparo y que conduzcan la corriente hacia el devanado de armadura del motor.

Los pulsos de control permiten disparar a los tiristores y la fase de este tren de pulsos, la cual es proporcional a la magnitud de la señal de error de posición Err , permite controlar el voltaje de C.D. aplicado a la armadura del motor. En la figura V.10 se muestra la forma de onda del voltaje aplicado a la armadura y su relación con el ángulo de retardo de disparo de los tiristores δ , cuyo valor máximo es de 180° . La relación entre la señal de error de posición Err y el voltaje aplicado a la armadura e_a es:



C11 = C12 = LM741CN

D1, D2, D3, D4, D5 = 1N4001

Figura V.9.-Diagrama electrónico del circuito de control del convertidor estático.

$$e_a \approx 10 \cdot E_{rr}$$

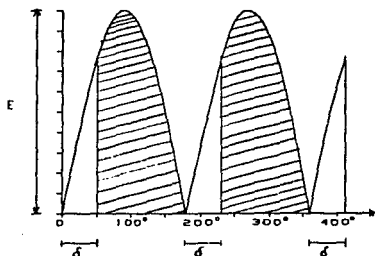


Figura V.10.-Formas de onda de la señal aplicada a la armadura del motor.

En la figura V.11 se muestran los dos puentes del convertidor conectados en forma inversa a fin de invertir la polaridad del voltaje de armadura del motor y por lo tanto invertir su sentido de giro.

Tanto los diodos como los SCR's de los puentes deben elegirse de acuerdo a las características del motor y el voltaje de C.A. de la línea de alimentación principal. En este caso se tiene lo siguiente:

Voltaje en directa que debe soportar el SCR = 169.7 Volts

Voltaje en inversa que debe soportar el SCR = 169.7 Volts

Corriente que debe soportar el SCR = $1.2(I_{A_{nom}}) = 2.4$ Amperes

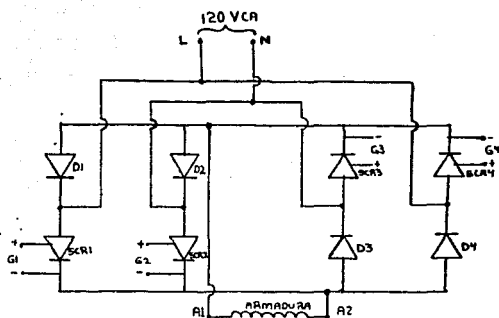


Figura V.11.-Diagrama electrónico de los puentes del convertidor.

La alimentación de campo, dado que es constante, estará proporcionada por un puente monofásico de potencia.

El hecho de haber escogido un convertidor estático para proporcionar la alimentación de armadura del motor se debe a que este tipo de dispositivos tienen una rápida respuesta a las señales de control y de alimentación principal, además, los tiristores son rectificadores controlados que tienen bajas pérdidas de energía en relación a su capacidad de controlar potencia, por ejemplo, un tiristor capaz de controlar 50 KW tendría una pérdida a plena carga de tan solo alrededor de 100 W.

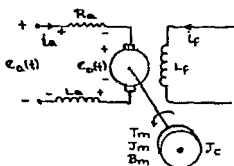
por otra parte, el mismo tiristor requeriría una potencia del pulso aplicado a su compuerta de solamente 150 mW. La eficiencia típica de los convertidores estáticos es del 98%. Debido a estas características y a que son pequeños y ligeros, los convertidores estáticos son bastante atractivos desde el punto de vista económico, del espacio que ocupan, del costo de utilización y del mantenimiento que requieren, para ser usados en aplicaciones de control.

Es importante mencionar que en los diagramas presentados sobre el convertidor estático, no se han introducido los elementos de protección cuya importancia es obvia, entre éstos podemos mencionar la protección contra sobrecorriente de armadura, esta corriente generalmente se limita a 1.25 de la corriente a plena carga con el fin de proteger al motor, tiristores y diodos. Otra protección importante es la de corriente mínima de campo cuyos límites están dados en los datos de placa del motor y evita que el motor se desboque por falta de excitación. Para proteger los tiristores y diodos de daños en caso de fallas en el sistema, se deben colocar fusibles de acción rápida en serie con cada diodo y cada tiristor. Estas son algunas de las protecciones que se deben tomar en cuenta antes de poner en marcha el sistema.

4.-Establecimiento del modelo matemático del sistema.

En el paso anterior, junto con los diagramas de cada elemento que componen el sistema, se han proporcionado los bloques que representan la función de transferencia de cada uno de ellos, faltando solamente por obtener el correspondiente bloque para el motor y la carga a mover, esto con el fin de poder establecer el modelo matemático del sistema completo.

Debido a que el control del motor será por armadura, para la obtención de su modelo matemático nos basaremos en el diagrama eléctrico de la figura V.12.



- T_m - Par motriz del eje del motor.
- J_m - Inercia rotacional propia del motor.
- B_m - Coeficiente de fricción viscosa.
- J_c - Inercia rotacional de la carga a mover.

Figura V.12.- Diagrama eléctrico del motor de C.D. controlado por armadura.

Del circuito de armadura se tiene:

$$e_a(t) = I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + e_b(t) \quad \dots\dots\dots (V.1)$$

De esta ecuación, la inductancia propia de la armadura L_a se puede despreciar, además la fuerza contraelectromotriz $e_b(t)$ es proporcional a la velocidad del motor w , es decir:

$$e_b(t) = K_e \cdot w \quad \text{donde } K_e \text{ es el coeficiente de la f.c.e.m. y depende de las características de construcción del motor.}$$

Por lo tanto, la ecuación (V.1) queda:

$$e_a(t) = i_a R_a + K_e \cdot w \quad \dots\dots\dots(V.2)$$

Para la parte mecánica se tiene:

$$T_m = (J_m + J_c) \frac{dw}{dt} + B_m \cdot w \quad \dots\dots\dots(V.3)$$

Debido que el motor es pequeño, tanto J_m como B_m se pueden despreciar, por lo que la ecuación (V.3) queda como:

$$T_m = J_c \frac{dw}{dt} \quad \dots\dots\dots(V.4)$$

Por otra parte, se sabe que el par T_m es proporcional al flujo de campo magnético ϕ y a la intensidad de corriente de armadura i_a , por lo que se tiene:

$$T_m = K_m \cdot i_a \phi \quad \dots\dots\dots(V.5)$$

donde K_m es la constante del motor y depende de las características de su construcción.

Dado que la corriente de campo es constante, el flujo magnético también lo es, por lo que puede ser introducido, junto con K_m en una sola constante K_T , de tal forma que la expresión (V.5) queda:

$$T_m = K_T i_a \quad \dots\dots\dots(V.6)$$

donde $K_T = K_m \cdot \emptyset =$ constante del par.

Sustituyendo (V.6) en (V.4):

$$K_T i_a = J_c \frac{dw}{dt}$$

despejando a i_a :

$$i_a = \frac{J_c}{K_T} \frac{dw}{dt} \quad \dots\dots\dots(V.7)$$

Sustituyendo (V.7) en (V.2):

$$e_a(t) = \frac{J_c}{K_T} R_a \frac{dw}{dt} + K_e \cdot w \quad \dots\dots\dots(V.8)$$

Además $w = \frac{d\emptyset}{dt}$ donde $\emptyset =$ posición angular del motor
 $w =$ velocidad angular del motor

Por lo tanto la expresión (V.8) queda:

$$e_a(t) = \frac{J_c}{K_T} R_a \frac{d^2\emptyset}{dt^2} + K_e \frac{d\emptyset}{dt} \quad \dots\dots\dots(V.8')$$

Aplicando la transformada de Laplace a la expresión (V.8'):

$$E_a(s) = \frac{Jc}{K_T} s^2 \Theta(s) + K_e s \cdot \Theta(s)$$

Por lo tanto la función de transferencia del motor y la carga es:

$$\frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{1}{\frac{Jc}{K_T} s^2 + K_e \cdot s} \dots\dots\dots(V.9)$$

La relación entre el desplazamiento angular de la flecha del motor y el desplazamiento lineal de la carga (portaherramienta) está dada como:

$$\frac{Xs(s)}{O(s)} = \frac{0.1 \text{ m}}{2 \text{ rad}} = 0.016 \text{ m/rad}$$

Por lo tanto, la función de transferencia del motor y la carga tomando como salida la posición lineal de la carga y como entrada el voltaje de armadura es:

$$\frac{Xs(s)}{E_a(s)} = \frac{0.016}{\frac{Jc}{K_T} s^2 + K_e \cdot s} \dots\dots\dots(V.10)$$

El valor de la inercia Jc se obtiene a partir de la masa M , y el desplazamiento lineal de ésta l por cada revolución de la flecha del motor, mediante la siguiente ecuación:

$$J_c = M \left[\frac{r}{2\pi} \right]^2 = 125 \text{ Kg} \left[\frac{0.1 \text{ m}}{2 \cdot \pi} \right]^2 = 0.0317 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$$

La constante K_e se obtiene a partir de los valores nominales de voltaje de armadura e_a , corriente de armadura i_a , resistencia de armadura R_a y la velocidad del motor, aplicando la siguiente expresión:

$$K_e = \frac{e_a - i_a R_a}{\text{RPM} \left(\frac{2\pi}{60} \right)} = \frac{110 - 2(1)}{1600 \left(\frac{2\pi}{60} \right)} = 0.6445 \text{ V} \cdot \text{s}$$

Con el valor de K_e se obtiene el valor de K_T mediante la siguiente expresión:

$$K_T = \frac{K_e}{9.81} = \frac{0.6445}{9.81} = 0.0657 \text{ V} \cdot \text{s}$$

Sustituyendo los valores de J_c , K_e y K_T en la expresión (V.10), se tiene:

$$\frac{X_s(s)}{E_a(s)} = \frac{0.016}{0.482 \text{ s}^2 + 0.6445 \text{ s}}$$

manipulando esta expresión se tiene:

$$\frac{X_s(s)}{E_a(s)} = \frac{0.0332}{s^2 + 1.336 \text{ s}} \dots \dots \dots \text{(V.11)}$$

En la figura V.13 se muestra el bloque que representa al motor y la carga a mover:

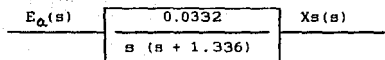


Figura V.13.- Bloque representativo del motor y el porta-herramienta.

Uniendo los bloques obtenidos para cada elemento, se forma el diagrama de la figura V.14. De dicho diagrama se observa que se tiene como incógnita la ganancia del comparador K , cuyo valor se puede variar a fin de tratar de obtener los polos de malla cerrada en las posiciones deseadas a fin de cumplir con las especificaciones de desempeño.

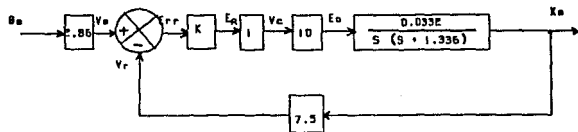


Figura V.14.-Diagrama de bloques del sistema completo a diseñar.

Reduciendo el diagrama a bloques de la figura V.13 se obtiene el diagrama de la figura V.15.

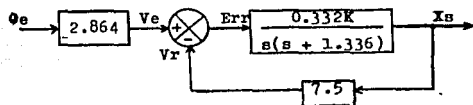


Figura V.15.-Diagrama a bloques reducido del sistema a diseñar.

Del diagrama de la figura V.15 se pueden identificar los siguientes términos de acuerdo a la forma canónica:

$$G(s)p = \frac{0.0332 K}{s(s + 1.336)} \quad \dots\dots\dots (V-12)$$

$$H_f(s) = 7.5 \quad \dots\dots\dots (V-13)$$

$$H_i(s) = 2.864 \quad \dots\dots\dots (V-14)$$

Por lo tanto la función de transferencia del sistema original es:

$$F(s) = \frac{X_s(s)}{\Phi_e(s)} = H_i(s) \frac{G(s)p}{1 + G(s)pH_f(s)}$$

$$F(s) = (2.864) \frac{0.0332K}{s^2 + 1.336s + 2.49K} \quad \dots\dots\dots (V-15)$$

5.-Determinación de la necesidad de compensar o no el sistema.

Debido a que las especificaciones de desempeño están dadas en términos de magnitudes en el dominio del tiempo, se debe utilizar el Lugar Geométrico de las Raíces (LGR) para saber si dichas especificaciones pueden satisfacerse sin compensar el sistema. En la figura V.16 se muestra el LGR para el sistema en función de la ganancia K .

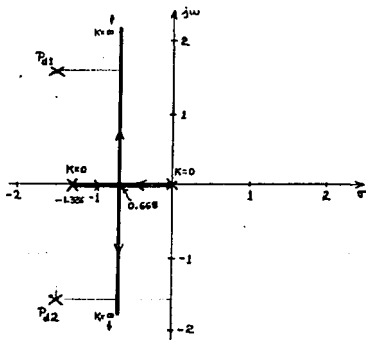
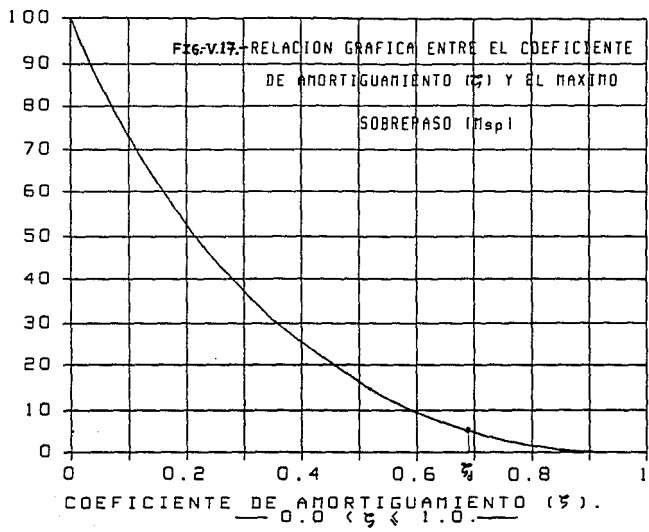


Figura V.16.-Lugar Geométrico de las Raíces del sistema original.

De las especificaciones de desempeño establecidas, se tiene que el máximo sobrepaso permitido es del 5%. tomando en cuenta este valor y auxiliandonos de la gráfica de la figura V.17 se

MAXIMO SOBREPASO (M_{sp}) EN %.



obtiene que el coeficiente de amortiguamiento (ζ) deseado es:

$$\zeta_d = 0.691$$

despejando de la expresión (III-28) a W_n se tiene:

$$W_n = \frac{3}{\zeta \cdot t_{ss}}$$

sustituyendo el valor de ζ_d obtenido y sabiendo que el tiempo de asentamiento t_{ss} requerido es como máximo de 2.0 seg., se tiene que la frecuencia natural deseada es:

$$W_{n_d} = 2.17 \text{ s}^{-1}$$

Con estos valores se puede establecer la posición de los polos deseados de malla cerrada:

$$P_{d1} = -1.5 + 1.568j$$

$$P_{d2} = -1.5 - 1.568j$$

En la figura V.1b también se han graficado los polos deseados de malla cerrada, y tal como se aprecia, dichos polos quedan fuera del LGR del sistema, por lo que no se pueden satisfacer las especificaciones de desempeño variando simplemente la ganancia K . De esto se desprende el hecho de que será necesario compensar el sistema.

Asignándole el valor de 1.0 a la constante K se tienen las siguientes características del sistema original:

$$\omega_n = 1.58$$

$$\zeta = 0.4228$$

$$\%M_{sp} = 23.18\%$$

$$t_{ss} = 4.5 \text{ seg.}$$

La respuesta del sistema original con $K=1$ se muestra en la figura V.18.

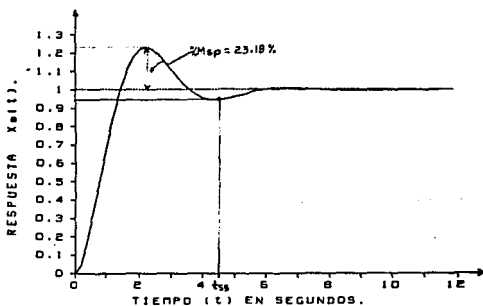


Figura V.18.- Respuesta en el dominio del tiempo del sistema original con $K=1$.

6.-Determinación del compensador.

Dado que se desea mejorar el comportamiento transitorio del

sistema. el compensador que se debe introducir es de adelanto de fase (CAD). Este tipo de compensadores, tal como quedó establecido en el apartado B del capítulo II, aumentan la rapidez de respuesta y el ángulo de adelanto introducido tiene efectos estabilizadores en el sistema, mejorando así su desempeño dinámico. Para la determinación de este compensador se aplicará el proceso establecido en el apartado B.1.b) del capítulo IV.

Una vez que se ha determinado la necesidad de compensar el sistema mediante un compensador de adelanto de fase, se procede a calcular el ángulo de fase \emptyset faltante para cumplir con la condición de ángulo de fase en el LGR para los polos deseados de malla cerrada, para esto se tiene la expresión siguiente:

$$\left. \frac{G(s)PH(s)}{s-P_d} \right|_{s=P_d} + \emptyset = + 180^\circ$$

sustituyendo valores:

$$\begin{aligned} \left. \frac{G(s)PH(s)}{s-P_d} \right|_{s=-1.5+1.568j} &= 0 - \angle -1.5+1.568j - \angle -164+1.568j \\ &= 0 + 46.27^\circ + 84.029^\circ \\ &= 130.3^\circ \end{aligned}$$

Por lo tanto el ángulo \emptyset es:

$$0 = 180^\circ - 130.3^\circ = 49.7^\circ$$

A continuación se determinará la ubicación del polo y del

cero del compensador, lo cual se obtiene en forma gráfica de acuerdo a lo establecido en el apartado B.1.b) del capítulo IV. Para este caso se obtiene la gráfica de la figura V.19. De esta figura se puede apreciar que la función de transferencia del compensador de adelanto de fase está dada como:

$$G(s)_{CAD} = \frac{s + 1.45}{s + 3.175} \dots\dots\dots(V-16)$$

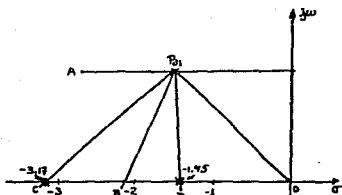


Figura V.19.- Gráfica para la obtención de la función de transferencia del compensador de adelanto de fase.

Ahora se debe calcular el valor de la ganancia K para la posición deseada de los polos de malla cerrada. Este valor de K se obtiene a partir de la condición de amplitud del LGR para el sistema compensado, cuya expresión matemática se presenta a continuación:

$$\left| G_p(s)G_{CAD}(s)H_1(s) \right|_{s=P_{dl}} = 1$$

Sustituyendo valores, obteniendo los modulos para cuando $s = -1.5 + 1.568j$ y despejando la ganancia K se tiene:

$$K = \frac{(2.17)(1.577)(2.29)}{(2.49)(1.568)} = 2.0$$

Para el valor de $K = 2.0$ se tiene que la tercera raiz de la ecuación característica del sistema compensado (tercer polo de malla cerrada) es:

$$s_3 = -1.51$$

Por lo tanto, la función de transferencia de malla cerrada del sistema compensado es:

$$\frac{Xs(s)}{Oe(s)} = \frac{1.9(s + 1.45)}{(s + 1.51)(s^2 + 3s + 4.7)} \dots\dots\dots(V-17)$$

Tal como se puede apreciar en la expresión V-17, la introducción del compensador convierte al sistema en uno de tercer orden. sinembargo, los efectos del tercer polo en $s=-1.51$ se ven enormemente disminuidos por el cero en $s= -1.45$, por lo que los polos deseados son dominantes. En la figura V.20 se muestra el diagrama a bloques del sistema compensado.

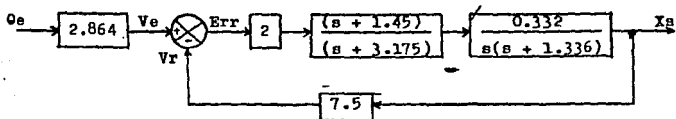


Figura V.20.- Diagrama a bloques del sistema compensado.

En la figura V.21 se muestra el diagrama del LGR para el sistema compensado.

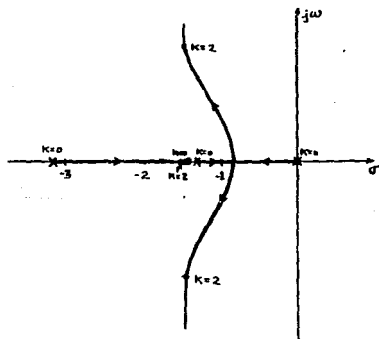


Figura V.21.-Diagrama del LGR del sistema compensado.

7.-Evaluación analítica del diseño matemático.

A fin de determinar si el sistema compensado cumple con las especificaciones de desempeño establecidas se debe obtener la respuesta en el dominio del tiempo del mismo. esta respuesta a un escalón se muestra en la figura V.22. Comparando esta figura con la figura V.18 que corresponde a la respuesta del sistema original, se aprecian mejoras considerables en el comportamiento transitorio, cumpliéndose las especificaciones de desempeño. De esto se deduce que el diseño matemático es aceptable.

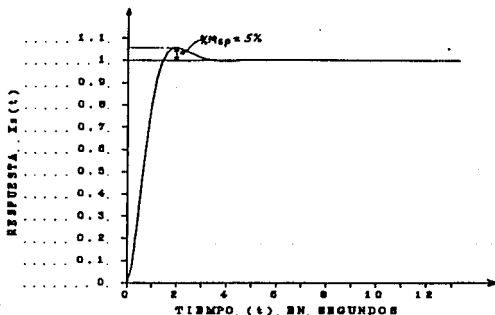


Figura V.22.-Respuesta en el dominio del tiempo del sistema compensado.

Los siguientes pasos del procedimiento de diseño establecido se refieren a la construcción y prueba del prototipo. sin embargo, dichos pasos no están contemplados para su realización en el presente trabajo. Por lo que para finalizar con la aplicación del procedimiento de diseño al ejemplo tratado se proporciona el diagrama del circuito electrónico que cumple con la función de transferencia del compensador de adelanto de fase diseñado, el cual se muestra en la figura V.23.

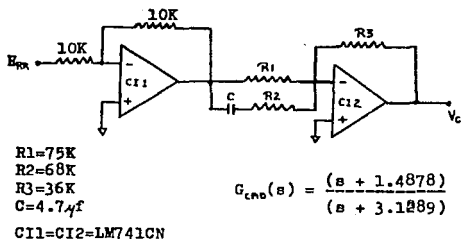


Figura V.23.-Compensador de adelanto de fase para el ejemplo presentado.

V.C. Confiabilidad de los elementos de los sistemas de control.

Tal como se estableció en el Capítulo IV, la elección de los

elementos que formarán parte del sistema de control a diseñar tiene gran importancia, esta selección debe iniciar con la aclaración detallada de las exigencias técnicas planteadas por el sistema. Entre estas exigencias se pueden mencionar las siguientes:

- Los parámetros estáticos y dinámicos con sus respectivos límites (ganancia de amplificadores, constantes de tiempo, tiempos de respuesta, zona muerta, etc.)
- La potencia de entrada y salida del elemento (características de voltajes, corrientes, velocidades, desplazamientos, etc.).
- Los tipos y parámetros de las fuentes de energía adicionales (frecuencia y voltaje de las fuentes eléctricas, la presión y el caudal de las fuentes hidráulicas y neumáticas, etc.).
- El consumo de potencia admisible de las fuentes de energía adicional.
- Las dimensiones admisibles y el peso del elemento.
- Las condiciones de su utilización (límites de variación de la temperatura circundante, la presión y humedad del aire, el efecto de las aceleraciones, etc.)
- La vida útil del elemento bajo condiciones normales de

utilización.

- Confiabilidad exigida para el elemento.
- El precio, entre otros.

Junto con el establecimiento de las exigencias técnicas se han de aclarar completamente las funciones realizadas por el elemento dentro del sistema diseñado y su interacción con otros elementos. Esto se hace con el fin de realizar correctamente los trabajos de construcción del sistema y también para determinar el lugar del elemento en el sistema general. De esta forma los dispositivos nuevos o modernizados en base a un sistema general, permiten enlazar otros elementos normalizados con diferentes principios de construcción para realizar una tarea común. Esto facilita la construcción en serie de los sistemas.

Esta última exigencia planteada se refiere a la normalización de los parámetros de los elementos y determina su comunicación exterior con otros elementos. Se pueden diferenciar 3 tipos de relaciones exteriores entre elementos:

- 1.- De información (señales de entrada y salida)
- 2.- De energía (relaciones con las fuentes de alimentación)
- 3.- De materiales (referente a su construcción)

Es por eso que los parámetros que deben ser normalizados se refieren a las señales de entrada-salida, como son los parámetros de las fuentes hidráulicas, neumáticas y eléctricas, así como las dimensiones fundamentales de construcción y montaje.

En particular, la normalización de esos parámetros en la producción en serie contribuye al aumento considerable de su producción y, por consiguiente, a la disminución de del costo de su elaboración.

De las exigencias técnicas mencionadas anteriormente sobresale por su importancia la confiabilidad de los elementos elegidos para formar parte del sistema total. Los fabricantes de estos elementos, antes de elaborarlos, realizan cálculos para los materiales, para las condiciones nominales de operación. Sin embargo, al elaborar los elementos así calculados siempre se observa una desviación entre los parámetros reales del elemento respecto a los valores de los parámetros teóricos. Tales desviaciones pueden ser tan grandes que sobrepasan los límites admisibles desde el punto de vista de la operación normal del sistema diseñado. Por ejemplo, la disminución de la ganancia de un amplificador puede conducir a un error estático inadmisibles del sistema, mientras que un aumento considerable de dicha ganancia puede conducir a la inestabilidad del sistema.

Por tal motivo, complementariamente al cálculo para los valores

nominales de los parámetros de los elementos y las condiciones nominales de operación. todos los elementos deben ser sometidos al cálculo de la variación posible de sus parámetros para su comprobación. Las causas que provocan esta variación de los parámetros pueden ser clasificadas en dos categorías: tecnológicas y de utilización.

Las causas tecnológicas se refieren a las desviaciones que se caracterizan por tolerancias de diferente genero: según las propiedades del material con que se construyen los elementos, por ejemplo la resistividad de un conductor, o el índice de dilatación térmica del material, según las dimensiones de las piezas (calibre del conductor, espesor del material), según el montaje del elemento con otros (la holgura entre unidades mecánicas). Estas variaciones provocadas por causas tecnológicas se pueden reducir considerablemente si la construcción del elemento cuenta con un dispositivo de regulación (resistencia variable o muelle ajustable).

Durante la utilización del sistema diseñado pueden cambiar las condiciones de operación como la temperatura del medio ambiente y la densidad del aire, los elementos se someten a la acción de las aceleraciones, cambian las magnitudes de las tensiones eléctricas de alimentación, las presiones de las redes

hidráulicas y neumáticas, etc. Como resultado, pueden cambiar en primer lugar las características de algunas piezas (cambio de viscosidad de un fluido o de la resistencia de un conductor dependientes de la temperatura), lo que necesariamente provoca un cambio también en las características de los elementos y por consiguiente se verá afectado el funcionamiento general del sistema. Por otro lado, el cambio de las condiciones externas pueden influir directamente sobre los parámetros de los elementos, a pesar de que las características de sus piezas se mantengan constantes, por ejemplo, el aumento del voltaje de la línea de alimentación provoca que el tiempo de acción de un relevador electromagnético se reduzca.

Los cambios de las características de las piezas pueden ser causados también por el envejecimiento y desgaste. Estas dos causas actúan en forma relativamente lenta. Experimentalmente se ha encontrado que el envejecimiento más intenso tiene lugar durante el período inicial de utilización, por lo que los elementos más importantes los someten a envejecimiento artificial antes de salir de la fábrica. Al terminar el plazo de servicio garantizado, la probabilidad del invecimiento intenso y de rotura crece de nuevo, por lo que las piezas se deben sustituir independientemente de su estado real. Este último aspecto está relacionado con el mantenimiento preventivo del sistema diseñado.

Contrarios al envejecimiento y desgaste, existen otros efectos externos que cambian rápidamente con el tiempo y la regulación manual ya no es aplicable. Si los cambios de los parámetros del elemento de control para este caso salen de los límites de la exactitud requerida, se deben introducir dispositivos de regulación que actúan automáticamente (supresores de picos de la línea de alimentación eléctrica, compensadores térmicos, termostatos, etc).

La desviación considerable e imprevista de los parámetros de los elementos tomada a partir de las características nominales y, especialmente la avería de un elemento, altera de una u otra forma el funcionamiento normal del sistema y con mucha frecuencia conduce a la puesta fuera de servicio del mismo. Por este motivo, se puede decir que ninguno de los elementos componentes posee la confiabilidad absoluta. Esta confiabilidad de los elementos está determinada por la confiabilidad de sus piezas y conjuntos (muelles, transistores, resistencias, contactos eléctricos, engranes, baleros, piezas de sujeción, etc.). La desviación imprevista de los parámetros del elemento o de una pieza fuera de los límites establecidos o su avería total, comunmente se conoce como falla. Las fallas dependen de gran multitud de causas de carácter tecnológico y de utilización que no siempre se someten a la apreciación y cálculo previos.

Es evidente que el problema de confiabilidad tiene gran importancia, la cual se incrementa constantemente debido al crecimiento continuo de la complejidad de los sistemas y el aumento del número de elementos que los constituyen. Este tipo de consideraciones pertenecen más propiamente al mantenimiento de los sistemas que al diseño de los mismos y son tratados principalmente mediante el concepto de mantenimiento predictivo, el cual surgió posterior al mantenimiento preventivo y correctivo y es aplicable a máquinas rotatorias.

CONCLUSIONES.

CONCLUSIONES .

El desarrollo tecnológico a nivel mundial tan acelerado en las últimas décadas, especialmente en el campo de los semiconductores, ha traído grandes beneficios a la industria, mejorando en calidad y cantidad la producción de artículos y servicios que nos proporciona ésta. La electrónica industrial se ha desarrollado asombrosamente, permitiéndonos contar con dispositivos que van desde los controles de las máquinas simples hasta los controles que se utilizan en los procesos más complicados en la industria nacional. Tal es el caso de los controladores de procesos para la fabricación del papel, la fabricación de llantas, o también los sistemas de control para el suministro de agua potable hacia las grandes ciudades del país, para la industria metalúrgica, del petróleo, etc.

La optimización de los procesos industriales ha conducido a la fabricación de los dispositivos de control basados en los microprocesadores, de ahí que la tendencia actual respecto a los sistemas de control está dirigida a la utilización de los microprocesadores precisamente como elementos de control. En este caso la función del diseñador va enfocada a la realización del programa de computadora que sustituye al compensador de los

sistemas analógicos de control. Los dispositivos de control que actúan de esta forma se conocen como Controladores Lógicos Programables que junto con los sistemas de control distribuido, pueden sustituir plenamente y con grandes beneficios a los antiguos sistemas analógicos de control. Los controladores lógicos programables son sistemas de control de estado sólido que han sido diseñados para ejecutar decisiones lógicas y operaciones aritméticas y son capaces de controlar la operación de las máquinas o controlar un proceso en una secuencia lógica previamente programada. Actualmente existen controladores lógicos programables de diversas marcas, pero en general ofrecen las siguientes ventajas respecto a los sistemas analógicos de control.

- Ofrecen gran flexibilidad, pudiendo ser rápida y fácilmente modificados en el lugar de operación.
- Cubren la necesidad del incremento de complejidad del control de las máquinas modernas y control de procesos en línea.
- Ofrecen facilidad para monitorear variables del proceso y detectar fallas.
- Cubren necesidades de confiabilidad.
- Reducen considerablemente el espacio utilizado.

La programación de estos controladores lógicos programables puede ser hecha mediante diagramas de escalera y enunciados de

control o por bloques funcionales. En este tipo de controladores lógicos programables, se puede utilizar una computadora digital de propósito general como una herramienta útil en el mantenimiento del equipo, lo que reduce considerablemente el tiempo muerto en una máquina debido a alguna falla en éste. En este caso la computadora digital es usada tanto para programar el equipo, como para monitorear secuencias de control y visualizar el comportamiento de las variables del proceso.

Las ventajas mencionadas anteriormente, y principalmente la disminución del mantenimiento requerido, justifican plenamente una inversión para sustituir los sistemas analógicos por controles lógicos programables y sistemas de control distribuido, esto principalmente cuando los componentes de los primeros son obsoletos y el tiempo muerto por mantenimiento así como el costo de éste son elevados, lo que repercute directamente en el volumen y costo de producción de un artículo.

El mantenimiento es otro aspecto importante dentro de la actividad del Ingeniero en Control, y desde el punto de vista personal, es donde el recién egresado debe desenvolverse en su primera etapa profesional, esto con el fin de que se familiarice con el funcionamiento real de los sistemas y relacione los conceptos teóricos aprendidos con el aspecto práctico a nivel industrial. Esta experiencia proporciona herramientas poderosas

para afrontar posteriormente el problema de diseño con mayor éxito. El mantenimiento de sistemas queda fuera del alcance del presente trabajo, debido a que requiere un trato profundo dada su importancia dentro de la industria.

Sabiendo cual es la tendencia de los sistemas de control, cabe preguntarnos: ¿Será necesario conocer la teoría de operación de los sistemas de control analógico y más aun saber los conceptos en que se basa el diseño de los mismos?. La respuesta es totalmente afirmativa debido a que la programación de los controladores lógicos programables y en general los equipos digitales de control, se basa en su totalidad en los conceptos obtenidos a partir del estudio de los sistemas analógicos.

Tal como se pudo apreciar, en el trabajo aquí presentado se han tratado con suficiente profundidad las herramientas teóricas necesarias para comprender el proceso de diseño de sistemas analógicos de control, tal como lo es la obtención de los diagramas de Bode, el Lugar Geométrico de las Raíces, la obtención de funciones de transferencia, etc. Sin embargo, como quedó establecido en la introducción, este trabajo va dirigido a aquellas personas que manejan ya los conceptos básicos de la Ingeniería de Control, por lo que se dá por hecho el conocimiento

de tales herramientas teóricas.

Por otro lado, los conceptos que han sido tratados tienen como fundamento la teoría de Control proporcionada en los diferentes libros que se enumeran en la bibliografía, por lo que si se desea profundizar en algún concepto en particular, se pueden referir a alguno de esos libros.

Finalmente, se espera que el trabajo presentado cumpla con los objetivos buscados y de esta manera contribuya a la formación de los estudiantes de asignaturas relacionadas con la Ingeniería de Control y a su vez sirva de ayuda para los profesores de tales asignaturas.

APENDICE A.

ANSI M06.1-1975	ISA- s37.1
APPROVED SEPTEMBER 10, 1975	1969.

STANDARD

ELECTRICAL TRANSDUCER
NOMENCLATURE AND TERMINOLOGY.



Sponsor

INSTRUMENT SOCIETY of AMERICA
400 Stanwix Street
Pittsburgh, Pennsylvania 15222

Reaffirmed October, 1975.

Instrument Society of America

FOREWORD

(This Foreword is included for information purposes and is not part of S37.1)

This Standard has been prepared as a service of the Instrument Society of America toward the goal of uniformity in the field of instrumentation. To be of real value, it should not be static, but should be subject to periodic review. Toward this end, the Society welcomes all comments and criticisms and asks that they be addressed to the Standards and Practices Board Secretary, Instrument Society of America, 400 Stanwix Street, Pittsburgh, Pennsylvania 15222.

This Standard supersedes ISA Tentative Recommended Practice RP37.1-1963, which was developed by ISA Subcommittee RA/RP37.1 (M. E. Binkley, H. N. Norton, T. A. Peily, and A. A. Zuehlke) between 1960 and 1963 to fill a need for standardized transducer nomenclature and specification terminology required, at that time, primarily by the aerospace industry.

The ISA Standards and Practices Department is aware of the growing need for attention to the metric system of units in general, and the International System of Units (SI) in particular, in the preparation of instrumentation standards. The Department is further aware of the benefits to users of ISA Standards in the USA of incorporating suitable references to the SI (and the metric system) in their business and professional dealings with other countries. Toward this end, this Department will endeavor to introduce SI and SI acceptable metric units as optional alternatives to English units in all new and revised standards to the greatest extent possible. The Metric Practice Guide, which has been published by the American Society for Testing and Materials as ASTM E380-72 (ANSI Z39.1-1973), and future revisions, will be the reference guide for definitions, symbols, abbreviations and conversion factors.

As production techniques of electrical transducers advanced, associated measuring techniques and systems became more established, and as new transducer designs became more readily available, they found increasing applications in all industries and sciences in addition to those types of transducers already in widespread use. Hence, it became necessary for ISA to develop uniform transducer nomenclature and terminology for use in as many technological fields as possible.

Using RP37.1-1963 as a starting point, Committee SP37 (consisting of the chairmen of Standards Committees on individual transducer types as well as the cognizant Standards Director) created a draft version of new S37.1 which was mailed to a large review board, representing a wide variety of fields, in 1968. The results of this review indicated the general acceptability of the new Standard to most industries, sciences, and educational institutions. Numerous suggestions for improvements and clarifications were also received by the Committee. Each comment was evaluated, and suitable revisions were made with Committee concurrence.

The preparation of this Standard was coordinated with the government sponsored Inter Range Instrumentation Group (IRIG) as well as with ISA Committee SP51 (Measurement and Control Terminology).

COMMITTEE SP37

H. N. Norton, Chairman	Jet Propulsion Laboratory
J. Z. Inkrep, Vice-Chairman	J-1 Propulsion Laboratory
Paul S. Lederer	National Bureau of Standards
Howard C. Chandon	Rosemount Engineering Co.
Loyl L. Lathrop	Sandia Corp.
Charles W. Silver	Revere Corp. of America
Richard W. Birkstrup	Kaiser Aluminum and Chemical Co.
Robert D. Bronson	General Dynamics Corp., Ft. Worth Div.

The assistance of those who aided in the preparation of this Standard, by their critical review of the first draft, by offering suggestions toward its improvement, and in other ways, is gratefully acknowledged. In addition to SP37 committee members, the following have reviewed this Standard in its draft version and have thus served as a Board of Review. They have indicated their general concurrence with this Standard, however, it should be noted that in this, they have acted as individuals and their approval does not necessarily constitute approval by their company or facility.

A. B. Anderson	Sandia Corp.
V. E. Benjamin	NASA Headquarters
H. A. Blake	Motorola Instrumentation and Control, Inc.
J. T. Blysum	Boson, Inc.
R. C. Butler	Bechtel Corp.
R. N. Hylbee	Thokol Chemical Corp.
T. K. Corlen	E. I. duPont de Nemours
E. Oaky	Dow Chemical Co.
J. C. Durrington	NASA Marshall Space Flight Center
J. D. Dykstra	U.S. Army Ballistic Research Labs.
G. G. M. Eastwood	Kimberly Clark Corp.
H. P. Ewing	The Boeing Co.
H. M. Fernandez	Air Force Special Weapons Center

L. W. Gadenhire	Radiation, Inc.
C. H. Gardner	Southern California Edison Co.
J. C. Garrigus	The Bristol Co.
R. E. Gorton	Prairie & Whitney Aircraft
R. E. Griffin	U. S. Bureau of Mines
G. J. Hagerly, Jr.	Stone & Webster Eng. Corp.
P. S. Heffene	Ruckelshyne
J. S. Hillen	National Bureau of Standards
J. B. Hirsch	Whittaker Corp.
T. M. Hoffman	Humble Oil and Refining Co.
K. L. Hopkins	Standard Oil Co. (Ohio)
O. C. Ingebritsen	NASA Langley Research Center
W. D. Johnson	Borg-Warner Corp., Chem. & Plastics Group
F. B. Kroeber	Ohio State University
J. Leak	The Boeing Co., Veritol Div.
H. B. Lewis	CEC Transducer Div.
R. Loewer	Argonne National Lab.
A. F. Marks	Bechtel Corp., Refinery & Chem. Div.
F. B. Miller	Naval Ship R&D Center
J. H. Mitchell	Citrus Server Gas Co.
R. L. Nickens	Reynolds Metals
R. P. Nuyes	E. G. & G., Inc.
D. S. Peikin	United Engineers and Constructors
T. A. Peris	Lockheed Missiles and Space Co.
E. D. Pettler	Whittaker Corp.
A. M. Pommer	Harry Diamond Labs.
K. C. Posey	LTV Aerospace
F. S. Rich	San Jacinto College
H. W. Rosenberg	Naval Weapons Center
H. Schindler	Alnor Instrument Co.
K. D. Smith	General Electric Co., Silicone Products Dept.
A. T. Snyder	The Boeing Co.
D. L. Scuttum	Blaw-Knox Co.
J. H. Tighman	NASA Manned Spacecraft Center
A. Upfold	Polymer Corp., Ltd.
W. L. Vandal	McDonnell Douglas Corp.
F. J. Walker	Consolidated Controls Corp.
R. J. Wallstrom	Philco-Ford
B. Washburn	U. of Calif., Los Alamos Scientific Lab.
L. H. Weirather	NASA Flight Research Center
D. C. Whitten	The Bristol Co.
P. J. Womeldorf	Illinois Power Co.

Approved for publication by the ISA Standards and Practices Board on August 1, 1969.

STANDARDS AND PRACTICES BOARD MEMBERS

E. J. Herbster	Mobil Oil Company
W. Carmack	Monsanto Company
R. E. Charridge	IBM Corporation
L. N. Combs	E. I. duPont de Nemours and Co., Inc.
G. G. Gallagher	The Fluor Corporation, Ltd.
R. L. Galley	McDonnell Douglas Astronautics Co.
J. R. Mahoney	IBM Corporation
F. L. Malby	Drexelbrook Engineering
A. P. McCauley	The Gladden Company
W. B. Miller	Moore Products Company
D. F. Muster	Dept. of Engineering
	University of Houston
H. N. Norton	Jet Propulsion Laboratory
	California Institute of Technology
G. Platt	Rehder Corporation
C. E. Ryker	Cummins Engine Company

ELECTRICAL TRANSDUCER NOMENCLATURE AND TERMINOLOGY

CONTENTS

Section	Page
1 Purpose	5
2 Scope	5
3 Nomenclature	5
3.1 Requirements	5
3.2 Usage in Titles	5
3.3 Usage in Text	5
3.4 Omission of Modifiers	5
3.5 Nomenclature and Examples	5
3.6 Optional Use of Alternate Nomenclature	5
3.7 Nomenclature Glossary	5
3.7.1 First Modifier Definitions	5
3.7.2 Third Modifier Definitions	7
3.7.3 Fourth Modifier Definitions	7
4 Terminology	8

1. PURPOSE

1.1 This Standard establishes:

- 1.1.1 Uniform nomenclature for transducers.
- 1.2.2 Uniform simplified terminology for transducer characteristics.

2. SCOPE

- 2.1 This Standard covers transducers used in electrical and electronic measuring systems.
- 2.2 It is realized that this Standard may not be wholly suitable for transducers used in automatic control systems and in some other specialized applications.
- 2.3 Emphasis on the stability of this Standard in all types of written and verbal communications has been placed in the following order of precedence:

- I. Users' and manufacturers' specifications, including catalogs and advertising.
- II. Calibration and test procedures and reports.
- III. Technical papers, educational and reference material, and periodicals.
- IV. Other Communications.

2.4 A recommended manner of assigning nomenclature to transducers is shown in Section 3.

2.5 Recommended terminology for transducer characteristics is shown in Section 4.

2.6 The word "simplified" (see 1.2.2) denotes the most brief, adequate definition which could be derived. The definition may be supplemented as deemed necessary by the user of the term.

3. NOMENCLATURE

3.1 NOMENCLATURE REQUIREMENTS

Nomenclature of transducers should consist of the following:

- 3.1.1 The noun "transducer".
- 3.1.2 A first modifier denoting the measurand.
- 3.1.3 When required, a second modifier restricting the measurand.
- 3.1.4 A third modifier denoting the electrical transduction principle, the adjective form should be used whenever possible.
- 3.1.5 An optional fourth modifier denoting the mechanical link in the transducer or any noteworthy special feature. (May be followed with the word "type").
- 3.1.6 When required, a modifier phrase restricting the modifier.

3.2 USAGE IN TITLES

When used in titles of drawings and specifications, headings in lists, indexes, and tabulations, and when indicated by other requirements which may be applicable, the sequence shown in 3.1 should be used.

††† Note that the standard value of the acceleration of gravity at the earth's surface is a unit of measure and is abbreviated "g". A measured value of the acceleration of gravity at the earth's surface is indicated by "g". The SI base unit "gram" is also used as a unit.

Examples: "Transducer, Pressure, Differential, Potentiometric, 0 to 10 psid." "Transducer, Sound Pressure, Capacitive, 100 to 160 dB." "Transducer, Acceleration, Relative, $\pm 3g$." "Transducer, Pressure, Absolute, Strain Gage, Amplifying, 0 to 500 psig."

3.3 USAGE IN TEXT

For all other purposes, such as use in a sentence or in captions under pictorial representations, the exact opposite of the sequence shown in 3.1 should be used.

Examples: "A $\pm 20g$ piezoelectric acceleration transducer was installed on the mounting plate." "A 0 to 300 F resistive surface temperature transducer was bonded to the tank skin." "Inge motion was measured with a 2 to -8 degree de-mounting relative angular-position transducer."

3.4 OMISSION OF MODIFIERS

When generalization of transducer types or categories is desired, the omission of modifiers should proceed in the order opposite to sequence shown in 3.1 whenever possible.

Examples: "Procurement of 150 potentiometric linear-displacement transducers of various ranges has been initiated." "Bulletin 01100 describes our capacitive liquid-level transducer." "The additional test requirements apply only to differential pressure transducers."

3.5 NOMENCLATURE AND EXAMPLES

The construction of typical transducer nomenclature and examples of modifiers are shown in Table 1.

3.6 OPTIONAL USE OF ALTERNATE

NOMENCLATURE

Use of alternate nomenclature is optional in the following special cases:

- 3.6.1 "Accelerometer" instead of preferred "Acceleration Transducer" or "Transducer, Acceleration."
- 3.6.2 "Tachometer" instead of preferred "Angular Speed Transducer" or "Transducer, Angular Speed."
- 3.6.3 "Strain Gage" instead of "Resistive Strain Transducer" or "Transducer, Strain, Resistive."
- 3.6.4 "Thermocouple" instead of "Thermoelectric Temperature Transducer" or "Transducer, Thermoelectric, Temperature."
- 3.6.5 "Flowmeter" instead of preferred terms "Flow Transducer" (or "Flow Rate Transducer") or "Transducer, Flow" (or "Transducer, Flow-Rate").

3.7 NOMENCLATURE GLOSSARY

Some of the nomenclature of Table 1 needs clarification because of the particular meaning intended for transducers. *Italicized* words, in definitions, are defined in Section 4. The terms in Table 1 with an associated asterisk (*) are defined below, for purposes of their use as modifiers in transducer nomenclature.

3.7.1 First Modifier Definitions

Attitude—The relative orientation of a vehicle or object represented by its angles of inclination to three orthogonal reference axes.

Displacement - The change in position of a body of point with respect to a reference point.

NOTE: Position is the spatial location of a body of point with respect to a reference point.

Flow Rate - The time rate of motion of a fluid, usually contained in a pipe or duct, expressed as fluid quantity per unit time.

Heat Flux - The quantity of thermal energy transferred to a unit area per unit time.

Humidity, Absolute - The mass of water vapor present in a unit volume of air or other fluid.

Humidity, Relative - The ratio of the water vapor pressure actually present to the water vapor pressure required for saturation at a given temperature, expressed in per cent.

Shock - The time rate of change of acceleration. Expressed in ft/sec^2 , cm/s^2 , g/s (Refer to footnote on page 5).

Light - An electromagnetic radiation whose wavelength is between approximately 10^7 and 10^6 cm.

NOTE: By strict definition only visible radiation (4×10^5 to 7×10^5 cm) can be considered as "light."

Nuclear Radiation - The emission of charged and uncharged particles and of electromagnetic radiation from atomic nuclei.

Pressure, Absolute - The pressure measured relative to zero pressure (vacuum).

Pressure, Differential - The difference in pressure between two points of measurement.

Pressure, Gage - Pressure measured relative to Ambient Pressure.

TABLE I
CONSTRUCTION OF TYPICAL TRANSDUCER NOMENCLATURE
AND EXAMPLES OF MODIFIERS

Main Noun	First Modifier (Abbrviated [Examples])	Second Modifier (Directly Measured [Examples])	Third Modifier (Physical Trans- duction Principle) [Examples]	Fourth Modifier ⁽¹⁾ (Sensing Element, Special Features or Processes) [Examples]	Range ⁽²⁾ ([Examples])	Units ⁽⁴⁾ [Examples]
Transducer	Acceleration Air Speed Attitude Attitude Rate Current Displacement Flow Rate Force Heat Flux Humidity Jerk Liquid Level Mach No. Nuclear Radiation Pressure Speed ⁽³⁾ Sound Pressure Strain Temperature Torque Velocity ⁽²⁾	Absolute Angular (Differential) Gage Intensified Intensity Linear Mass Mechanical Relative Surface Total Volumetric	*Capacitance *Electromagnetic *Inductive *Ionizing *Photoconductive *Photoelectric *Piezoelectric *Potentiometric *Resistive *Strain Gage *Thermoelectric	AC Output *Amplifying *Balancing *Bimetallic *Bimetallic *Bourdon Tube *Capacitance *Diaphragm *DIC Output *Distributive *Digital Output *Discrete Increment *Dual Output *Exposed Element *Frequency Output *Gyro *Integrating *Self-Generating *Semiconductive *Servo ⁽⁵⁾ (6) *Switch *Liquid Resistor *Ferroalloy *Ferroalloy *Lithium *Unbalanced *Weldable Element ⁽⁷⁾ Weldable	0 to 1000 +5 100 to +500 430 to 415	A °C cm cm/s deg 1/10 °F ft/s Hz ips in. K kg lb/min. m mm/Hg N % RH psia psid psig psid psid psid

(*) See Section 2.2 for definitions.

(1) Scalar quantity.

(2) Vector quantity.

(3) Nomenclature may include two of these terms.

(4) Preferred to "Degrees".

(5) Preferred to "Force Balance" or "Null Balance".

(6) When this modifier is used the third modifier (transduction principle) may be omitted.

(7) When this modifier is used together with "Frequency Output" the third modifier may be omitted.

(8) Defined in Terminology, Paragraph 4.4.

(9) Abbreviations used for units of Measurement used in specifications should generally be in accordance with ANSI Z39.19-1965.

Units Used in Science and Technology, Letter Symbols for.

(10) Use for angular measurements.

Sound Pressure - The total instantaneous pressure at a given point in the presence of a sound wave, minus the static pressure of that point.

Strain - The deformation per unit length produced in a solid as a result of stress.

3.7.2 Third Modifier Definitions

Capacitive - Converting a change of *Measurand* into a change of capacitance.

Electromagnetic - Converting a change of *Measurand* into an *Output* induced in a conductor by a change in magnetic flux, in the absence of *Excitation*.

Inductive - Converting a change of *Measurand* into a change of the self inductance of a single coil.

Ionizing - Converting a change of *Measurand* into a change in ionization current, such as through a gas between two electrodes.

Photoconductive - Converting a change of *Measurand* into a change in resistance or conductivity of a semiconductor material by a change in the amount of illumination incident upon the material.

Photovoltaic - Converting a change of *Measurand* into a change in the voltage generated when a junction between certain dissimilar materials is illuminated.

Piezoelectric - Converting a change of *Measurand* into a change in the electrostatic charge or voltage generated by certain materials when mechanically stressed.

Potentiometric - Converting a change of *Measurand* into a voltage ratio change by a change in the position of a movable contact on a resistance element across which excitation is applied.

Reluctive - Converting a change of *Measurand* into an a/c voltage change by a change in the reluctance path between two or more coils or separated portions of one coil when an *Excitation* is applied to the coil(s).

NOTE Included among *Reluctive Transducers* are those employing differential transformer, inductance-bridge, and synchro elements.

Resistive - Converting a change of *Measurand* into a change of resistance.

Strain Gage - Converting a change of *Measurand* into a change of resistance due to strain.

Thermoelectric - Converting a change of *Measurand* into a change in the emf generated by a temperature difference between the junctions of two selected dissimilar materials.

3.7.3 Fourth Modifier Definitions

Amplifying - With integral *Output* amplifier.

Bellows - A *Pressure Sensing Element* of generally

cylindrical shape whose walls contain deep convolutions, and for which the length changes when a pressure differential is applied.

Bondable - Designed to be permanently mounted to a surface by means of adhesive.

Bonded - Permanently attached over the length and width of the active element.

Bourdon Tube - A *Pressure Sensing Element* consisting of a twisted or curved tube of non-circular cross section which tends to be straightened by the application of internal pressure.

Capsule - A *Pressure Sensing Element* consisting of two metallic diaphragms joined around their peripheries.

DC Output - with integral demodulator, rectifier or frequency integrator.

Diaphragm - A *Sensing Element* consisting of a thin, usually circular, plate which is deformed by pressure differential applied across the plate.

Discrete Increment - Providing an *Output* which represents the magnitude of the *Measurand* in the form of discrete or quantized values.

Dual Output - Providing two separate and noninteracting *Outputs* which are functions of the applied *Measurand*.

Gyro (a contraction of gyroscope) - A *Transducer* which makes use of a self-contained spatial directional reference.

Integrating - Providing an *Output* which is a time integral function of the *Measurand*.

Self-Generating - Providing an *Output* signal without applied *Excitation*. Examples are *Piezoelectric*, *Electromagnetic*, and *Thermoelectric Transducers*.

Semiconductor - Materials, used for *Sensing Elements* or *Transduction Elements*, whose resistivity falls between that of conductors and insulators (e.g.: germanium, silicon, etc.). Examples of useful phenomena associated with these materials are: Hall effect, temperature coefficient of resistance, photo-resistivity, photovoltaic effect, piezoresistance, etc.

Servo (a contraction of servomechanism) - A *Transducer* type in which the *Output* of the *Transduction Element* is amplified and fed back so as to balance the forces applied to the *Sensing Element* or its displacements. The *Output* is a function of the feedback signal.

Turbine - A bladed rotor which turns at a speed nominally proportional to the volume rate of flow.

Ultrasonic - Using frequencies above the audio-frequency range, i.e., above 20kHz.

Unbonded - Stretched and unsupported between ends (usually refers to strain-sensitive wire)

4 TERMINOLOGY

When a term is not defined and is referenced to other terms, one of the terms referred to should be used instead.

All italicized terms appearing in definitions are defined in this document.

Definitions, or portions thereof, intended for use only in specifications (and their verification by testing) are preceded by "(S)".

Acceleration Error - The maximum difference, at any Measurand value within the specified Range, between Output readings taken with and without the application of specified constant acceleration along specified axes.

NOTE: See *Transducer Sensitivity* when applied to *Acceleration Transducer*.

Accuracy - The ratio of the Error to the Full Scale Output, or the ratio of the Error to the Output, as specified, expressed in percent.

NOTE 1: Accuracy may be expressed in terms of units of Measurand, or as within \pm percent of Full Scale Output.

NOTE 2: Use of the term Accuracy should be limited to generalized descriptions of characteristics. It should not be used in specifications. The term Error is preferred in specifications and other specific descriptions of transducer performance.

Altitude - The vertical distance above a stated reference level.

NOTE: Unless otherwise specified, this reference is mean sea level.

Ambient Conditions - The conditions (pressure, temperature, etc.) of the medium surrounding the case of the Transducer.

Ambient Pressure Error - The maximum change in Output at any Measurand value within the specified Range, when the ambient pressure is changed between specified values.

Analog Output - Transducer Output which is a continuous function of the Measurand, except as modified by the Resolution of the Transducer.

Attitude Error - The Error due to the orientation of the Transducer relative to the direction in which gravity acts upon the Transducer (see *Acceleration Error*).

"Best Straight Line" - A line midway between the two parallel straight lines closest together and enclosing all Output vs. Measurand values on a Calibration Curve.

Breakdown Voltage Rating (S) - The dc or sinusoidal ac voltage which can be applied across specified insulated portions of a Transducer without causing arcing or conduction above a specified current value across the insulating material.

NOTE: Time duration of application, Ambient Conditions, and ac frequency must be specified.

Bridge Resistance - (See *Input Impedance* and *Output Impedance*).

Burst Pressure Rating (S) - The pressure which may be applied to the Sensing Element or the case (as specified) of a Transducer without rupture of either the Sensing Element or Transducer case as specified.

NOTE: (1) Minimum number of applications and time duration of each application must be specified. (2) In the case of Transducers included to measure a property of a pressurized fluid, Burst Pressure is applied to the portion subjected to the fluid.

Calibration - A test during which known values of Measurand are applied to the Transducer and corresponding Output reading are recorded under specified conditions.

Calibration Curve - A graphical representation of the Calibration Record.

Calibration Cycle - The application of known values of Measurand, and recording of corresponding Output readings, over the full (or specified portion of the) Range of a Transducer in an ascending and descending direction.

Calibration Record - A record (e.g., table or graph) of the measured relationship of the Transducer Output to the applied Measurand over the Transducer Range.

NOTE: Calibration Records may contain additional calculated points so identified.

Calibration Simulation Provisions - Electrical connections or circuitry, contained within a Transducer, designed to permit the calibration of the associated measuring system by causing Output changes of known magnitude without varying the applied Measurand.

Calibration Traceability - The relation of a Transducer Calibration, through a specified step-by-step process, to an instrument or group of instruments calibrated by the National Bureau of Standards.

NOTE: The estimated Error incurred in each step must be known.

Calibration Uncertainty - The maximum calculated Error in the Output values, shown in a Calibration Record, due to causes not attributable to the Transducer.

Case Pressure - (See *Burst Pressure Rating, Proof Pressure, or Reference Pressure*).

Center of Sensitive Mass - The point within an acceleration Transducer where acceleration forces are considered to be summed.

Compensation - Provision of a supplemental device,

circuit, or special materials to counteract known sources of *Error*.

Conduction Error - The *Error* in a temperature *Transducer* due to heat conduction between the *Sensing Element* and the mounting of the *Transducer*.

Conformance - (See *Accuracy* and *Error Band*).

Continuous Rating - The rating applicable to specified operation for a specified uninterupted length of time.

Crimp - A change in *Output* occurring over a specific time period while the *Measurand* and all *Environmental Conditions* are held constant.

Critical Damping - (This term is defined under "Damping")

Cross Axis Acceleration - (See *Transverse Acceleration*).

Cross Sensitivity, Cross Axis Sensitivity - (See *Transverse Sensitivity*)

Damping - The energy dissipating characteristic which, together with *Natural Frequency*, determines the limit of *Frequency Response* and the *Response Time* characteristic of a *Transducer*.

NOTE 1: In response to a step change of *Measurand*, an underdamped (periodic) system oscillates about its final steady value before coming to rest at that value; an overdamped (aperiodic) system comes to rest without overshoot, and a critically damped system is at the point of change between the underdamped and overdamped conditions.

NOTE 2: Viscous *Damping* uses the viscosity of fluids (liquids or gases) to effect *Damping*.

NOTE 3: Magnetic *Damping* uses the current induced in electrical conductors by changes in magnetic flux to effect *Damping*.

Damping Ratio - The ratio of the actual *Damping* to the *Damping* required for *Critical Damping*.

Dead Volume - The total volume of the pressure port cavity of a *Transducer* with room barometric pressure applied.

Detector - (See *Transducer*).

Dielectric Strength - (See *Breakdown Voltage Rating* and *Insulation Resistance*).

Digital Output - Transducer Output that represents the magnitude of the *Measurand* in the form of discrete quantities coded in a system of notation.

NOTE: Distinguished from *Analog Output*

Directivity - The solid angle, or the angle in a specified plane, over which sound or radiant energy incident on a *Transducer* is measured within specified

tolerances in a specified band of *Acoustic* frequencies.

Distortion - (See *Harmonic Content*).

Dithering - The application of intermittent or oscillatory forces just sufficient to minimize static friction within the *Transducer*.

Double Amplitude - The peak-to-peak value.

Drift - An undesired change in *Output* over a period of time, which change is not a function of the *Measurand*.

Dynamic Characteristics - Those characteristics of a *Transducer* which relate to its response to variations of the *Measurand* with time.

End Device, End Instrument - (See *Transducer*).

End Points - The *Outputs* at the specified upper and lower limits of the *Range*.

NOTE (S) Unless otherwise specified, *End Points* are averaged during any one *Calibration*.

End Point Line - The straight line between the *End Points*.

Environmental Conditions - Specified external conditions (shock, vibration, temperature, etc.) to which a *Transducer* may be exposed during shipping, storage, handling, and operation.

Environmental Conditions, Operating Environment - *Conditions* during exposure to which a *Transducer* must perform in some specified manner.

Error - The algebraic difference between the indicated value and the true value of the *Measurand*.

NOTE 1: (S) It is usually expressed in percent of the *Full Scale Output*, sometimes expressed in percent of the *Output* reading of the *Transducer*.

NOTE 2: (S) A theoretical value may be specified as true value.

Error Band - The band of maximum deviations of *Output* values from a specified reference line or curve due to those causes attributable to the *Transducer*.

NOTE 1: (S) The band of allowable deviations is usually expressed as " \pm ... per cent of *Full Scale Output*", whereas in test and calibration reports the band of maximum actual deviations is expressed as "+... per cent, -... per cent of *Full Scale Output*".

NOTE 2: (S) The *Error Band* should be specified as applicable over at least two *Calibration Cycles*, so as to include *Repeatability*, and verified accordingly.

Error Curve - A graphical representation of *Errors* obtained from a specified number of *Calibration Cycles*.

Excitation - The external electrical voltage and/or current applied to a *Transducer* for its proper operation.

NOTE 1: In the sense of a physical quantity to be measured by a *Transducer*, use *Measurand*.

NOTE 2: (S) Usually expressed as range(s) of voltage and/or current values.

NOTE 3: Also see *Maximum Excitation*.

Field of View - The solid angle, or the angle in a specified plane, over which radiant energy incident on a *Transducer* is measured within specified tolerances.

Frequency, Modulated Output - An *Output* in the form of frequency deviations from a center frequency, where the deviation is a function of the applied *Measurand*.

Frequency Output - An *Output* in the form of frequency which varies as a function of the applied *Measurand* (e.g., angular speed and flow rate).

Frequency, Natural - The frequency of free (not forced) oscillations of the *Sensing Element* of a fully assembled *Transducer*.

NOTE 1: It is also defined as the frequency of a sinusoidally applied *Measurand* at which the *Transducer Output* lags the *Measurand* by 90 degrees.

NOTE 2: (S) Applicable at *Room Temperature* unless otherwise specified.

NOTE 3: Also see *Frequency, Resonant* and *Frequency, Ringing* which are considered more practical value than *Natural Frequency*.

Frequency, Resonant - The *Measurand* frequency at which a *Transducer* responds with maximum *Output* amplitude.

NOTE 1: (S) When major amplitude peaks occur at more than one frequency, the lowest of these frequencies is the *Resonant Frequency*.

NOTE 2: (S) A peak is considered major when it has an amplitude at least 1.3 times the amplitude of the frequency to which specified *Frequency Response* is referred.

NOTE 3: For subsidiary resonance peaks see *Resonance*.

Frequency, Ringing - The frequency of the oscillatory transient occurring in the *Transducer Output* as a result of a step change in *Measurand*.

Frequency Response - The change with frequency of the *Output/Measurand* amplitude ratio (and of the phase difference between *Output* and *Measurand*), for a sinusoidally varying *Measurand* applied to a *Transducer* within a stated range of *Measurand* frequencies.

NOTE 1: (S) It is usually specified as "within \pm ... per cent (or \pm ... db) from ... to ... Hertz."

NOTE 2: (S) *Frequency Response* should be referred to a frequency within the specified *Measurand* frequency range and to a specific *Measurand* value.

Frequency Response, Calculated - The *Frequency Response* of a *Transducer* calculated from its *Transient Response*, its mechanical properties, or its geometry, and so identified.

Friction - (See *Friction Error*)

Friction Error - The maximum change in *Output*, at any *Measurand* value within the specified *Range*, before and after minimizing friction within the *Transducer* by *Dithering*.

Friction Free Error Band - The *Error Band* applicable at *Room Conditions* and with frictions within the *Transducer* minimized by *Dithering*.

Full Scale - (See *Range*).

Full Scale Output - The algebraic difference between the *End Points*.

NOTE: (S) Sometimes expressed as " \pm (half the algebraic difference)" e.g., " ± 2.5 volts".

Gage Factor - A measure of the ratio of the relative change of resistance to the relative change in length of a *Resistance Strain Transducer* (strain gage).

Harmony Content - The distortion in a *Transducer's* sinusoidal *Output*, in the form of harmonics other than the fundamental component.

NOTE: (S) It is usually expressed as a percentage of rms *Output*.

Hysteresis - The maximum difference in *Output*, at any *Measurand* value within the specified *Range*, when the value is approached first with increasing and then with decreasing *Measurand*.

NOTE: (S) *Hysteresis* is expressed in percent of *Full Scale Output*, during any one *Calibration Cycle*. *Friction Error* is included with *Hysteresis* unless *Dithering* is specified.

Inaccuracy - (See *Error*).

Input - (See *Excitation* or *Measurand*).

Input Impedance - The impedance presented to the *Excitation* source (measured across the *Excitation* terminals of a *Transducer*).

NOTE: (S) Unless otherwise specified, *Input Impedance* is measured at *Room Conditions*, with no *Measurand* applied, and with the *Output* terminals open circuited.

Instability - (See *Stability*).

Insulation Resistance - (S) The resistance measured between specified insulated portions of a *Transducer* when a specified dc voltage is applied at *Room Conditions* unless otherwise stated.

Intermittent Rating - The rating applicable to specified operation over a specified number of time intervals of specified duration; the length of time between these time intervals must also be specified.

Isobaric Pressure - (See *Burst Pressure*, *Proof Pressure*, or *Reference Pressure*).

Leakage Rate - The maximum rate at which a fluid is permitted or determined to leak through a seal.

NOTE: (S) The type of fluid, the differential pressure across the seal, the direction of leakage and the location of the seal must be specified.

Least Squares Line - The straight line for which the sum of the squares of the residuals (deviations) is minimized.

Life Cycling - (S) The specified minimum number of full *Range* excursions or specified partial *Range* excursions over which a *Transducer* will operate as specified without changing its performance beyond specified tolerances.

Life Operating - (S) The specified minimum length of time over which the specified *Continuous* and *Intermittent Rating* of a *Transducer* applies without change in *Transducer* performance beyond specified tolerances.

Life Storage - (S) The specified minimum length of time over which a *Transducer* can be exposed to specified *Storage Conditions* without changing its performance beyond specified tolerances.

Linearity - The closeness of a *Calibration Curve* to a specified straight line.

NOTE: (S) *Linearity* is expressed as the maximum deviation of any *Calibration point* on a specified straight line, during any one *Calibration Cycle*. It is expressed as "within % percent of *Full Scale Output*."

Linearity, End Point - *Linearity* referred to the *End Point Line*.

Linearity, Independent - *Linearity* referred to the "Best Straight Line."

Linearity, Least Squares - *Linearity* referred to the *Least Squares Line*.

Linearity, Terminal - *Linearity* referred to the *Terminal Line*.

Linearity, Theoretical Slope - *Linearity* referred to the *Theoretical Slope*.

Low Pressure - (See *Reference Pressure*)

Load - (See *Load Impedance*)

Load Impedance - The impedance presented to the *Output terminals* of a *Transducer* by the associated external circuitry.

Loading Error - An *Error* due to the effect of the *Load Impedance* on the *Transducer Output*.

NOTE: In the case of force *Transducers* the term "loading" has been applied to application of force.

Maximum (Minimum) Ambient Temperature - The value of the highest (lowest) ambient temperature that a *Transducer* can be exposed to, with or without *Excitation* applied, without being damaged or subsequently showing a performance degradation beyond specified tolerances.

Maximum Excitation - (S) The maximum value of *Excitation* voltage or current that can be applied to the *Transducer* at *Room Conditions* without causing damage or performance degradation beyond specified tolerances.

Maximum (Minimum) Fluid Temperature - (S) The value of the highest (lowest) *Measured Fluid Temperature* that a *Transducer* can be exposed to, with or without *Excitation* applied, without being damaged or subsequently showing a performance degradation beyond specified tolerances.

NOTE: (S) When a *Maximum* or *Minimum Fluid Temperature* is not separately specified it is intended to be the same as any specified *Maximum* or *Minimum Ambient Temperature*.

Mean Output Curve - The curve through the mean values of *Output* during any one *Calibration Cycle* or a different specified number of *Calibration Cycles*.

Measurand - A physical quantity, property or condition which is measured.

NOTE: The term "Measurand" is preferred to "input", "parameter to be measured", "physical phenomenon", "stimulus", and "variable".

Measured Fluid - The fluid which comes in contact with the *Sensing Element*.

NOTE: The chemical and/or physical properties of this fluid may be specified to insure proper *Transducer* operation.

Mounting Error - The *Error* resulting from mechanical deformation of the *Transducer* caused by mounting the *Transducer* and making all *Measurand* and electrical connections.

Natural Frequency - (See *Frequency, Natural*. See also *Frequency, Resonant*.)

Non Linearity - (See *Linearity*)

Non-operating Conditions - (See *Environmental Conditions, Non-operating*)

Non-Repeatability - (See *Repeatability*).

Null - A condition, such as of balance, which results in a minimum absolute value of *Output*.

Operating Conditions - See *Environmental Condition*.

Output - The electrical quantity, produced by a *Transducer*, which is a function of the applied *Measurand*.

Output Impedance - The impedance across the *Output* terminals of a *Transducer* presented by the *Transducer* to the associated external circuitry.

Output Noise - The rms, peak, or peak-to-peak (as specified) a-c component of a *Transducer's* d-c *Output* in the absence of *Measurand* variations.

NOTE: (S) Unless otherwise specified, *Output Impedance* is measured at *Room Conditions* and with the *Excitation* terminals open/circuited, except that nominal *Excitation* and *Measurand* between 80 and 100 percent of *Span* is applied when the *Transducer* contains integral active output conditioning circuitry.

Output Regulation - The change in *Output* due to a change in *Excitation*.

NOTE: (S) Unless otherwise specified, *Output Regulation* is measured at *Room Conditions* and with the *Measurand* applied at its upper *Range* limit.

Overload - The maximum magnitude of *Measurand* that can be applied to a *Transducer* without causing a change in performance beyond specified tolerance.

Overrange - (See *Overload*).

Overshoot - The amount of *Output* measured beyond the final steady *Output* value, in response to a step change in the *Measurand*.

NOTE: (S) Expressed in percent of the equivalent step change in *Output*.

Parameter (To be measured) - (See *Measurand*).

Peak to Peak - (See *Double Amplitude*).

Physical Input - (See *Measurand*).

Pickup - (See *Transducer*).

Power Input - (See *Excitation*).

Precision - (See *Repeatability and Stability*).

Primary Element, Primary Detector - (See *Sensing Element*).

Proof Pressure - The maximum pressure which may be applied to the *Sensing Element* of a *Transducer* without changing the *Transducer* performance beyond specified tolerances.

NOTE 1: In the case of *Transducers* intended to measure a property of pressurized fluid, *proof pressure* is applied to the portion subject to the fluid.

NOTE 2: (S) *Differential Pressure Transducer* specifications should indicate whether the specified differential *Proof Pressure* is applicable at ambient or maximum specified *Reference Pressure*, or both, and whether a reverse differential *Proof Pressure*, at ambient or maximum specified *Reference Pressure*, or both, is additionally applicable.

Range - The *Measurand* values, over which a *Transducer* is intended to measure, specified by their upper and lower limits.

Recovery Time - The time interval, after a specified event (e.g., *Overload*, *Excitation* transients, *Output* shortcircuiting) after which a *Transducer* again performs within its specified tolerances.

Reference Pressure - The pressure relative to which a *Differential Pressure Transducer* measures pressure.

Reference Pressure Error - The *Error* resulting from variations of a *Differential Pressure Transducer's* *Reference Pressure* within the applicable *Reference Pressure Range*.

NOTE: (S) It is usually specified as the maximum change in *Output*, at any *Measurand* value within the specified *Range*, when the *Reference Pressure* is changed from *Ambient Pressure* to the upper limit of the specified *Reference Pressure Range*.

Reference Pressure Range - (S) The range of *Reference Pressures* which can be applied without changing the *Differential Pressure Transducer's* performance beyond specified tolerances for *Reference Pressure Error*. When no such error is specified, none is allowed.

Reference Pressure Sensitivity Shift - The *Sensitivity Shift* resulting from variations of a *Differential Pressure Transducer's* *Reference Pressure* within specified limits.

Reference Pressure Zero Shift - The change in the *Zero Measurand Output* of a *Differential Pressure Transducer* resulting from variations of *Reference Pressure* (applied simultaneously to both pressure ports) within its specific limits.

Repeatability - The ability of a *Transducer* to reproduce *Output* readings when the same *Measurand* value is applied to it consecutively, under the same conditions, and in the same direction.

NOTE: (S) *Repeatability* is expressed as the maximum difference between *Output* readings; it is expressed as "within _____ percent of *Full Scale Output*". Two *Calibration Cycles* are used to determine *Repeatability* unless otherwise specified.

Reproducibility - (See *Repeatability*).

Resolution - The magnitude of *Output* step changes as the *Measurand* is continuously varied over the range.

NOTE 1: This term relates primarily to *Potentiometric Transducers*.

NOTE 2: (S) Resolution is best specified as *Average* and *Maximum Resolution*; it is usually expressed in percent of *Full Scale Output*.

NOTE 3: In the sense of the smallest detectable change in *Measurand* use *Threshold*.

Resolution, Average - (S) The reciprocal of the total number of output steps over the *Range*, multiplied by 100 and expressed in percent voltage-ratio (for a *Potentiometric Transducer*) or in percent of *Full Scale Output*.

Resolution, Maximum - (S) The magnitude of the largest of all *Output* steps over the *Range*, expressed as percent voltage ratio (for a *Potentiometric Transducer*) or in percent of *Full Scale Output*.

Resonances - Amplified vibrations of *Transducer* components, within narrow frequency bands, observable in the *Output*, as vibration is applied along specified *Transducer* axes.

Resonant Frequency - (See *Frequency, Resonant*).

Response Time - The length of time required for the *Output* of a *Transducer* to rise to a specified percentage of its final value as a result of a step change of *Measurand*.

NOTE 1: (S) To indicate this percentage it can be worded so as to precede the main term, e.g., "98% Response Time: . . . milliseconds, max."

NOTE 2: Also see *Time Constant* and *Rise Time*.

Ringup Period - The period of time during which the amplitude of *Output* oscillations, excited by a step change in *Measurand*, exceed the steady state *Output* value.

NOTE: (S) Unless otherwise specified, the *Ringup Period* is considered terminated when the *Output* oscillations no longer exceed ten percent of the subsequent steady state *Output* value.

Rise Time - The length of time for the *Output* of a *Transducer* to rise from a small specified percentage of its final value to a large specified percentage of its final value as a result of a step change of *Measurand*.

NOTE 1: (S) Unless otherwise specified, these percentages are assumed to be 10 and 90 percent of the final value.

NOTE 2: Also see *Time Constant*.

Room Conditions - Ambient *Environmental Conditions*, under which transducers must commonly operate, which have been established as follows:

(a) Temperature: $25 \pm 10^\circ\text{C}$ ($77 \pm 18^\circ\text{F}$)

(b) Relative Humidity: 90 percent or less.

(c) Barometric Pressure: 26 to 32 inches Hg.

NOTE: Tolerances closer than shown above are frequently specified for transducer calibration and test environments.

Self Heating - Internal heating resulting from electrical energy dissipated within the *Transducer*.

Sensing Element - That part of the *Transducer* which responds directly to the *Measurand*.

NOTE: This term is preferred to "Primary element", "Primary detector", "Primary detecting element".

Sensitivity - The ratio of the change in *Transducer Output* to a change in the value of the *Measurand*.

NOTE: In the sense of the smallest detectable change in *Measurand* use *Threshold*.

Sensitivity Shift - A change in the slope of the *Calibration Curve* due to a change in *Sensitivity*.

Sensor - (See *Transducer*).

Source Impedance - The impedance of the *Excitation* supply presented to the *Excitation* terminals of the *Transducer*.

Span - The algebraic difference between the limits of the *Range*.

Speed of Response - (See *Response Time, Time Constant*).

Stability - The ability of a *Transducer* to retain its performance characteristics for a relatively long period of time.

NOTE: (S) Unless otherwise stated, *Stability* is the ability of a *Transducer* to reproduce *Output* readings obtained during its original *Calibration*, at *Room Conditions*, for a specified period of time; it is then typically expressed as "within _____ percent of *Full Scale Output* for a period of _____ months."

Static Calibration - A *Calibration* performed under *Room Conditions* and in the absence of any vibration, shock, or acceleration (unless one of these is the *Measurand*).

Stimulus - (See *Measurand*).

Strain Error - The *Error* resulting from a strain imposed on a surface to which the *Transducer* is mounted.

NOTE 1: This term is not intended to relate to *Sharn*

Transducers (strain gages).

NOTE 2: Also see *Mounting Error*

Tapping - (See *Duhering*).

Temperature Error - The maximum change in *Output*, at any *Measurand* value within the specified *Range*, when the *Transducer* temperature is changed from *Room Temperature* to specified temperature extremes.

Temperature Error Band - The *Error Band* applicable over stated environmental temperature limits.

Temperature Gradient Error - The transient deviation in *Output* of a *Transducer* at a given *Measurand* value when the ambient temperature or the *Measured Fluid* temperature changes at a specified rate between specified magnitudes.

Temperature Range, Compensated - (See *Temperature Range, Operating*).

Temperature Range, Fluid - The range of temperature of the *Measured Fluid*, when it is not the ambient fluid, within which operation of the *Transducer* is intended.

NOTE 1: (S) Within this range of fluid temperature all tolerances specified for *Temperature Error*, *Temperature Error Band*, *Temperature Gradient Error*, *Thermal Zero Shift* and *Thermal Sensitivity Shift* are applicable.

NOTE 2: (S) When a *Fluid Temperature Range* is not separately specified, it is intended to be the same as the *Operating Temperature Range*.

Temperature Range, Operating - The range of ambient temperatures, given by their extremes, within which the *Transducer* is intended to operate; (S) within this range of ambient temperature all tolerances specified for *Temperature Error*, *Temperature Error Band*, *Temperature Gradient Error*, *Thermal Zero Shift* and *Thermal Sensitivity Shift* are applicable.

Theoretical Line - A *Theoretical Slope* for which the *Theoretical End Points* are 0 and 100% of both *Measurand* and *Output*.

Theoretical Curve - The specified relationship (table, graph, or equation) of the *Transducer Output* to the applied *Measurand* over the *Range*.

Theoretical End Points - The specified points between which the *Theoretical Curve* is established and to which no *End Point* tolerances apply.

NOTE: The points can be other than 0 and 100% of both *Measurand* and *Output*.

Theoretical Slope - The straight line between the *Theoretical End Points*.

Thermal Coefficient of Resistance - The relative change in resistance of a conductor or semiconductor per unit change in temperature over a stated range of temperature.

NOTE: (S) Expressed in ohms per ohm per degree F or C.

Thermal Compensation - (See *Compensation*).

Thermal Sensitivity Shift - (S) The *Sensitivity Shift* due to changes of the ambient temperature from *Room Temperature* to the specified limits of the *Operating Temperature Range*.

Thermal Zero Shift - (S) The *Zero Shift* due to changes of the ambient temperature from *Room Temperature* to the specified limits of the *Operating Temperature Range*.

Threshold - The smallest change in the *Measurand* that will result in a measurable change in *Transducer Output*.

NOTE: When the *Threshold* is influenced by the *Measurand* values, these values must be specified.

Time Constant - The length of time required for the *Output* of a *Transducer* to rise to 63% of its final value as a result of a step change of *Measurand*.

Total Error Band - (See *Error Band*).

Torque Error - (See *Mounting Error*).

Transducer - A device which provides a usable *Output* in response to a specified *Measurand*.

NOTE: The term *Transducer* is usually preferred to "Sensor" and "Detector" and to such terms as "Flowmeter", "Accelerometer" and "Tachometer"; it is always preferred to "Pickup", "Gage" (when not equipped with a dial-indicator), "Transmitter" (which has an entirely different meaning in telemetry technology), "Cell", and "End Instrument".

Transduction Element - The electrical portion of a *Transducer* in which the *Output* originates. (Refer to Table I, Third Modifier.)

Transient Response - The response of a *Transducer* to a step change in *Measurand*.

NOTE: (S) *Transient Response*, as such, is not shown in a specification except as a general heading, but is defined by such characteristics as *Time Constant*, *Response Time*, *Ringing Period*, etc.

Transverse Response - (See *Transverse Sensitivity*.)

Transverse Acceleration - An acceleration perpendicular to the sensitive axis of the *Transducer*.

Transverse Sensitivity - The *Sensitivity* of a *Transducer* to *Transverse Acceleration* or other transverse *Measurand*.

NOTE: (S) It is specified as maximum *Transverse Sensitivity* when a specified value of *Measurand* is applied along the transverse plane in any direction, and is usually expressed in percent of the *Sensitivity* of the *Transducer* in its sensitive axis.

Variable - (See *Measurand*).

Vibration Error - The maximum change in *Output*, at any *Measurand* value within the specified *Range*, when vibration levels of specified amplitude and range of frequencies are applied to the *Transducer* along specified axes.

Vibration Sensitivity - (See *Vibration Error*).

Voltage Ratio - For potentiometric *Transducers*, the ratio of *Output* voltage to *Excitation* voltage, usually expressed in percent.

Warm up Period - The period of time, starting with

the application of excitation to the *Transducer*, required to assure that the *Transducer* will perform within all specified tolerances.

Zero measurand Output - The *Output* of a *Transducer*, under *Room Conditions* unless otherwise specified, with nominal excitation and zero *Measurand* applied.

Zero Shift - A change in the *Zero measurand Output* over a specified period of time and at *Room Conditions*.

NOTE: This *Error* is characterized by a parallel displacement of the entire *Calibration Curve*.

GLOSARIO.

G L O S A R I O :

Actuador.-Es el elemento del sistema de control que recibe la señal de control y lleva acabo la acción correctiva sobre la planta, es decir, es el elemento final de control.

Algoritmo.-Procedimiento lógico para la realización de una actividad o solución de un problema específico.

Comparador.-Dispositivo de control que realiza la diferencia entre la variable de referencia y la variable realimentada para dar como resultado la señal de error.

Compensador.-Dispositivo de control que en sistemas analógicos realiza el acondicionamiento de la señal de error para ser aplicada al elemento actuador.

Control.-Disciplina que permite mantener bajo ciertas características deseadas el funcionamiento de un sistema en particular.

Controlador.-Dispositivo de control que en sistemas digitales realiza el acondicionamiento de la señal de error para ser alimentada al elemento actuador.

Controlador Lógico programable.-Son equipos digitales de control de estado sólido cuya función es ejecutar decisiones lógicas a fin de controlar el funcionamiento de un sistema general de acuerdo a una secuencia lógica previamente programada, también se conoce como PLC (de las iniciales de su nombre en Inglés: Programming Logic Controller).

Diagrama de bloques.-Representación fiel de las relaciones que existen entre las variables de un sistema utilizando bloques individuales.

Ecuación característica.-Es la ecuación matemática cuyas raíces son los polos de malla cerrada de un sistema.

Error, señal de.-Es el resultado de la comparación de la variable de entrada y la variable retroalimentada, por lo tanto nos da información acerca de que tan alejada se encuentra la variable de salida respecto a al valor que se requiere.

Escalamiento.-Paso a realizar dentro del proceso de simulación y consiste en ajustar las variables de un sistema tanto en amplitud como en tiempo a fin de que el valor de cada una de ellas se encuentre dentro del rango que maneja la computadora analógica a usar.

Especificaciones de desempeño.-Características de funcionamiento deseadas para un sistema referidas a exactitud, rapidez y estabilidad.

Estabilidad.-Capacidad de un sistema para mantener su funcionamiento dentro de un rango de variación aceptable al ser excitado por una perturbación y que al suspenderse ésta regrese a su funcionamiento normal. En otras palabras, los transitorios dentro del sistema deben decaer.

Exactitud.-Es la desviación del valor obtenido de una variable respecto al valor esperado.

Función de transferencia.-Es el cociente de la transformada de Laplace de la salida entre la transformada de Laplace de la entrada de un elemento o sistema lineal suponiendo las condiciones iniciales nulas.

Ganancia.-Factor de proporcionalidad entre la amplitud de la salida y la amplitud de la entrada en un dispositivo amplificador.

Modelo matemático.-Expresión matemática que representa las relaciones entre las diferentes variables de un sistema.

Muestreo.-Tomar en cuenta el valor de la señal solo en determinados instantes, por lo que la señal así obtenida es una variable discreta.

Offset.-Es un desbalanceamiento en corriente y voltaje de Corriente Directa en las dos terminales de entrada de un Amplificador Operacional, este desbalance provoca que cuando las señales en estas terminales de entrada son iguales, el voltaje de salida no es cero.

Perturbación.-Es una señal de excitación aleatoria.

Planta.-Es la parte que se desea controlar dentro de un sistema.

PLC.-Ver Controlador Lógico Programable.

Proceso.-Operación continua y gradual que conduce a un fin requerido.

Retroalimentación.-Consiste en tomar una muestra de la señal de salida para compararla con la señal de referencia y de este modo mantener a la primera bajo control.

Señales analógicas.-Son señales continuas cuya amplitud es directamente proporcional a la amplitud de una variable física específica.

Señales digitales.-Son aquellas señales discretas que se encuentran agrupadas en un código binario, donde cada combinación binaria representa un valor de cierta variable física.

Servomecanismo.-Es un sistema de control en el cual la variable de salida o variable controlada es una posición, velocidad o aceleración mecánicas.

Simulación.-Consiste en someter un modelo elaborado de un sistema a pruebas para verificar el comportamiento de éste.

Sistema.-Conjunto de componentes que interactúan en un proceso definido.

Sistema de control distribuido.-Es un sistema de control digital donde las operaciones de una maquina son supervisadas de manera dividida por dos o más microprocesadores, cada uno de los cuales reportan y llevan acabo órdenes de un procesador maestro.

Sistema de malla abierta.-Es aquel en el que la relación entre la variable de entrada y la variable controlada es proporcionada directamente por la planta del sistema, es decir no existe retroalimentación.

Sistema de malla cerrada.-Es aquel en el que la señal de salida o variable controlada se compara con la señal de referencia, es decir, existe retroalimentación.

Variable de control.-Es el resultado de aplicar a la señal de error la acción de control mediante el compensador o controlador. Esta señal se aplica al actuador.

Variable de entrada.-Es una variable independiente que se puede aplicar, variar o suspender de acuerdo a como convenga. Se conoce también como señal de referencia.

Variable de salida.-Es la señal que se obtiene como respuesta del sistema controlado. recibe también el nombre de variable controlada.

Variable realimentada.-Es la porción obtenida a partir de la señal de salida que se compara con la señal de referencia a fin de cuantificar la desviación existente entre ambas.

BIBLIOGRAFIA.

B I B L I O G R A F I A :

Baena Paz, Guillermina

Instrumentos de investigación. Manual para elaborar trabajos de investigación y Tesis profesionales.

Editores Mexicanos Unidos.

Dawes, Chester L.

Tratado de Electricidad
Tomo I: Corriente continua.

Ed. Gustavo Gilli.

D'azzo, Jhon J. and Houppis, Constantine H.

Feedback Control System Analysis and Synthesis.

Ed. McGraw-Hill.

Dorf, Richard C.

Sistemas automáticos de control.
Teoría y práctica.

Ed. Addison-Wesley Iberoamericana.

Dorf, Richard C.

Time-domain Analysis and design
of control systems.

ED. Addison-Wesley Iberoamericana.

Elgerd, Olle I.
Control Systems Theory.
Ed. McGraw-Hill.

Escarpenter, José A.
Enciclopedia práctica de la lengua.
Tomo I.
Ed. Cumbre S. A.

Harrison, Howard L. y Bollinger, Jhon G.
Controles automáticos.
Ed. Trillas.

Houpis, Constantine H.
Digital Control Systems.
Ed. McGraw-Hill.

Ogata, Katsuhiko.
Ingeniería de control Moderna.
Ed. Prentice Hall.

Kolosov S. y Kalmikov I.
Elementos de automática.
Ed. Mir, Moscú.

Kuo, Benjamin C.

Sistemas automáticos de control.

Ed. C.E.C.S.A.

Netushil A.

Teoría del mando automático.

Ed. Mir, Moscú.

Phillips, Charles L. y Nagle Jr.

Sistemas de control digital,
Análisis y diseño.

Ed. Gustavo Gili.

Truxal, Jhon G.

Control systems synthesis.

Ed. McGraw-Hill.

SCR Manual

General Electric.