

5
2ej



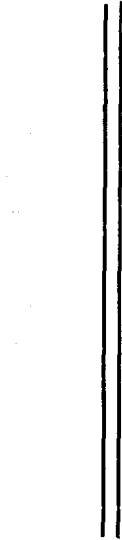
Universidad Nacional Autónoma de México

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ZARAGOZA

PROLOG COMO LENGUAJE EN EL DESARROLLO DE UN SISTEMA EXPERTO EN DINAMICA Y CONTROL DE PROCESOS QUIMICOS

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO QUIMICO
P R E S E N T A
ANGEL GOMEZ GONZALEZ



MEXICO, D.F.

1991



Universidad Nacional
Autónoma de México



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

1.0	INTRODUCCION	1
2.0	GENERALIDADES	6
2.1	Antecedentes	7
2.2	La Inteligencia Artificial y los Sistemas Expertos	12
2.3	Origen y desarrollo de los Sistemas Expertos	20
3.0	DINAMICA Y CONTROL DE PROCESOS QUIMICOS	29
3.1	Aspectos generales del diseño de sistemas de control de procesos	32
3.2	Modelado de procesos químicos	38
3.3	Análisis del comportamiento dinámico de los procesos	41
3.4	Sistemas de primer orden	54
3.5	Sistemas de segundo orden	60
3.6	Sistemas de control	78
3.7	Comportamiento dinámico de procesos contro- lados con sistemas feedback	93
4.0	ESTABILIDAD DE LOS PROCESOS QUIMICOS	111
4.1	Criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz .	116
4.2	Criterio de estabilidad de Root-Locus	127
5.0	DESARROLLO DE UN SISTEMA EXPERTO	140

5.1 Adquisición de la base del conocimiento ..	141
5.2 Estructuración del sistema	146
6.0 RESULTADOS Y CONCLUSIONES	151
6.1 Resultados.....	152
6.2 Conclusiones.....	155
ANEXO I	157
ANEXO II	164
ANEXO III	170
Bibliografía	174

1.0 INTRODUCTION

En las últimas décadas ha sido sorprendente el desarrollo tecnológico que han alcanzado algunas áreas específicas de la ciencia. Gran parte de estos avances son debidos a las investigaciones y descubrimientos que se han realizado en el campo de la electrónica y los circuitos integrados o microcircuitos, ya que éstos han repercutido extraordinariamente en la mayoría de las tareas cotidianas del ser humano.

La ciencia de la computación es una de las áreas más favorecidas con los avances logrados, ya que los primeros computadores fueron demasiado voluminosos, lentos en el procesamiento de datos, con escasa memoria y muy costosos. En la actualidad se cuenta con computadores personales y con excelentes características, tales como alta velocidad en el procesamiento de datos, gran capacidad de memoria y con dimensiones muy favorables (incluso existen portátiles, las cuales pueden ser transportadas de un lugar a otro sin problema alguno).

Además entre las áreas que se han desarrollado con mayor dinamismo y las cuales son el tema fundamental de este trabajo están la INGENIERIA QUIMICA y el CONTROL DE LOS PROCESOS QUIMICOS. Para ambos ha sido determinante el avance logrado en las áreas mencionadas anteriormente, ya que la ciencia de la computación es en la actualidad una herramienta básica para ambas, y en cuanto al control de procesos la electrónica juega un papel muy importante en la

automatización de los mismos.

La computadora es, en la actualidad, un instrumento indispensable en la Ingeniería Química, ya que es útil en el cálculo de propiedades termodinámicas de materiales, balances de materia y energía, evaluación de operaciones unitarias, cinética y dinámica de procesos y en la simulación y optimización de los mismos.

La INGENIERIA QUIMICA se enfoca al estudio, investigación y desarrollo de los principios básicos de los procesos químicos e industriales, y una gran mayoría de los productos de uso y consumo diario del ser humano son elaborados mediante algún tipo de proceso físico o químico, es por ello la importancia que tiene el estudio de esta área de la ciencia.

En este trabajo se trata en particular del estudio de la dinámica y control de los procesos químicos, y en la utilidad que tiene el desarrollar lo que se ha denominado como SISTEMAS EXPERTOS en el campo de la computación. Los sistemas expertos son parte de la INTELIGENCIA ARTIFICIAL, la cual es una tecnología de vanguardia y una herramienta que poco a poco va teniendo mayor auge, implementándose como un gran auxiliar en áreas como la medicina, geología, exploración petrolera, comunicaciones e ingeniería en general, entre otras.

La dinámica de un proceso, es el estudio del mismo con respecto al tiempo, o sea, cómo cambian sus variables y condiciones de operación con el tiempo. En la industria de proceso se pueden considerar básicamente dos tipos de procesos: aquellos que no cambian con respecto al tiempo, procesos a Régimen Permanente, y aquellos que sí lo hacen, procesos Dinámicos o Batch. Es importante conocer ambos ya que de esta manera se podrá manejarlos mejor, o sea, controlarlos.

El control de procesos es una de las áreas que más se ha investigado en los últimos tiempos, y es por las necesidades e incentivos que se tienen al mantener un proceso estable, con mínimos consumos de energía, seguro y con un rango específico en la calidad de sus productos.

Este trabajo se desarrolla en cinco capítulos más. En el capítulo 2, Generalidades, se hace una breve descripción de la importancia que ha tenido el control de procesos y su automatización a lo largo de la historia, se da una somera explicación de qué son los sistemas expertos, la inteligencia artificial y las aplicaciones de ellos a la ingeniería en general, se mencionan algunos de los trabajos desarrollados en ingeniería química en los cuales se hace uso de los sistemas expertos. También se mencionan los lenguajes de programación usados en inteligencia artificial y la diferencia existente entre éstos y los convencionales. En el capítulo 3 se ve en forma más detallada la dinámica y control

de procesos químicos. El capítulo 4 trata sobre la estabilidad de los procesos químicos controlados y no controlados, su importancia, la metodología para la estimación de ésta, haciendo énfasis especial en el método de Root Locus. En el capítulo 5 se describe brevemente como ha sido desarrollado el sistema experto, su utilidad, forma de uso y los beneficios que trae consigo. En el capítulo 6 se encuentran los resultados obtenidos, las conclusiones generales de este trabajo y la importancia del desarrollo de este tipo de sistemas no sólo en ingeniería química, sino también en otras áreas muy diferentes.

Los anexos tratan muy brevemente sobre algunas de las herramientas matemáticas de mayor uso en el estudio de la dinámica y control de procesos, tales como la Transformada de Laplace, la Inversión por Fracciones Parciales y las técnicas de Linearización.

2.0 GENERALIDADES.

2.1 ANTECEDENTES

El control es una actividad inherente en el ser humano, que se ha generalizado en todas y cada una de las actividades, valga la redundancia, desarrolladas por él, ya que siempre ha deseado tener control sobre todo lo que lo rodea, por ejemplo: la naturaleza, su tiempo, el ambiente en el que se desenvuelve, etc..

El control de sistemas se ha dividido, principalmente, en control manual y control automático. El control manual está referido a todas aquellas actividades de control en donde el hombre es el encargado de accionar los elementos finales de control. Mientras que en el control automático toda la información es cargada en grandes sistemas procesadores de datos, los cuales se encuentran interrelacionados con equipo de control automático, con lo que se omite la intervención directa del hombre.

En las últimas décadas se han intensificado los estudios e investigaciones sobre el control de sistemas, éstos pueden ser desde controlar el nivel en un tanque habitacional de agua para que éste se mantenga constante, hasta el control automático de un reactor nuclear o un satélite artificial.

El primer trabajo significativo en control automático fue el

regulador centrífugo de James Watt para el control de la velocidad de una máquina de vapor en el siglo XVIII. Otros pasos relevantes en las primeras etapas del desarrollo de la teoría del control son debidos a Minorsky, Nyquist y Hazen, entre muchos otros. En 1922, Minorsky trabajó en controles automáticos de dirección en barcos y mostró como se podría determinar la estabilidad a partir de las ecuaciones diferenciales que describen el sistema. En 1932, Nyquist desarrolló un procedimiento relativamente simple para determinar la estabilidad de los sistemas de circuito cerrado sobre la respuesta de circuito abierto con excitación senoidal en régimen permanente. En 1934, Hazen, que introdujo el término de "servomecanismos" para los sistemas de control de posición, estudió el diseño de servomecanismos repetidores capaces de seguir estrechamente una entrada variante.

Durante la década que comenzó en 1940, los métodos de respuesta de frecuencia posibilitaron a los ingenieros el diseño de sistemas de control realimentado lineal que satisfacían las necesidades de comportamiento. Desde el fin de esa década hasta los primeros años de la siguiente, se desarrolló completamente el método de lugar de raíces en el diseño de sistemas de control.

Los métodos de la frecuencia y del lugar de raíces, que son el corazón de la teoría de control clásica, llevan a sistemas que son estables y que satisfacen el conjunto de

requerimientos de funcionamiento más o menos arbitrarios. Estos sistemas no son óptimos en ningún sentido significativo. Desde fines de la década de los 50's, se desplazó el énfasis en el proyecto de los problemas de diseño de uno de los muchos sistemas que funcionan al proyecto de un sistema óptimo en algún sentido determinado.

Como las plantas modernas con muchas entradas y salidas se van haciendo más y más complejas, la descripción de un sistema moderno de control requiere de una gran cantidad de ecuaciones. La teoría de control clásica trata de sistemas de entrada y salida única, se vuelve absolutamente impotente ante sistemas de múltiples entradas y salidas. Desde aproximadamente 1960, se ha desarrollado la teoría de control moderna para afrontar la complejidad creciente de las plantas modernas y las necesidades rigurosas en exactitud, peso y costo en aplicaciones militares, espaciales e industriales.

Dada la fácil disponibilidad de computadoras electrónicas analógicas, digitales e híbridas para uso de cálculos complejos, el uso de las mismas en el proyecto de sistemas de control y en el control de operación de los mismos se está convirtiendo ahora en una práctica habitual.

Los desarrollos más recientes en la teoría de control moderna se puede decir que están en la dirección del control óptimo de sistemas tanto determinísticos como estocásticos, así como

en sistemas de control complejos con adaptación y aprendizaje.

En los procesos químicos, el control se hace necesario a consecuencia de las diferentes circunstancias que pueden presentarse en una planta, tales circunstancias pueden ser:

Arranques.

Paros ordenados por mantenimiento.

Situaciones de emergencia causadas por:

fallas en energía eléctrica.

fallas en agua de enfriamiento.

fallas en el suministro de vapor.

fallas en agua contra incendio.

explosión.

derrame en tanques.

reacción en cadena.

Cuestiones de seguridad.

Control de calidad en los productos.

Es por estas razones que los objetivos de control que pueden considerarse como los más comunes son:

- Eliminar o reducir lo mejor posible las perturbaciones externas que influyen sobre un proceso, como pueden ser las fallas antes citadas o los cambios en las variables de entrada y carga al mismo.
- El asegurar la estabilidad del proceso.

- La seguridad de la planta.
- Satisfacer la calidad en la producción.
- El mantener la producción a un nivel óptimo.

El diseñar un sistema de control implica el identificar los objetivos de control, la selección apropiada de las variables de proceso, la identificación de los circuitos y la interrelación de los mismos, esto es debido al aumento en la complejidad de las estructuras de procesamiento, consecuencia de una tendencia a tener una mejor administración de la energía y materias primas, es por ello que el diseño de este tipo de sistemas constituye ahora un tópico de sumo interés en ingeniería química.

Hasta hace algunos años para controlar el flujo de un líquido que se alimenta a un recipiente, del cual se pretendía mantener el nivel de líquido constante, era necesario que el operador primero observara el nivel del líquido físicamente y que después fuese a la válvula y cerrase o abriese ésta, según fuese el caso. En la actualidad, como se mencionó anteriormente, existen modos de control tan complejos como los Sistemas de Control Distribuido y los Sistemas de Control Avanzado, en los cuales el control, la selección o cambio de variables, la selección y/o cambio de configuraciones de control, los puntos de ajuste, etc., se realizan en un cuarto de control, el cual no necesariamente debe estar cercano a la planta.

Los sistemas anteriormente mencionados hacen uso de los avances de las ciencias de la electrónica y computación, mencionadas anteriormente, ya que sus equipos "hardware" y "software" son cada día más sofisticados.

2.2 LA INTELIGENCIA ARTIFICIAL Y LOS SISTEMAS EXPERTOS.

Una herramienta que puede denominarse como sofisticada en el control de procesos es la tecnología de vanguardia en el campo de la Computación, esta es la INTELIGENCIA ARTIFICIAL (AI). La Inteligencia Artificial (AI), algunas veces es referida a máquinas inteligentes o programación heurística, las investigaciones en este campo de la computación están enfocadas al desarrollo de programas sobre el comportamiento inteligente.

Los programas de computadora, los cuales conciernen a la AI, son primeramente procesos simbólicos que involucran complejidad, incertidumbre y ambigüedad. Estos procesos son usualmente, procesos para los cuales las soluciones algorítmicas no existen, o sea trata el tipo de resolución de problemas y toma de decisiones con los cuales los humanos se enfrentan día a día. Esta forma de resolución de problemas difiere marcadamente de los cálculos científicos e ingenieriles, los cuales son de naturaleza puramente numérica

y cuyas soluciones producen respuestas satisfactorias, en contraste, los programas de AI tratan con palabras y conceptos que frecuentemente no garantizan una solución correcta.

Cuando se hace referencia al término Inteligencia Artificial (AI), la mayoría de las veces se imagina a máquinas inteligentes, esto es sistemas de cómputo altamente avanzados tales como los generados por la robótica, sin embargo la AI no sólo abarca esta área , también la resolución de problemas con programación heurística, como se mencionó anteriormente, esto es SISTEMAS EXPERTOS Y PROCESAMIENTO DEL LENGUAJE NATURAL.

Los SISTEMAS EXPERTOS (SE), han recibido considerable atención por su aparente habilidad para tratar problemas técnicos que resisten los tratamientos convencionales, tales como la formulación matemática, sin que esto implique una "mente mecánica", por el contrario se trata de un sistema que sirve como una herramienta adicional a este tipo de problemas.

La habilidad para aplicar conocimientos técnicos en la solución de problemas de importancia práctica, es una de las bases del desarrollo de toda sociedad industrial moderna. Parte de esta habilidad descansa sobre modelos científicos e ingenieriles bien codificados, los cuales de forma convencional son representados por medio del lenguaje de las matemáticas aplicadas, y con ello se puede fácilmente ser

trasladado a técnicas de computación convencionales.

Pero también se sabe que la solución de problemas técnicos del mundo real, requiere de algo más que la manipulación de modelos cuantitativos y formales, dicho de otra manera, la habilidad y la práctica, dan al especialista de cualquier campo técnico una serie muy amplia de criterios informales y conocimientos empíricos, los cuales constituyen el centro de su experiencia; estos conocimientos y criterios son mucho más difíciles de codificar para hacerlos manejables para una computadora, tal y como se hace con modelos formales del tipo.

F = Mo N.

A partir de lo anterior, los sistemas expertos son programas desarrollados por "expertos" (humanos) en el campo de influencia que se desea el sistema. La solución del problema es obtenida por imitación de los procesos de decisión humana. Justamente, como lo quiere su contraparte humana.

Un sistema experto contiene grandes cantidades de conocimiento, y cuenta con sofisticadas técnicas de solución de problemas que normalmente no pueden ser resueltos por programas convencionales, o que requieren demasiado trabajo para ser resueltos por estos medios. De ahí la importancia de desarrollar el tipo de herramientas adecuadas para este servicio.

Las investigaciones en la inteligencia artificial están basadas en dos principios fundamentales:

- 1) No todo el conocimiento es numérico y
- 2) Las computadoras pueden manejar los símbolos tan bien como los números.

De hecho, los primeros trabajos en inteligencia artificial se limitan a la solución de problemas no numéricos pero perfectamente definidos (principios y restricciones), tales como el álgebra, juegos de ajedrez, solución de rompecabezas y teoremas simples (Feigenbaum & Feldman).

En un principio la investigación fue centrada en el desarrollo de técnicas para representar y manipular información simbólica, desarrollar métodos heurísticos generales; para la resolución de problemas (Nilson 1971).

A partir de esos primeros trabajos pudieron observarse dos cosas:

- 1) Es posible que una computadora "razone"
- 2) Los métodos de solución de problemas independientes no pueden manejar la complejidad combinatoria de los problemas del mundo real.

Debido a esto, algunos investigadores empiezan a preguntarse cómo es que la gente resuelve problemas del mundo real,

encontrando que esta utiliza conocimientos específicos del campo al que pertenece el problema, con el fin de ayudar o simplificar su razonamiento. De la misma manera en que los expertos utilizan su área de conocimientos para entender los problemas, buscar las posibles soluciones, juzgar la veracidad de los hechos y la efectividad de las soluciones y disminuir el número de alternativas que deben ser analizadas.

Por todo esto, no es sorprendente que los investigadores empiecen a cambiar de poderosas y generales, pero combinatorias y dependientes técnicas de razonamiento, al desarrollo de técnicas efectivas para la representación de grandes cantidades de conocimientos, así como el uso efectivo del mismo.

Es por lo que la inteligencia artificial ha tenido un desarrollo acelerado y una aplicación cada vez más vasta en los diferentes campos del conocimiento; de ahí la existencia de un buen número de textos en esta área.

Como se ha visto, los sistemas expertos surgen de la necesidad de resolver problemas del mundo real, por lo cual están sustentados sobre conocimientos específicos de un área determinada, siendo muy amplia la gama de aplicaciones y entre ellos se encuentran los siguientes:

DENDRAL. Es uno de los pioneros en esta disciplina, analiza

los patrones de espectroscopía de masas y propone un modelo de posible estructura de un compuesto desconocido, en base a los resultados obtenidos de análisis realizados en el compuesto.

MAVSYMA & REDUCIE (Moses & Hear). Respectivamente ejecutan manipulación de álgebra simbólica, estos sistemas poseen una alta riqueza de conocimientos matemáticos, en algunos casos fuera del alcance de los usuarios.

MYCIN (SHORTLIFFE, 1976). Es otro de los pioneros en este campo, diagnostica enfermedades infecciosas. Para tener idea de su efectividad tenemos el siguiente ejemplo: Dados a MYCIN y a un grupo de 5 expertos un número igual de casos de meningitis, la rapidez y acertividad de los diagnósticos fue tan buena o mejor para MYCIN que la de los expertos.

PIP (Pauker et al.). Maneja las historias clínicas de pacientes con edema modelando los efectos físicos que presenta el paciente, generando tratamientos clínicos integrados con el fin de reducir los efectos secundarios del mismo.

INTERNIST-1 / CADUCEOS (Pople 1982). Desarrollado para diagnosticar enfermedades internas, altamente ambicioso intenta no sólo manejar enfermedades simples, sino que además maneja enfermedades múltiples. Sus diseñadores refinaron la base del conocimiento del INTERNIST-1, probando con casos actuales publicados en New England Journal of Medicine. INTERNIST-1 cubre aproximadamente 500 enfermedades, lo que

equivale aproximadamente al 60% de la medicina interna. Un profundo y detallado conocimiento que rivaliza con el más antiguo de los sistemas expertos. INTERNIST-1 es ahora reescrito con el nuevo nombre de CADUCEUS.

CASNET (Weiss et al.). Fue desarrollado para diagnosticar y tratar glaucoma. El sistema organiza el campo del conocimiento utilizando una red semántica de tres niveles, los nodos se conectan a otros nodos de su mismo nivel vía eslabones causales, y los de diferente nivel por medio de eslabones de asociación. Fue uno de los primeros en utilizar el modelo causal.

PROSPECTOR (Duda et al., 1979). Actúa como un consultor en exploración mineral, especializado en la evaluación de recursos regionales utilizando redes semánticas para la resolución de problemas.

R-1 / XCON (J. McDermont). Configura los sistemas UAX de computación tomando las especificaciones de la instalación de una nueva computadora, determina el mejor arreglo físico, así como la interconexión de los equipos checando la configuración resultante en orden y consistencia, y de ser necesario adiciona grados mayores de hardware o adiciona componentes faltantes.

RULGER / HELENA (Weiss, Kulikowsky & Galen, 1981). Es otro de los sistemas de tipo médico, el cual se encarga de interpretar la salida de un instrumento de laboratorio y produce una evaluación de la significancia clínica de dicha

lectura. Manufacturado por laboratorios HELENA para el análisis de electroforesis de seroproteína, no es el más complejo de los sistemas expertos pero tiene rasgos de los más ambiciosos; algo muy interesante es que ha sido trasladado de los sistemas altamente complejos, para los que fue diseñado, a un pequeño microprocesador incorporado al instrumento, habilitado comercialmente utilizando el encadenamiento hacia atrás.

INTELLIGENETICS (Keheler, 1983). Es utilizado para ayudar al diseño en procesos comerciales de fermentación.

En lo que se refiere al desarrollo de este tipo de sistemas con aplicación específica en el área de la Ingeniería Química, se tiene que, aunque son pocos los desarrollos logrados a la fecha, se trabaja en ellos a todos los niveles debido a la proyección que éstos pueden tener. A continuación se mencionan algunos de los más divulgados:

- Sistema experto para la predicción de propiedades físicas (x).
- Sistema experto y controladores autorregulables (x-1).
- Aplicación de sistemas expertos en la síntesis de secuencias de separación (x-2).
- Sistemas expertos en el control de procesos: Aplicación de la experiencia (x-3).

2.3 ORIGEN Y DESARROLLO DE SISTEMAS EXPERTOS.

Como se mencionó anteriormente, los Sistemas Expertos (SE) surgen de la necesidad de resolver problemas del mundo real, por lo cual están sustentados sobre conocimientos específicos de un determinado campo de acción; existen dos familias principales de SE, de acuerdo al enfoque de éstos.

- 1) Sistemas de análisis. Esta clase de sistemas acepta datos de instrumentación u otras evidencias (a este tipo de SE pertenece MYCIN y sus entradas están dadas por la sintomatología del paciente) como su principal entrada, y produce una interpretación o diagnóstico de estos datos como salida.
- 2) Sistemas de síntesis. Estos sistemas intentan crear un plan o un diseño que satisfaga un objetivo específico, dada la naturaleza analítica de este tipo de sistemas se presentan más dificultades para su desarrollo, un ejemplo bien conocido de este tipo de SE es R-1.

Algunos de estos sistemas pueden trasladarse de los laboratorios hacia al campo industrial. Estos primeros sistemas constan de reglas simples de experiencia obtenida a través de la práctica (directa o indirectamente). Aunque resultan efectivos para lo que fueron diseñados, estos sistemas no poseen un profundo entendimiento del problema, que no pueden "razonar" a partir de los principios

fundamentales, cuando sus conocimientos carecan de ellos, lo cual les impide alcanzar altos niveles de eficiencia para tipos de problemas más específicos.

Esto obligó a los investigadores a desarrollar nuevos sistemas que descansan menos en la fuerza y pueden almacenar grandes cantidades de información, ya no de un problema, sino de un campo. Incluyendo conocimientos que pueden ayudar a capturar conocimientos causales del campo del problema y al sistema en el razonamiento cuando encuentra dificultades.

Considerando lo anterior, puede uno darse cuenta de los dos principales problemas que deben ser resueltos para la implementación de un sistema de este tipo:

- 1) Desarrollar una metodología para obtener el conocimiento que posee un experto en el campo de interés para el cual se desea realizar el SE.
- 2) El desarrollo de medios técnicos para la representación de ese conocimiento simbólico (cualitativo), de tal forma que pueda ser fácilmente manipulado en la computadora.

Además la solución de éstos está aparejada con la solución de problemas inherentes a los dos principales, tales como:

- ¿Cómo debe hacerse el razonamiento con dicho conocimiento?.

- ¿Cómo explicar las conclusiones a que se llega?.
- ¿Qué se puede usar para la construcción del sistema?.
- ¿Qué campos pueden ser atacados con dicha herramienta?.

Regresando a los problemas principales se encuentra que una de las mayores dificultades es la obtención del conocimiento, para lo cual debe tenerse en cuenta desde cómo entrevistar al experto, interpretar lo que desea decir o dar a entender, hasta la manera de vaciar en la computadora el conocimiento. Para llevar a cabo estas actividades existen algunas metodologías que guían sobre la forma de realizarlo, así como también existen algunos programas que ayudan en la adquisición del conocimiento.

Algunas de las metodologías anteriormente mencionadas pueden encontrarse en las referencias (1) de la bibliografía. En cuanto a los programas existentes algunos de ellos son:

ROGET (Bennet). Auxilia en la elección de un problema apropiado y su formulación, lo cual conforma la primera parte de la adquisición del conocimiento.

EIS. Incorpora conocimientos de la teoría de construcción personal (BOOSE) para ser utilizados en la extracción de conocimientos.

Tomando en cuenta que los SE están sustentados sobre

información específica, la cual puede crecer rápidamente conforme se logren avances en esa área del conocimiento, lo cual puede generar sistemas altamente complejos. Existen en la actualidad sistemas que incluso tienen entrada para modificaciones, manteniendo la consistencia del sistema.

El siguiente problema es la representación de dicho conocimiento, de tal forma que pueda ser utilizado para la solución del problema, ya que el representar un problema por la simple enumeración de hechos y reglas no es la forma más adecuada para efectuar un razonamiento. La disciplina de los SE ha desarrollado varias técnicas de representación que incluyen:

- Lógica de primer orden (relaciones asociativas).
- Reticulaciones.
- Redes semánticas.

Donde cada una de ellas tiene ventajas y desventajas, por lo cual algunas hibridaciones están apareciendo sin que hasta el momento haya predominio de alguna de ellas.

Relaciones asociativas. Un método muy popular para la representación de hechos es la relación triple; objeto-atributo-valor. Debido a que con este esquema puede ser representado cualquier tipo de conocimiento.

Retículos (frames). Un retículo actúa como un prototipo para un concepto u objeto, el retículo almacena información de un objeto; propiedades y relaciones de la siguiente manera: consideremos el siguiente hecho: - Juan le dio un anillo a Mary -, el retículo quedaría de la siguiente forma:

nombre del frame:	G 00001
tipo del frame :	Ptrans
fuelle :	Juan
destino :	Mary
objeto :	anillo

Esta técnica es utilizada en diversas áreas, incluyendo la médica y la jurídica, así como el almacenamiento de conocimientos generales mediante los llamados MOP's (Memory Organization Packets).

Redes Semánticas. Son propuestas a finales de los años 60's por Quillian y consisten de tres elementos esenciales; Nodos, Arcos etiquetados y Procedimientos de inferencia. Los nodos representan cosas u otros objetos, eventos o conceptos, los arcos que conectan a los nodos denotan que existe una relación entre ellos y la etiqueta da a conocer cuál es exactamente esa relación. Los procedimientos de inferencia son aquellos por los cuales opera la red semántica.

El SE puede producir directamente hechos relevantes sobre un

nodo por examinación de los nodos y arcos adyacentes al mismo. La mayoría de los sistemas usan "is a" como eslabón para conectar dos nodos y crear inferencia jerárquica entre ellos. En tales sistemas se considera a todos los nodos internos genéricos y a todos los niveles individuales.

Una dificultad con las redes semánticas, es su estructura plana, lo cual dificulta el restringir la computadora a una locación determinada, Hendrix (1975) provee un mecanismo para especificar o restringir contextos dentro de una red semántica separando los nodos y arcos en espacios, de tal forma que todo nodo y arco reside exactamente en un espacio y son distintos de todos aquellos en otro espacio. Estas redes presentan problemas en la representación de relaciones que involucran más de dos nodos. Las redes proporcionales resuelven el problema por medio de la introducción de un nodo concepto-predicado, que consiste de un nodo predicado y arcos a cada uno de los nodos argumento.

Otro de los subproblemas que se debe resolver en el diseño de un sistema experto es la forma en que se ha de llevar a cabo el razonamiento.

Las reglas son el soporte central de la mayoría de los SE. Las cuales consisten de dos partes fundamentales: en antecedente y la consecuencia, dando por hecho en el sistema que todo antecedente es verdadero y por lo tanto su

consecuencia también lo es, esto vendría a ser el equivalente a un axioma en matemáticas.

Las reglas por sí mismas no hacen nada, es necesario un mecanismo de inferencia que aplique las reglas a los hechos de un problema en particular. La inferencia puede ser aplicada por diferentes caminos, siendo los métodos más usuales; el encadenamiento hacia adelante y hacia atrás, (el forward-chaining y el backward-chaining , respectivamente).

En el "ENCADENAMIENTO HACIA ADELANTE", el mecanismo de inferencia confronta la base del conocimiento del sistema, comparando el antecedente con los hechos del problema para tratar de obtener la consecuencia. Cuando un conjunto de reglas probadas son incidentes éstas pueden representar un conjunto problema, pues en algunos casos el sistema debe elegir sólo alguna de ese conjunto y de esa elección depende que se conserve la consistencia del problema y la base de datos. La inferencia continúa hasta que no existen más hechos incidentes con los antecedentes de las reglas en la base del conocimiento.

En el "ENCADENAMIENTO HACIA ATRAS" el mecanismo de inferencia confronta los objetivos del sistema, comparándolos con la consecuencia de cada regla, una vez más las pruebas verdaderas de un primer caso pueden representar un conflicto y puede ser necesaria la elección de una de ellas,

asignándose entonces una nueva serie de objetivos que incluyen a la consecuencia de la regla elegida como uno de ellos, la inferencia continúa hasta que todos los objetivos han sido probados y permiten una respuesta.

El diseñador del sistema tiene una gran libertad de cómo es que el sistema deberá obtener el resultado, debido a que puede controlar la forma en que las reglas son utilizadas. Cualquiera que haya resuelto sistemas de ecuaciones, está enterado de que deben ser satisfechas algunas restricciones numéricas (grados de libertad); si se generaliza este concepto se tendrá satisfacción de restricciones simbólicas, lo cual significa asignación de "valores" o condiciones a una o varias variables, de tal forma que satisfagan una serie de relaciones simbólicas. Un ejemplo bastante sencillo es el caso de un rompecabezas desarmado, y del cual desconocemos visualmente la figura, pero se da una oración tal como: La casa en el centro del valle es preciosa. El poder de la "Satisfacción de restricciones simbólicas" radica en que permite al descubrimiento de clases enteras de decisiones inconsistentes o insatisfactorias.

Como puede observarse, el razonamiento es algo más que la simple aplicación de reglas, puesto que debe hacerse en un orden predeterminado, ya que pueden encontrarse problemas con datos que cambian con el tiempo o cuya credibilidad no es exacta, tales características del problema afectan la elección de la estrategia de razonamiento.

En el desarrollo de sistemas expertos, los modelos causa-efecto son los que han recibido más atención dado que proveen información que permite desarrollar estas tareas y la explicación por subsistemas que permiten una mejor explicación.

Cuando el tiempo interviene en el razonamiento las dificultades son bastante grandes, debido a los problemas que existen para restringirlo. McDermon provee un formalismo para procesos y planes, otros investigadores monitorean los eventos "externos" y continuamente reevalúan la situación.

HERRAMIENTAS.

Dentro de la Inteligencia Artificial existen varios lenguajes de programación, el que tiene mayor tiempo y por lo tanto el que más se ha desarrollado es L I S P (Charniak y otros; Winston & Horn). Otro es P R O L O G (Clocksin & Mellish). Siendo éstos los lenguajes preferidos por los investigadores para la construcción de sistemas expertos, aunque existen otros desarrollados para campos más específicos, por ejemplo, S M A L L T A L K.

3.0 DINAMICA Y CONTROL DE PROCESOS QUIMICOS

Cualquier estudio de control de procesos puede principiar por definir a qué se refiere el concepto de "proceso". Desde el punto de vista de producción, es generalmente definido como el lugar en el cual se conjuntan materiales y energía para producir un producto determinado. Desde un punto de vista de control, el significado es más específico. Un proceso es identificado como un sistema de variables asociadas las cuales están interrelacionadas y es necesario conocer sus valores para mantener algunos de ellos dentro de determinados rangos.

El control es una actividad inherente en la industria de proceso, el desarrollar un sistema de control para un proceso químico el cual garantice que los objetivos operacionales del mismo son satisfechos en presencia de cualquier tipo de disturbio es el objetivo principal de la DINAMICA Y CONTROL DE PROCESOS.

La dinámica de un proceso se refiere al análisis del mismo conforme transcurre el tiempo. En este tipo de análisis la variable independiente generalmente es el tiempo.

El control automático ha jugado un papel de vital importancia en el avance de la ingeniería y la ciencia. Además de su extrema importancia en vehículos espaciales, en guiado de proyectiles y sistemas de pilotaje de aviones, etc., el control automático se ha convertido en parte importante e integral de los procesos de manufactura e industriales

modernos. Por ejemplo, el control automático resulta esencial en operaciones industriales, tales como: 1) El control de presión, temperatura, humedad, viscosidad y flujo en las industrias de procesos; 2) Maquinado, manejo y armado de piezas mecánicas en las industrias de fabricación de equipo mecánico, por citar algunos de los más importantes.

Debido a que los avances en la teoría y práctica del control automático brindan los medios para lograr el funcionamiento óptimo de sistemas dinámicos, mejorar la calidad y abatir los costos de producción, acelerar el ritmo de producción, liberar de la complejidad de muchas rutinas, de tareas manuales repetitivas, etc., la mayoría de los ingenieros y científicos deben tener, en la actualidad, conocimientos en este campo.

3.1 ASPECTOS GENERALES DEL DISEÑO DE SISTEMAS DE CONTROL DE PROCESOS.

El diseñar un sistema de control implica el identificar los objetivos de control, la selección apropiada de las variables medibles y las manipulables, así como es necesario tener un conocimiento pleno del proceso.

Para analizar el comportamiento de un proceso químico y responder a algunas preguntas sobre el control del proceso, es necesaria una representación matemática del fenómeno físico y/o químico que da lugar. Tal representación matemática constituye el MODELO del sistema.

El modelar un proceso químico es una actividad que requiere el uso de los principios básicos de la CIENCIA DE LA INGENIERIA QUIMICA, tales como la termodinámica, fenómenos de transporte, cinética química, operaciones unitarias, etc..

Para el diseño de controladores para procesos químicos, el modelado es una etapa crítica, la cual debe ser enfocada con mucha atención y cuidado. Esta representación (el modelo) es dada usualmente en términos de ecuaciones diferenciales y/o algebraicas, cuya solución produce el comportamiento dinámico o estático del proceso químico.

Para llevar a cabo el modelado del proceso es necesario definir todas y cada una de las variables que afectan al mismo, para lo cual se han dividido en:

- a) Variables de entrada; las cuales denotan el efecto de los alrededores sobre el proceso.
- b) Variables de salida; las cuales denotan el efecto del proceso sobre los alrededores.

Las variables de entrada pueden ser: Variables manipulables o ajustables, cuyo valor es conocido por medición directa, además de que como su nombre lo dice pueden ser ajustadas a un valor deseado; disturbios o perturbaciones, las cuales la mayoría de las veces son causadas por influencias externas al sistema.

Las variables de salida se dividen en medibles y no medibles, y en un momento determinado son las de mayor interés, ya que son las que deben mantenerse dentro de un determinado rango para cumplir con los objetivos operacionales del sistema.

Los elementos básicos necesarios para el diseño tiene que ver con el alcance del sistema a diseñar, entre estos elementos se encuentran los siguientes:

- Objetivos operacionales del sistema.

- Variables que es posible medir, para llevar a cabo el monitoreo del sistema.
- Variables manipulables para el sistema de control.

Los objetivos operacionales del sistema de control más comunes pueden ser los siguientes:

- Suprimir o disminuir el impacto que puedan tener influencias externas (disturbios) sobre el proceso.
- Asegurar la estabilidad del proceso.
- Optimizar el comportamiento del proceso.
- La seguridad del personal y la satisfacción de cumplir con las especificaciones del producto.

Estos objetivos son sólo algunos de los aspectos operacionales que deben ser mantenidos dentro de una planta de proceso, y como se mencionó anteriormente, son grandes los incentivos por los cuales es necesario el estudio y la investigación en esta área de la ingeniería química.

Otro aspecto básico es la selección de la configuración para el sistema de control.

La configuración de control es la estructura de información que es usada para relacionar las mediciones disponibles con las variables manipulables también disponibles.

Dependiendo de cuántas salidas controladas y cuántas entradas manipulables tenga un proceso se tienen las siguientes configuraciones básicas de control:

Una entrada --- Una salida
Múltiple entrada --- Múltiple salida

La figura 3.1 muestra en forma de diagramas de bloques estas configuraciones básicas.

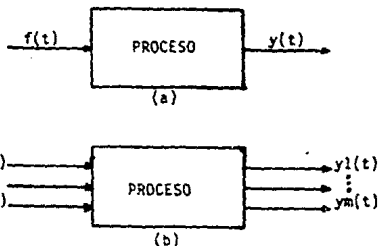


Fig. 3.1 Configuraciones básicas de control.

a) SISO Y b) MIMO.

Siendo las estructuras de configuración más comunes las siguientes:

- Configuración de control FEEDBACK: Implica el usar mediciones directas de las variables controladas para ajustar los valores de las variables manipulables. Control hacia adelante.
- Configuración de control FEEDFORWARD: Implica mediciones directas a los disturbios para ajustar valores de las variables manipulables. Control hacia atrás.

Existe una configuración más que, sin embargo, puede ser cualquiera de las dos mencionadas anteriormente, con la diferencia de que las mediciones son secundarias ya que las variables controladas no pueden ser medidas directamente. Esto implica el conocimiento detallado del proceso y la formulación de relaciones matemáticas entre las variables medibles y las no medibles.

En cualquier configuración de control, el controlador es el elemento activo que recibe la información de las mediciones y toma de acción de control apropiado para ajustar el valor de la variable manipulable.

En las figuras 3.2, y 3.3 puede observarse mediante algunos ejemplos los dibujos que ejemplifican este tipo de estructuras y su correspondiente representación usando diagramas de bloques, los cuales serán muy útiles en el subsecuente desarrollo de la teoría de control presentada en este trabajo.

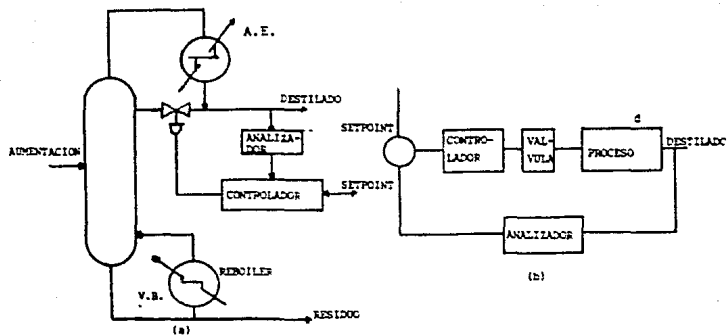


Fig. 3.2 Configuración de control FEEDBACK.

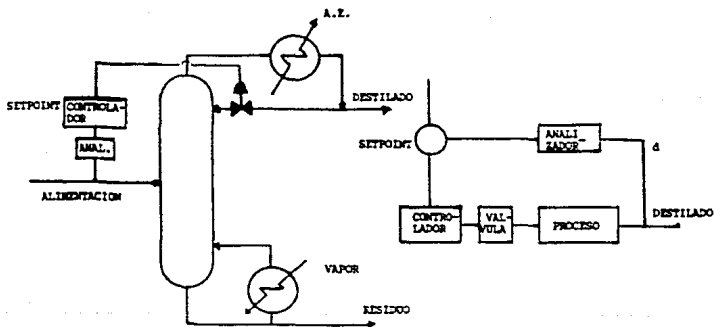


Fig. 3.3 Configuración de control FEEDFORWARD.

3.2 MODELADO DE PROCESOS QUIMICOS.

Anteriormente se habló del desarrollo del modelo matemático representativo del sistema de proceso que se propone analizar. La importancia de desarrollar tal modelo puede resultar obvia, tanto porque el diseño del proceso mismo requiere la formulación de éste para poder ser simulado y optimizado, como para poder definir la relación existente entre las variables de entrada y salida en el diseño de un sistema de control.

Para obtener el modelo del proceso es necesario establecer propiedades de las corrientes de entrada y salida (variables de entrada y salida) para definir totalmente el estado de las mismas.

Para caracterizar un sistema de procesamiento y su comportamiento es necesario:

1. Un conjunto de variables fundamentales dependientes de aquellos valores que pueden describir el estado del sistema y
2. Un conjunto de ecuaciones en las variables anteriormente mencionadas, las cuales describan cómo el sistema cambia con el tiempo.

Para la mayoría de los sistemas de procesamiento que son de

interés en ingeniería química Únicamente son tres estas cantidades fundamentales: Masa, energía y momento. Estas pueden ser caracterizadas por variables tales como densidad, concentración, temperatura, presión y flujo. Estas variables son llamadas **VARIABLES DE ESTADO** y sus valores definen el estado de un sistema.

Las ecuaciones que relacionan estas variables se denominan **ECUACIONES DE ESTADO**.

Las ecuaciones de estado con las variables de estado asociadas constituyen el modelo matemático de un proceso, el cual se deriva de la aplicación del Principio de Conservación de materia y energía (Primera Ley de la Termodinámica), y mediante el cual se puede conocer el comportamiento dinámico o estático del mismo.

La aplicación del Principio de Conservación puede producir un conjunto de **ECUACIONES DIFERENCIALES** o un conjunto de **ECUACIONES ALGEBRAICAS** ; 1) Si las variables de estado conforman las variables dependientes y el tiempo la variable independiente, el resultado es un conjunto de ecuaciones diferenciales, cuya solución determina el **COMPORTAMIENTO DINÁMICO** del sistema, y 2) Si las variables de estado no cambian con respecto al tiempo, el proceso se encuentra en **ESTADO ESTACIONARIO** y el resultado es un conjunto de **ECUACIONES ALGEBRAICAS**, cuya solución determina el comportamiento estático del proceso. Esto es la relación entre las variables de entrada y las variables de salida del sistema.

Las ecuaciones que conforman el modelo son el resultado de aplicar un balance alrededor del sistema que se analiza, y para ello es necesario hacer uso de relaciones de equilibrio termodinámico, equilibrio químico, transporte de calor, masa y momento, etc., con las cuales se fundamenta el modelado matemático de los fenómenos físicos y/o químicos.

Tales relaciones pueden ser:

- Ecuaciones de transporte.
- Ecuaciones de cinética química.
- Relaciones de equilibrio de fases y equilibrio químico.
- Ecuaciones de estado.

Cabe mencionar que en cualquier estudio sobre control, el modelado del sistema es la actividad más crítica. Y dependiendo de la exactitud del modelo será la efectividad del sistema de control.

3.3 ANALISIS DEL COMPORTAMIENTO DINAMICO DE LOS PROCESOS.

Una vez obtenido el modelo de un sistema, es necesario resolverlo para conocer su comportamiento dinámico, sin embargo la mayoría de los sistemas de procesamiento son modelados por ecuaciones diferenciales no lineales, para las cuales no existe una teoría matemática general para la solución analítica de tales ecuaciones. Únicamente existe la teoría necesaria para la resolución de ecuaciones diferenciales lineales. Por lo que, para llegar a la solución de las mismas y para los fines propuestos en la teoría de control, se hace uso de conocidas técnicas de Linearización, las cuales aproximan una ecuación diferencial no lineal a una lineal. En el ANEXO I se presenta un breve desarrollo de esta técnica para pronta referencia.

Además, como para algunas ecuaciones diferenciales no lineales no existe solución analítica, son las soluciones numéricas las preferidas para su resolución. Sin embargo, muchas veces debido no únicamente a la no linealidad de las ecuaciones, sino también al tamaño del modelo se hace necesario el uso de soluciones numéricas auxiliadas por computadores analógicos y/o digitales para encontrar la solución numérica.

En la actualidad, la simulación por computadora es usada extensamente para analizar la dinámica de los procesos químicos y/o en el diseño de los controladores y estudiar su

efectividad en el control de un proceso. Las computadoras analógicas y digitales han sido usadas exitosamente en estos propósitos, siendo las más favorecidas por sus ventajas las digitales.

Ahora se introducirán algunos conceptos y herramientas de uso general en la teoría de control.

VARIABLES DE DESVIACIÓN. Estas están definidas como la diferencia entre una variable X en el tiempo t y la misma variable definida en el tiempo $t = 0$ ó su valor en el estado estacionario.

Por ejemplo, si se tiene la ecuación

$$F(t) = a Y(t)$$

su representación en variables de desviación sería

$$\bar{F}(t) = a \bar{Y}(t)$$

donde $\bar{F}(t) = F(t) - F(0)$ y $\bar{Y}(t) = Y(t) - Y(0)$. $F(0)$ y $Y(0)$ son evaluados al tiempo $t=0$. Conforme se avance en el estudio de los sistemas de control podrá darse cuenta de la utilidad de este tipo de variables.

La Transformada de Laplace.

El uso de la TRANSFORMADA DE LAPLACE permite una representación simple, conveniente y muy significativa de los

procesos químicos. Esto es debido a que simplifica el uso de ecuaciones diferenciales por simples ecuaciones algebraicas, lo que permite un análisis rápido de la dinámica de los procesos, además provee una relación y/o vinculación directa entre las entradas (cargas, disturbios y variables manipulables) y las salidas (variables controlables o a controlar) de un proceso. El Anexo II muestra una breve explicación de la definición, propiedades y usos de la Transformada.

El comportamiento dinámico de un proceso químico generalmente está representado por ecuaciones diferenciales lineales o linealizadas de n-orden del tipo:

$$\alpha_n \frac{d^n y}{d t^n} + \alpha_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{d t^{n-1}} + \dots + \alpha_1 \frac{d y}{d t} + \alpha_0 y =$$

b f(t)

donde f(t) y y(t) son las entradas y salidas respectivamente.

A continuación se desarrollará la metodología con la cual se trabajarán las ecuaciones producto del modelado aplicándola a los fines propuestos para este trabajo.

Representando la ecuación anterior en términos de variables de desviación se tiene:

La ecuación de la forma original es:

$$a_n \frac{d^n y}{d t^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{d t^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{d y}{d t} + a_0 y =$$

$$b f(t) \quad (3.1)$$

para representar la ecuación en términos de variables de desviación, se tiene la ecuación (3.1) en el estado estacionario

$$a_0 y_s = b f_s(t) \quad (3.2)$$

donde el subíndice s significa que la variable se encuentra evaluada en el estado estacionario, o más comunmente a $t=0$, por lo que restando la ec. (3.2) de (3.1) y considerando que:

$$\frac{d(y-y_s)}{d t} = \frac{d y}{d t} \quad \text{debido a que } y_s \text{ es constante.}$$

Por lo tanto, la ec. (3.1) en forma de variables de desviación queda

$$a_n \frac{d^n \bar{y}}{d t^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} \bar{y}}{d t^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{d \bar{y}}{d t} + a_0 \bar{y} =$$

$$b \bar{F}(t) \quad (3.3)$$

donde $\bar{y} = y(t) - y(0)$
 $\bar{F} = f(t) - f(0)$

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación anterior y reorganizando los términos se tiene que

$$\frac{\bar{Y}(s)}{\bar{F}(s)} = \frac{b}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} = G(s) \quad (3.4)$$

donde $G(s)$ es llamada LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA del sistema, la cual relaciona en forma algebraica la salida de un proceso con su entrada.

La relación contenida en una función de transferencia es frecuentemente expresada por una representación de diagramas de bloques. La figura 3.4 es una representación de varios sistemas y de los diagramas de bloques correspondientes a dicha función.

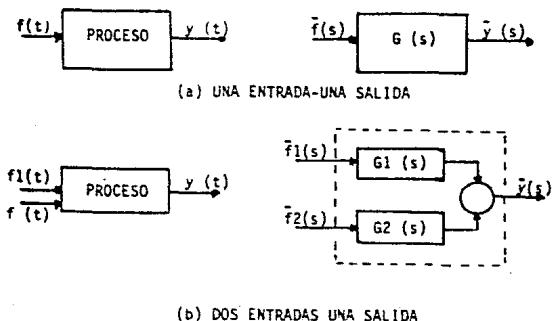


Fig. 3.4 Representación de procesos con diferentes entradas y salidas.

Por lo tanto, la función de transferencia puede ser definida de la siguiente manera:

$$\frac{\text{Función de transferencia}}{\text{Función de transferencia}} = \frac{\text{Transformada de Laplace de la variable de salida en términos de variables de desviación}}{\text{Transformada de Laplace de la variable de entrada en términos de variables de desviación}}$$

Esta función describe completamente el comportamiento de la salida en respuesta a cambios hechos en la entrada, para este caso específico la respuesta de este sistema es:

$$\bar{y}(s) = G(s) \bar{f}(s)$$

Al invertir la Transformada de Laplace de $G(s) \bar{f}(s)$ se obtiene la respuesta $y(t)$ en el dominio del tiempo.

En general una función de transferencia puede representarse como la relación de dos polinomios.

$$G(s) = \frac{Q(s)}{P(s)}$$

Para sistemas reales, el polinomio $Q(s)$ siempre será de menor orden que el polinomio $P(s)$.

Las raíces del polinomio $Q(s)$ son llamadas los ceros de la función de transferencia o los ceros del sistema cuya dinámica está descrita por la función de transferencia $G(s)$.

Las raíces del polinomio $P(s)$ son llamadas los POLOS de la función de transferencia o los polos del sistema.

Los polos y los ceros de un sistema juegan un papel importante en el análisis dinámico de los sistemas de procesamiento y el diseño de controladores eficaces.

Realizando un análisis cualitativo de la respuesta de un sistema se tiene que:

La respuesta dinámica de una salida y , está dada por

$$\bar{Y}(s) = G(s) \bar{F}(s)$$

Para la entrada $F(t)$, puede encontrarse fácilmente su Transformada de Laplace $\bar{F}(s)$, mientras que la función de transferencia $G(s)$ es conocida para cada sistema particular. Por lo tanto, la respuesta $y(t)$ en el dominio del tiempo puede encontrarse por inversión de $G(s) \bar{f}(s)$.

Además, en general

$$G(s) = \frac{Q(s)}{P(s)}$$

la Transformada de Laplace de todas las entradas pueden ser también expresadas como la razón de dos polinomios

$$\bar{F}(s) = \frac{r(s)}{q(s)}$$

Consecuentemente

$$\bar{Y}(s) = \frac{Q(s)}{P(s)} \frac{r(s)}{q(s)}$$

Para invertir el lado derecho de la igualdad anterior se hace uso del método conocido como inversión por fracciones parciales, (en el Anexo III se desarrolla una breve explicación de éste) por lo que es necesario conocer las raíces del polinomio $P(s)$ (los polos del sistema) y las raíces del polinomio $Q(s)$.

Los términos que resultan de la inversión por fracciones parciales están únicamente caracterizadas por los polos del sistema y las raíces de $q(s)$. Por consiguiente si se conoce donde se localizan los polos del sistema se pueden determinar las características cualitativas de la respuesta del sistema para una entrada particular, sin cálculos adicionales.

Con el siguiente ejemplo se nota, en forma general y de una manera más clara, la importancia de los polos y los ceros de la función de transferencia en forma cualitativa.

Supóngase que se tiene la función de transferencia de un sistema siendo esta la siguiente:

$$G(s) = \frac{Q(s)}{P(s)} = \frac{Q(s)}{(s-p_1)(s-p_2)(s-p_3)(s-p_4)(s-p_4)(s-p_5)} \quad (3.5)$$

donde $p_1, p_2, p_3, p_4, p_4^*$ y p_5 son las raíces de $P(s)$, es decir, los polos del sistema localizados en varios puntos del plano complejo de la figura 3.5.

La expansión por fracciones parciales de $G(s)$ puede producir los siguientes términos.

$$G(s) = \frac{C_1}{s-p_1} + \frac{C_2}{s-p_2} + \left[\frac{C_{31}}{s-p_3} + \frac{C_{32}}{(s-p_3)^2} + \dots + \frac{C_{3m}}{(s-p_3)^m} \right] \\ + \frac{C_4}{s-p_4} + \frac{C_4^*}{s-p_4^*} + \frac{C_5}{s-p_5} \quad (3.6)$$

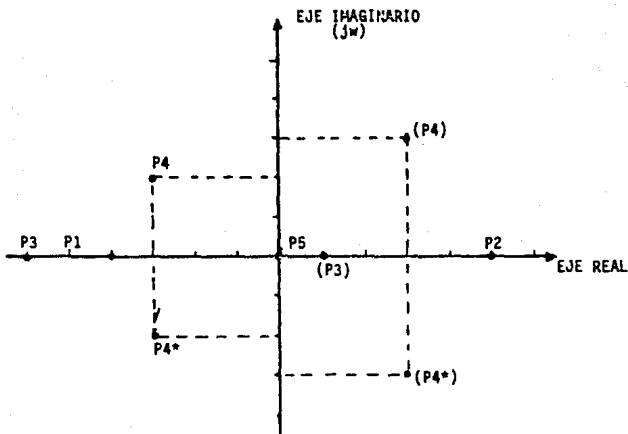


Fig. 3.5 Localización de los polos en el plano complejo.

Las siguientes observaciones pueden ser hechas para la localización de los polos.

- 1.- Polos reales y distintos, tales como p_1 y p_2 , ambos están localizados sobre el eje real como se puede observar en la figura 3.5.

Durante la inversión ellos dan lugar al término exponencial $C_1 e^{\rho_1 t}$ y $C_2 e^{\rho_2 t}$. Dado que $\rho_1 < 0$, $C_1 e^{\rho_1 t}$ decae exponencialmente a 0 cuando $t \rightarrow \infty$, de igual manera como $\rho_2 > 0$, $C_2 e^{\rho_2 t}$ crece exponencialmente hasta el infinito conforme avanza en tiempo, como se muestra en la figura 3.6.

Por lo tanto, polos distintos sobre el eje real negativo producen términos que decaen a cero con el tiempo, mientras que polos reales positivos hacen que la respuesta del sistema crezca hasta el infinito con el tiempo.

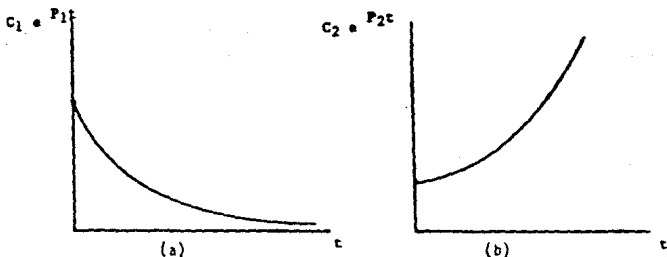


Fig. 3.6 a) Decaimiento exponencial, b) crecimiento exponencial.

2.- Polos reales múltiples, tales como ρ_2 , el cual está repetido en m tiempos. Tales polos dan lugar a términos como

$$\left\{ C_{s1} + \frac{C_{s2}}{1!} t + \frac{C_{s3}}{2!} t^2 + \dots + \frac{C_{sm}}{(m-1)!} t^{m-1} \right\} e^{[\rho_s t]} \quad (3.7)$$

El término dentro de los paréntesis crece al infinito con el tiempo. El comportamiento del término exponencial depende de los valores del polo ρ_s .

$$\text{si } \rho_s > 0 \quad e^{\rho_s t} \rightarrow \infty \quad \text{cuando } t \rightarrow \infty$$

$$\text{si } \rho_s < 0 \quad e^{\rho_s t} \rightarrow 0 \quad \text{cuando } t \rightarrow \infty$$

$$\text{si } \rho_s = 0 \quad e^{\rho_s t} = 0 \quad \text{para cualquier tiempo}$$

Por lo tanto, polos reales múltiples dan lugar a términos los cuales uno u otro crecen infinitamente, si el polo es positivo o cero y decaen a cero si el polo es negativo.

3.- Polos complejos, tales como ρ_4 y ρ_4^* . Se puede enfatizar que los polos complejos siempre aparecen en pares conjugados y nunca solos.

$$\text{Así } \rho_4 = \alpha + j\beta \quad \text{y} \quad \rho_4^* = \alpha - j\beta.$$

Las raíces complejas de este tipo de pares conjugados dan lugar a términos tales como $e^{\alpha t} \text{sen}(\beta t + \phi)$. El término $\text{sen}(\beta t + \phi)$ es una función periódica y oscilatoria, mientras que el comportamiento de $e^{\alpha t}$ depende del valor de la parte real α . Por lo tanto:

a) Si $\alpha > 0$, implica que $e^{\alpha t} \rightarrow \infty$ cuando $t \rightarrow \infty$, y $e^{\alpha t} \text{sen}(\beta t + \phi)$ crece infinitamente de una manera oscilatoria.

b) Si $\alpha < 0$, implica que $e^{\alpha t} \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$, y $e^{\alpha t} \text{sen}(\beta t + \phi)$ decae a cero de una manera oscilatoria con una amplitud siempre decreciente.

c) Si $\alpha = 0$, implica que $e^{\alpha t} = 1$ para cualquier tiempo y $e^{\alpha t} \text{sen}(\beta t + \phi) = \text{sen}(\beta t + \phi)$, el cual oscila continuamente con amplitud constante.

En la figura 3.7 puede apreciarse el comportamiento de la respuesta para los diferentes valores de α .

4.- Polos en el origen, el polo ρ_s está localizado en el origen del plano complejo (es decir, $\rho_s = 0 + j0$) por lo tanto, $C_s/(s - \rho_s) = C_s/s$ y después de la inversión da un término constante C_s .

Las observaciones anteriores son generales y pueden aplicar a cualquier sistema, por lo cual es posible encontrar las características cualitativas de la respuesta del sistema, si se conoce donde se encuentran localizados los polos de la correspondiente función de transferencia.

Los polos a la derecha del eje imaginario dan lugar a términos que crecen infinitamente con el tiempo, tales sistemas con un comportamiento desligado son llamados inestables. Por consiguiente, un sistema es estable, es decir con comportamiento ligado o vinculado, si todos los polos de su función de transferencia están localizados a la izquierda del eje imaginario.

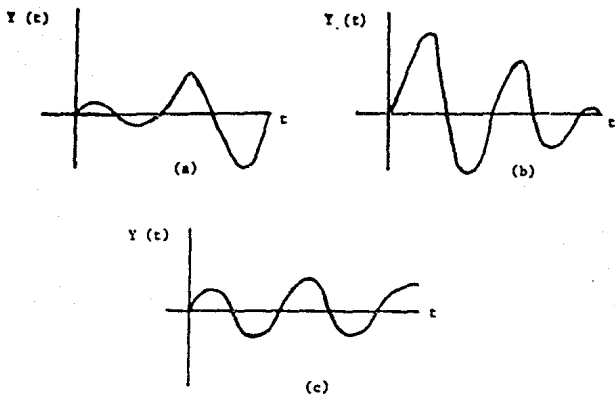


Fig. 3.7 Oscilaciones con a) crecimiento, b) decaimiento y amplitud constante.

3.4 SISTEMAS DE PRIMER ORDEN.

Se denomina sistema de primer orden a aquel cuya representación matemática está dada por una ecuación diferencial de primer orden del tipo:

$$a_1 \frac{d-y}{d-t} + a_0 y = b f(t) \quad (3.8)$$

Esta ecuación puede ser del tipo lineal o linearizada. En ésta $y(t)$ es la salida y $f(t)$ es la función de entrada.

Si $a_1 \neq 0$ la ecuación puede quedar de la siguiente forma

$$-\frac{a_1}{a_0} \frac{d-y}{d-t} + y = \frac{b}{a_0} f(t)$$

Además, si se definen

$$-\frac{a_1}{a_0} = \tau_p \quad \text{y} \quad \frac{b}{a_0} = K_p$$

se tiene que

$$\tau_p \frac{d-y}{d-t} + y = K_p f(t) \quad (3.9)$$

donde τ_p es conocida como la CONSTANTE DEL TIEMPO del proceso y K_p es llamada la GANANCIA DEL ESTADO ESTACIONARIO, GANANCIA ESTÁTICA o simplemente GANANCIA del proceso.

Expresando la entrada $y(t)$ y la salida $f(t)$ en términos de variables de desviación alrededor del estado estacionario o régimen permanente y aplicando la Transformada de Laplace a la

ecuación (3.9), se tiene

$$\tau_p s \bar{y}(s) + \bar{y}(s) = \bar{K}_p F(s)$$

rearrreglando

$$G(s) = \frac{\bar{Y}(s)}{\bar{F}(s)} = \frac{K_p}{(\tau_p s + 1)} \quad (3.10)$$

La cual es la función de transferencia para un sistema de primer orden y también es conocida esta ecuación como RETRASO DE PRIMER ORDEN O RETARDO LINEAR.

Si $a = 0$, se tiene la ecuación

$$\frac{d}{dt} y = \frac{b}{a_0} f(t) = K'_p f(t)$$

cuya función de transferencia es

$$G(s) = \frac{\bar{Y}(s)}{\bar{F}(s)} = \frac{K'_p}{s} \quad (3.11)$$

Y se tiene que los procesos que tienen función de transferencia de este tipo son llamados CAPACITIVOS PUROS o INTEGRADOR PURO.

Entre los procesos que están caracterizados por sistemas de primer orden se encuentran aquellos con capacidad de almacenamiento de material, energía o momento, además de que en ellos se encuentra asociada una resistencia al flujo, o sea, un proceso que posee una capacidad para almacenar masa o

energía y que puede actuar como tanque de balance entre el flujo de entrada y el de salida.

Una vez que la función de transferencia de un sistema de primer orden ha sido establecida, puede ser obtenida la respuesta transiente para cualquier función directriz (disturbio o perturbación). Siendo las más comunes las siguientes: Función Escalón, Función Impulso y Función Senoidal. Puede decirse que éstas son las más útiles en los aspectos teórico y experimental del control de procesos.

Sin embargo, aunque con estas funciones se pueden realizar análisis experimentales y matemáticos de los sistemas de control con facilidad, surge la pregunta sobre cuál o cuáles de estas funciones típicas se deben usar para analizar la características de un sistema. Para los diferentes casos específicos se tiene que la función debe ser determinada por la forma de la entrada a que el sistema estará sujeto más frecuentemente en las condiciones normales de operación. Por ejemplo, si las entradas a un sistema de control son funciones gradualmente variables del tiempo, una función rampa puede ser la adecuada. De igual manera, si un sistema está sometido a perturbaciones bruscas, una función escalón puede ser adecuada y para un sistema sometido a entradas bruscas, la mejor puede ser la función impulso.

3.4.1 Respuesta dinámica de un sistema de primer orden.

Si se tiene la función de transferencia dada por la ecuación (3.10)

$$G(s) = \frac{\bar{Y}(s)}{\bar{F}(s)} = \frac{K}{\tau_p s + 1}$$

Examinando la respuesta para un cambio unitario de la función escalón en $f(t)$. Dado que para este caso $\bar{F}(s) = 1/s$, se tiene

$$Y(s) = \frac{K}{s(\tau_p s + 1)} = \frac{K}{s} - \frac{K \tau_p}{\tau_p s + 1} \quad (3.12)$$

Si esta ecuación se invierte, por el método de Inversión por Fracciones Parciales, se tiene:

$$Y(t) = K_p (1 - e^{-t/\tau_p}) \quad (3.13)$$

la cual es la respuesta del sistema en el dominio del tiempo. Si, el cambio unitario de $f(t)$ es de magnitud A, la respuesta tendría la forma

$$Y(t) = A K_p (1 - e^{-t/\tau_p}) \quad (3.14)$$

La figura 3.8 muestra como cambia $y(t)$ con el tiempo, en términos de las coordenadas adimensionales

$$\frac{y(t)}{A K_p} \quad \text{contra} \quad \frac{t}{\tau}$$

De la figura 3.8 pueden derivarse algunas características de las respuestas de sistemas de primer orden. Entre las más importantes se encuentran las siguientes:

- Los procesos con retraso de primer orden son autorregulables.

- La pendiente de la respuesta para $t = 0$ es igual a 1, esto es equivalente a

La constante del tiempo τ_p de un proceso es la medida del tiempo necesario para que el proceso se ajuste a un cambio en la entrada.

- El valor de la respuesta $y(t)$ alcanza el 63.2 % de su valor final cuando el tiempo transcurrido es igual a una constante de tiempo, τ_p . Por lo cual, al transcurrir cuatro constantes de tiempo, la respuesta alcanza su último valor.
- El último valor de la respuesta (o sea, el valor del nuevo estado estacionario) es igual a K_p para un cambio unitario en la función escalón para la entrada, o AK_p para un cambio de magnitud A . Esto es fácil de comprender a partir de la ecuación (3.14), mediante la cual $y \longrightarrow AK_p$ cuando $t \longrightarrow \infty$. Esta característica explica el nombre de GANANCIA ESTÁTICA o EN ESTADO ESTACIONARIO dado al parámetro K_p , y dado que para cualquier cambio Δ en la entrada, el cambio resultante en el estado estacionario de la salida está dado por

$$\Delta (\text{salida}) = K_p \Delta (\text{entrada}) \quad (3.15)$$

De esta manera es posible, inclusive, predecir un cambio en la salida, o de otra manera, se puede forzar un resultado determinado en la respuesta del sistema, por lo

que se tiene que es necesario

Un pequeño cambio en la entrada si K_p es grande (sistemas muy sensibles).

Un cambio grande en la entrada si K_p es pequeña

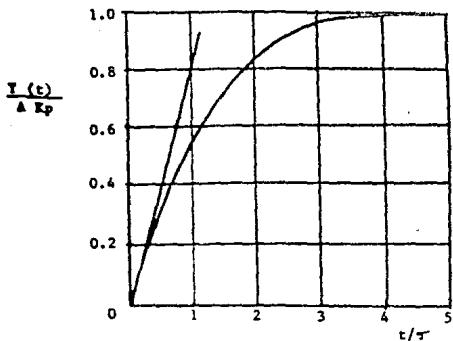


Fig. 3.8 Respuesta adimensional de un retardo de primer orden, para un cambio unitario en la entrada.

3.5 SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN.

Un sistema de segundo orden es aquel cuya salida es descrita por una ecuación diferencial de segundo orden, ya sea que esta por naturaleza sea lineal o haya sido linearizada, con la siguiente forma general:

$$a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b f(t) \quad (3.16)$$

si $a_0 \neq 0$, se puede arreglar la ecuación (3.16) de la siguiente manera

$$\frac{a_2}{a_0} \frac{d^2 y}{dt^2} + \frac{a_1}{a_0} \frac{dy}{dt} + y = \frac{b}{a_0} f(t) \quad (3.17)$$

definiendo

$$\tau^2 = \frac{a_2}{a_0}, \quad 2\zeta\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad \text{y} \quad k_p = \frac{b}{a_0}$$

La ecuación (3.17) puede tomar la forma generalizada mas comunmente usada en dinamica sustituyendo las igualdades anteriores, dando la siguiente ecuación

$$\tau^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + 2\zeta\tau \frac{dy}{dt} + y = k_p f(t) \quad (3.18)$$

donde

τ = es el período natural de oscilación del sistema.

ζ = es el factor de amortiguamiento.

k_p = es la ganancia en el estado estacionario, estática o simplemente ganancia del sistema.

Una vez definidos cada uno de los parámetros y siguiendo el procedimiento, planteado en las secciones anteriores, para la obtención de la función de transferencia G , se tiene el siguiente resultado:

$$G(s) = \frac{\bar{Y}(s)}{\bar{F}(s)} = \frac{k}{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1} \quad (3.19)$$

la cual es la función de transferencia generalizada para sistemas de segundo orden.

Los sistemas que presentan dinámica de segundo orden pueden ser:

a) Procesos multicapacidad, los cuales consisten de dos o más capacidades (sistemas de primer orden) en serie, a través de los cuales fluye materia o energía.

b) Sistemas inherentemente de segundo orden, tales como el fluido o componentes sólidos de un proceso que poseen inercia y están sujetos a aceleración, tales sistemas son raros en los procesos químicos.

c) Sistemas de procesamiento con controlador, los cuales presentan un comportamiento dinámico de segundo orden o mayor.

En estos casos, el controlador introduce una dinámica adicional, la cual conjuntada a la dinámica del sistema da lugar a este tipo de comportamientos.

En la industria de los procesos químicos la mayoría de los sistemas de segundo orden y mayores son originados por procesos multicapacidades o afectados por controladores.

3.5.1 Respuesta dinámica de los sistemas de segundo orden.

Para analizar el comportamiento dinámico de un sistema de segundo orden se considera una función directriz, la cual puede ser de las formas contempladas en la sección anterior con la respuesta de los sistemas de primer orden, por lo que para los sistemas aquí presentados únicamente se desarrollara la respuesta a una función escalón y para las demás solo se indicará la respuesta.

Si se tiene una función escalón con cambio unitario, de la ecuación (3.19) se llega a

$$\bar{Y} = \frac{k}{s} \frac{1}{s^2 + 2\zeta\tau s + 1} \quad (3.20)$$

donde los dos polos de la función de transferencia de segundo orden están dados por las raíces de la ecuación característica

$$\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1 = 0$$

y cuando esta es resuelta se encuentra que

$$p_1 = -\frac{\zeta}{\tau} + \frac{\sqrt{\zeta^2 - 1}}{\tau} \qquad p_2 = -\frac{\zeta}{\tau} - \frac{\sqrt{\zeta^2 - 1}}{\tau}$$

De aquí que la ecuación (3.20) puede ser expresada como

$$\bar{Y}(s) = \frac{k_p / \tau^2}{s(s-p_1)(s-p_2)} \qquad (3.21)$$

Y la forma de la respuesta $y(t)$ esta en función de la localización de los polos p_1 y p_2 , en el plano complejo, por lo que se pueden presentar los siguientes casos:

- a) Cuando $\zeta > 1$, se tienen dos polos reales y distintos.
- b) Cuando $\zeta = 1$, se tienen dos polos iguales (polos multiples).
- c) Cuando $\zeta < 1$, se tienen dos polos complejos conjugados.

a) Cuando $\zeta > 1$, implica una respuesta SOBREAMORTIGUADA.

Para este caso la inversión de la ecuación (3.21), por el método de expansión por fracciones parciales produce

$$Y(t) = k_p \left\{ 1 - e^{-[\zeta t/\tau]} \left[\cosh \frac{\sqrt{\zeta^2 - 1}}{\tau} t + \frac{\zeta}{\sqrt{\zeta^2 - 1}} \sinh \frac{\sqrt{\zeta^2 - 1}}{\tau} t \right] \right\}$$

(3.22)

donde $\cosh(*)$ y $\sinh(*)$ son las funciones trigonométricas hiperbólicas definidas por

$$\sinh \alpha = \frac{e^{\alpha} - e^{-\alpha}}{2} \quad \text{y} \quad \cosh \alpha = \frac{e^{\alpha} + e^{-\alpha}}{2}$$

en la figura 3.9 puede observarse el comportamiento de la respuesta de la ecuación (3.22) para varios valores de $\zeta > 1$.

Esta es conocida como la respuesta sobre amortiguada y se parece un poco a la respuesta de los sistemas de primer orden. El sobreamortiguamiento es la respuesta de procesos multicapacitancia, los cuales pueden ser el resultado de la combinación de sistemas de primer orden en serie.

b) Cuando $\zeta = 1$, implica una respuesta **CRITICAMENTE AMORTIGUADA**.

Para este caso, el resultado de la inversión es

$$Y(t) = k_p \left\{ 1 - \left[1 + \frac{t}{\tau} \right] e^{-[y/\tau]} \right\} \quad (3.23)$$

La representación gráfica de esta respuesta es también representada en la figura 3.9, de aquí que puede verse que la respuesta críticamente amortiguada de un sistema de segundo

orden alcanza su último valor con mayor rapidez que un sistema sobreamortiguado.

c) Cuando $\zeta < 1$, implica una respuesta BAJOAMORTIGUADA. En este caso la inversión da lugar a

$$Y(t) = k_p \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-[\zeta t/\tau]} \operatorname{sen}(wt + \phi) \right\} \quad (3.24)$$

donde

$$w = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\tau} \quad y \quad (3.26)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left\{ \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right\} \quad (3.27)$$

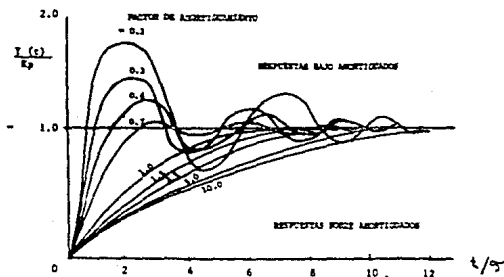


Fig 3.9 Respuesta adimensional de un sistema de segundo orden para un cambio en la entrada (función escalón)

En la figura 3.9 se muestra graficada la respuesta para varios valores del factor de amortiguamiento ζ . De esta grafica puede concluirse lo siguiente:

- La respuesta bajo amortiguada es inicialmente mas rapida que la criticamente amortiguada o la sobreamortiguada, las cuales son caracterizadas como tardias.
- Aunque la respuesta bajoamortiguada es mas rapida y alcanza su ultimo valor en menor tiempo, esta no se mantiene estable al alcanzar este, sino que continua oscilando decayendo progresivamente su amplitud.
- El comportamiento oscilatorio se hace mas pronunciado conforme los valores del coeficiente de amortiguamiento ζ sea mas pequeno.

Puede asegurarse que casi todas las respuestas bajo-amortiguadas en una planta química son causadas por la influencia de un controlador en el sistema que se analiza. Por lo que este tipo de respuestas es frecuentemente encontrado en la unidades de procesamiento.

3.5.2 Características de una respuesta bajoamortiguada.

Tomando como referencia la figura 3.10 para definir los terminos empleados para describir una respuesta

bajoamortiguada se tiene:

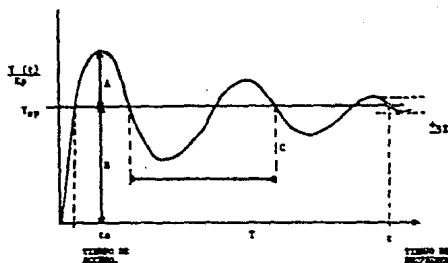


Fig. 3.10 Características de una respuesta bajoamortiguada

1.- **OVERSHOOT**: Es la relación A/B , donde B es el último valor de la respuesta y A es la máxima cantidad por la cual la respuesta puede exceder a su último valor. El overshoot es una función de ζ y está dada por

$$\text{overshoot} = \exp \left[\frac{-\pi \zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \right] \quad (3.27)$$

En la figura 3.11 se muestra el comportamiento del overshoot conforme varía ζ . Notese que el overshoot aumenta con la disminución de ζ , mientras que cuando el factor de amortiguamiento alcanza el valor $\zeta = 1$, el overshoot se aproxima a cero, (respuesta críticamente amortiguada).

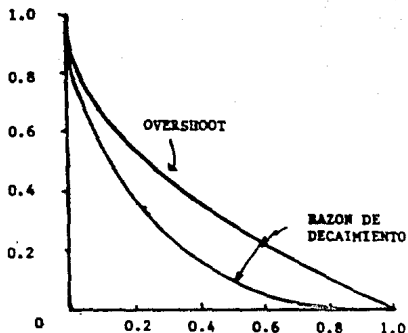


Fig. 3.11 Efecto del factor de amortiguamiento sobre el overshoot y la razón de decaimiento.

2.- RAZON DE DECAIMIENTO. Es la relación C/A (es decir, la relación existente entre los últimos valores de dos picos sucesivos). La razón de decaimiento puede ser mostrada relacionando al factor de amortiguamiento ζ a través de la ecuación

$$\text{Razon de decaimiento} = \exp\left[\frac{-2\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right] = (\text{overshoot})^2 \quad (3.28)$$

Esta ecuación es también graficada en la figura 3.11

3.- PERIODO DE OSCILACION. De la ecuación (3.25) se establece que la frecuencia de radianes (rad/t) de las oscilaciones de una respuesta bajoamortiguada esta dada por:

$$\omega = \text{frecuencia de radianes} = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\tau} \quad (3.30)$$

Para encontrar el período de oscilación T , (es decir, el tiempo transcurrido entre dos picos sucesivos), se hace uso de las relaciones bien conocidas $\omega=2\pi f$ y $f = 1/T$, donde f es la frecuencia cíclica, por lo tanto

$$T = \frac{2 \pi \tau}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3.31)$$

4.- PERODO NATURAL DE OSCILACION. Un sistema de segundo orden con $\zeta = 0$, es un sistema libre de cualquier amortiguamiento, siendo su función de transferencia

$$G(s) = \frac{k_p}{\tau^2 s^2 + 1} = \frac{k_p / \tau^2}{\{ s-j(1/\tau) \} \{ s+j(1/\tau) \}} \quad (3.32)$$

la cual tiene dos polos imaginarios (sobre el eje imaginario), por lo que se mantiene oscilando continuamente con una amplitud constante y una frecuencia natural.

$$\omega_n = \frac{1}{\tau} \quad (3.33)$$

el correspondiente período cíclico es T_n y esta dado por

$$T_n = 2 \pi \tau \quad (3.34)$$

5.- TIEMPO DE RESPUESTA. La respuesta de un sistema bajo amortiguado puede alcanzar su último valor en una manera oscilatoria cuando $t \rightarrow \infty$. Por lo que para propósitos prácticos se considera que la respuesta alcanza su último valor cuando esta dentro de un $\pm 5\%$ de este último valor. El tiempo necesario para que la respuesta alcance este valor es conocido como tiempo de respuesta, como puede ser visto en la figura 3.10.

6.- TIEMPO DE ASCENSO. Es el tiempo usado para caracterizar la velocidad de la respuesta de un sistema bajo amortiguado, y es el tiempo en el cual la respuesta alcanza por primera ocasión su valor final. En la figura 3.9 puede observarse que a valores mas pequeños de ζ , es menor el tiempo de ascenso, pero al mismo tiempo el overshoot es mayor.

Siendo el objetivo, durante el diseño de un controlador, la selección apropiada de los valores de ζ y τ , así como de overshoot pequeño, tiempo de ascenso corto, razón de decaimiento pequeña y corto tiempo de respuesta, se debe estar consiente de que no siempre es posible poder conjugar los valores óptimos de los anteriores parámetros a la vez, siendo necesario probar en algunas ocasiones cual de ellos es el que conviene mantener en un rango determinado, para cumplir con los objetivos operacionales. Por lo que es necesario el tener un buen entendimiento del comportamiento bajoamortiguado de un sistema de segundo orden.

Como se menciono anteriormente, entre los sistemas que se puede presentar una dinámica de segundo orden estan: a) Procesos multicapacidad; b) Procesos inherentemente de segundo orden y c) Procesos controlados.

a) Procesos multicapacidad.

Observando la figura 3.12 puede darse cuenta que se trata de dos diferentes arreglos de sistemas de primer orden en serie. Esto es, se presenta el caso de almacenamiento de un fluido en dos tanques conectados en serie.

En la figura 3.12a se observa que el tanque 1 alimenta al tanque 2, o sea, el tanque 2 se ve afectado por la salida del tanque 1, sin que este sufra algun modificación en su comportamiento dinámico por la presencia del tanque 2. Este tipo de arreglo de capacidades en serie es conocido como capacidades no-interactuantes, o sistemas de primer orden en serie no-interactuantes. Por otro lado, la figura 3.12b muestra un arreglo en el cual el comportamiento dinámico de ambos tanques se ve afectado mutuamente, el tanque 2 esta afectado por la salida del tanque 1, y este se ve afectado por el nivel del tanque 2, ya que este nivel puede comportarse como una resistencia al flujo de salida del tanque 1. A este tipo de sistema se les conoce con el nombre de capacidades interactuantes o sistemas de primer orden en serie interactuantes.

Los procesos multicapacidad no unicamente involucran la capacidad de varios procesos en serie, ya que es posible que

existan capacidades asociadas en la misma unidad de procesamiento que se analiza, tal es el caso de un tanque de almacenamiento, una torre de destilación, los cuales no solo tiene la capacidad de almacenar materia, sino también energía.

Analizando la figura 3.12a, la cual representa a un sistema no interactuante, se tiene que tal sistema puede ser representado por las siguientes ecuaciones diferenciales en forma generalizada:

$$\tau_{p1} \frac{dy_1}{dt} + y_1 = k_{p1} F_1(t) \quad \text{tanque 1} \quad (3.35)$$

$$\tau_{p2} \frac{dy_2}{dt} + y_2 = k_{p2} F_2(t) \quad \text{tanque 2} \quad (3.36)$$

Como puede observarse la ecuación (3.36) esta en función de la variable de salida de la ecuación (3.35), pero esta última no es afectada por la ecuación del tanque No.2.

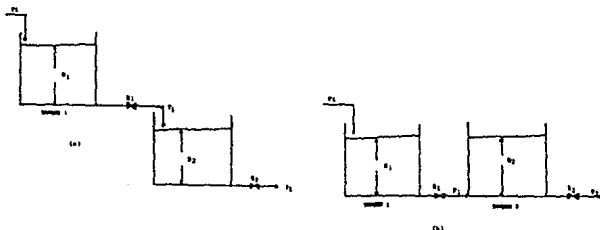


Fig. 3.12 a) Sistemas en serie no-interactuantes, b) sistemas en serie interactuantes.

Aplicando las técnicas desarrolladas anteriormente para obtener la función de transferencia de cada una de las ecuaciones anteriores se llega a

$$G_1(s) = \frac{\bar{Y}_1(s)}{\bar{F}_1(s)} = \frac{k_{p1}}{\tau_1 s + 1} \quad G_2(s) = \frac{\bar{Y}_2(s)}{\bar{Y}_1(s)} = \frac{k_{p2}}{\tau_2 s + 1}$$

De las ecuaciones anteriores, es obvio que es necesario encontrar la respuesta del primer tanque en primera instancia para poder encontrar la respuesta del segundo tanque. Esta solución secuencial es característica de las capacidades en serie no interactuantes, la función de transferencia global entre la entrada $f_1(t)$ y la salida $y_2(\tau)$ es:

$$\begin{aligned} G_0(s) &= \frac{\bar{Y}_2(s)}{\bar{F}_1(s)} = \frac{\bar{Y}_2(s)}{\bar{Y}_1(s)} \frac{\bar{Y}_1(s)}{\bar{F}_1(s)} = G_2(s) G_1(s) \\ &= \frac{k_{p1}}{\tau_1 s + 1} \frac{k_{p2}}{\tau_2 s + 1} \end{aligned} \quad (3.37)$$

y mediante arreglos algebraicos tiene la forma

$$G_0(s) = \frac{k'_p}{(\tau^*)^2 s^2 + 2\zeta^* \tau^* s + 1} \quad (3.38)$$

$$\text{donde } (\tau^*)^2 = \tau_{p1} \tau_{p2} \quad 2\zeta^* \tau^* = \tau_{p1} + \tau_{p2} \quad k'_p = k_{p1} k_{p2}$$

Siendo la ecuación (3.38) la función de transferencia global del sistema de capacidades en serie y además tiene la forma estandar de la función de transferencia de un sistema de segundo orden, también puede notarse que los dos polos de esta función de transferencia son reales y distintos

$$p_1 = -\frac{1}{\tau_{p1}} \quad \text{y} \quad p_2 = -\frac{1}{\tau_{p2}}$$

Si las constantes del tiempo τ_{p1} y τ_{p2} son iguales, se tendrían dos polos iguales, por lo tanto, las capacidades no-interactuantes siempre dan lugar a sistemas de segundo orden sobreamortiguados o críticamente amortiguados, y por lo consiguiente las respuestas a estos sistemas son las mismas que anteriormente se obtuvieron para sistemas sobreamortiguados y los críticamente amortiguados.

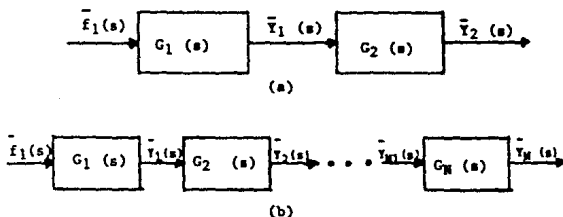


Fig. 3.13 Sistemas con capacidades en serie no-interactuantes.

Los sistemas no-interactuantes nunca producen sistemas bajoamortiguados. En general, para el caso de N capacidades

no-interactuantes la función de transferencia global esta dada por:

$$G_0(s) = G_1(s)G_2(s)G_3(s)\dots G_N(s) \quad (3.39)$$

$$= \frac{k_{p1} k_{p2} k_{p3} \dots k_{pN}}{(\tau_{p1} s + 1)(\tau_{p2} s + 1)(\tau_{p3} s + 1)\dots(\tau_{pN} s + 1)}$$

La figura 3.13, muestra la esquematización de los sistemas de capacidades en serie no-interactuantes.

Ahora, analizando los sistemas en serie con capacidades interactuantes, se tiene en primera instancia que un balance de masa sobre el proceso de la figura 3.12b produce las ecuaciones

$$A_1 \frac{dh_1}{dt} = F_1 - F_2 \quad \text{tanque 1} \quad (3.40)$$

$$A_2 \frac{dh_2}{dt} = F_2 - F_3 \quad \text{tanque 2} \quad (3.41)$$

Suponiendo que existe resistencia lineal al flujo

$$F_1 = \frac{h_1 - h_2}{R_1} \quad \text{y} \quad F_2 = \frac{h_2}{R_2}$$

sustituyendo estas en las ecuaciones (3.40) y (3.41)

$$A_1 R_1 \frac{dh_1}{dt} + h_1 - h_2 = R_1 F_1 \quad (3.42)$$

$$A_2 R_2 \frac{dh_2}{dt} + (1 + \frac{R_2}{R_1})h_2 - \frac{R_2}{R_1}h_1 = 0 \quad (3.43)$$

Estas ecuaciones pueden ser resueltas simultaneamente, y esta es una característica distintiva de las capacidades interactuantes, ya que indican el efecto mutuo de las dos capacidades.

Aplicando las técnicas desarrolladas para la obtención de la función de transferencia se obtiene para este caso

$$G'_1 = \frac{\bar{h}'_1(s)}{F'_1(s)} = \frac{(\tau_{p2} R_1) s + (R_1 + R_2)}{\tau_{p1} \tau_{p2} s^2 + (\tau_{p1} + \tau_{p2} + A_1 R_2) s + 1} \quad (3.44)$$

$$G'_2 = \frac{\bar{h}'_2(s)}{F'_1(s)} = \frac{R_2}{\tau_{p1} \tau_{p2} s^2 + (\tau_{p1} + \tau_{p2} + A_1 R_2) s + 1} \quad (3.45)$$

donde $\tau_{p1} = A_1 R_1$ y $\tau_{p2} = A_2 R_2$ son las constantes del tiempo.

Es claro apreciar que los dos polos de la ecuación característica de la función de transferencia son:

$$p_{1,2} = \frac{-(\tau_{p1} + \tau_{p2} + A_1 R_2) \pm \sqrt{(\tau_{p1} + \tau_{p2} + A_1 R_2)^2 - 4 \tau_{p1} \tau_{p2}}}{2 \tau_{p1} \tau_{p2}}$$

donde $(\tau_{p1} + \tau_{p2} + A_1 R_2)^2 - 4 \tau_{p1} \tau_{p2} > 0$

Por lo tanto, p_1 y p_2 son polos reales y distintos. Consecuentemente, la respuesta de capacidades interactuantes es siempre sobreamortiguada, y sin embargo, por sus características la respuesta de este tipo de sistemas es mas lenta que para los sistemas no interactuantes, debido a que se ve reflejado en su constante del tiempo.

2).- Procesos inherentemente de segundo orden.

Este tipo de procesos exhiben un comportamiento en su respuesta generalmente bajoamortiguado y consecuentemente no puede ser descompuesto en dos sistemas en serie de primer orden con significado físico. Este tipo de sistemas son poco comunes en los procesos químicos y estan asociados con el movimiento de sólidos y líquidos que poseen (1) inercia al movimiento, (2) resistencia al movimiento y (3) capacidad de almacenamiento de energía mecánica. Aunque la resistencia y capacidad son características de los sistemas de primer orden, se puede concluir que los sistemas naturales de segundo orden estan caracterizados por su inercia al movimiento.

3).- Sistemas de segundo orden causados por la presencia de controladores.

La presencia de un sistema de control en un proceso químico puede cambiar el orden del proceso y producir un comportamiento dinámico diferente al del proceso sin control.

3.6 SISTEMAS DE CONTROL.

En el primer capítulo de este trabajo y en la primera sección de este capítulo se habló sobre la importancia de los sistemas de control, los objetivos de éstos y los incentivos existentes para perfeccionar este tipo de sistemas, ahora es el turno de conocer a detalle este tipo de sistemas, siendo éste el objetivo de esta sección.

Anteriormente se mencionaron los tipos de configuraciones básicas más comúnmente usadas en los sistemas simples de procesamiento. En este trabajo sólo se analizará de una manera más objetiva la que se refiere al sistema de control feedback, siendo éste uno de los más usados en la industria de los procesos químicos.

Hasta la sección anterior se analizó únicamente lo que se refiere a las funciones de transferencia a CIRCUITO ABIERTO, es decir, aquellos sistemas donde sólo está involucrado el proceso, de ahora en adelante se efectuará el análisis para sistemas que podrían denominarse "completos", esto es, aquellos que consideran todo un sistema de control. La figura 3.14a muestra el diagrama de bloques para un proceso y la figura 3.14b muestra lo que sería el diagrama de bloques con el correspondiente sistema de control feedback.

Como puede observarse, existe una diferencia notoria en cuanto a los elementos que componen a un circuito abierto y uno cerrado. La figura 3.14b es la esquematización representativa de la configuración feedback en un sistema de control.

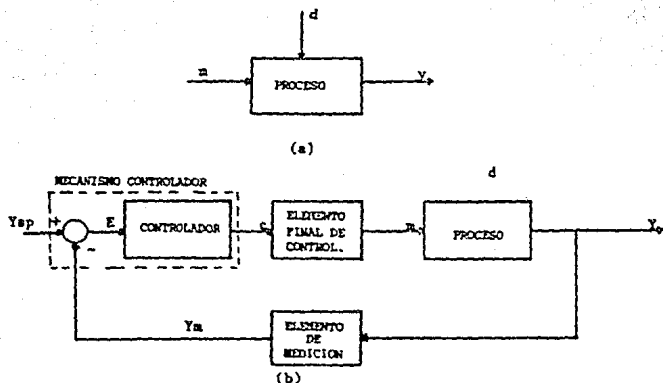


Fig.3.14 a) Esquema del proceso, b) Diagrama de bloques para un proceso con sistema de control feedback

Las siguientes representaciones son algunos de los sistemas de control feedback típicos encontrados en los procesos químicos:

- a) Control de flujo. Se muestran dos sistemas feedback típicos en la figura 3.15, en los cuales el objetivo principal es mantener el flujo F en un valor deseado F_{sp} .
- b) Control de presión. figura 3.16.
- c) Control de nivel de líquido. figura 3.17.
- d) Control de temperatura. figura 3.18.
- e) Control de composición. figura 3.19.

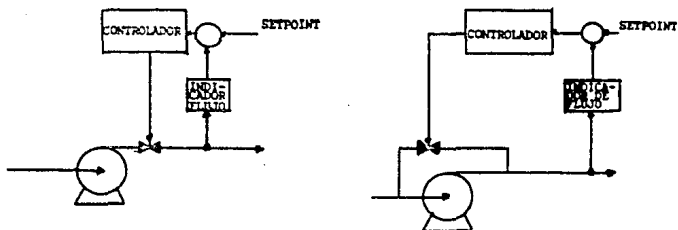


Fig 3.15 Arreglos feedbak diferentes para control de flujo.

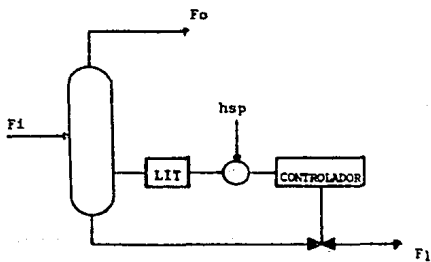


Fig 3.16 Control de presión

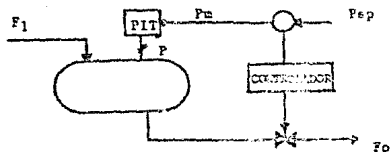


Fig 3.17 Esquematzaciones de control de nivel.

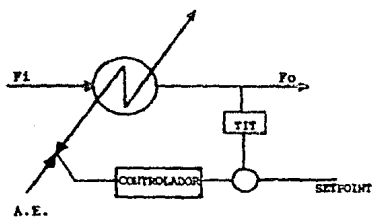


Fig 3.18 Control de temperatura.

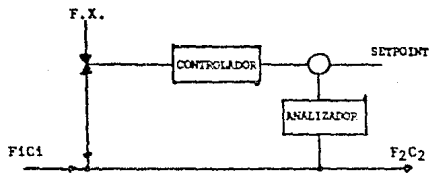


Fig. 3.19 control de composición.

En las figuras 3.14b a 3.19 pueden observarse una serie de elementos que componen el sistema de control feedback, éstos son descritos a continuación:

- Proceso. este bloque está referido únicamente a todas y cada una de las partes que comprenden el equipo que forma parte del proceso.
- Elementos primarios de medición, lo constituyen todos aquellos instrumentos o sensores que se encargan de indicar el valor de la variable a controlar, y pueden ser termocopias (temperatura), placas de orificio (flujo), manómetros (presión), instrumentos de nivel tipo capacitancia (nivel), espectómetros (composición), etc.
- Líneas de transmisión, éstas son usadas para conducir la señal de medición del elemento primario al controlador, y la señal de control del controlador al elemento final de control. Siendo este tipo de líneas eléctricas o neumáticas.
- El controlador, este consta principalmente de dos partes, el comparador y el controlador; el comparador recibe la señal del elemento primario de medición y efectúa una comparación entre la señal del punto de ajuste (set-point) y la señal del elemento de medición obteniendo una magnitud ϵ la cual es el error y que puede ser positiva o negativa dependiendo de la desviación de la variable medible, este error pasa al controlador donde, dependiendo del signo y la magnitud de éste es la acción que toma y la cual es

transmitida al elemento final de control.

- Elemento final de control, generalmente es una válvula de control o el accionador de una bomba eléctrica de velocidad variable. Los cuales reciben la señal del controlador y toman la acción de control correspondiente, ya sea, abriendo o cerrando la válvula de control o aumentando o disminuyendo la velocidad de un motor eléctrico de velocidad variable.

Todos y cada uno de estos componentes del sistema de control pueden ser manejados como un sistema físico independiente y pueden ser representados por una ecuación algebraica o diferencial, siendo útil para el diseño de sistemas de control contar con la función de transferencia propia de cada componente.

3.6.1 Tipos de controladores feedback.

La función del controlador es tomar la señal del elemento de medición $y_m(t)$ y compararla con el punto de ajuste $y_{sp}(t)$ para producir una señal actuante $c(t)$, de tal manera que la variable controlable regrese a su valor y_{sp} . Por lo tanto, la entrada al controlador es el error $e = y_{sp} - y_m$, mientras que su salida es $c(t)$.

La señal de salida de un controlador feedback depende de su construcción y puede ser señal neumática (aire comprimido)

para controladores neumáticos o eléctrica para controladores electrónicos.

Existen tres tipos básicos de controladores feedback:

- (A) Proporcional.
- (B) Proporcional-integral.
- (C) Proporcional-integral-derivativo.

(A) Controlador proporcional (controlador P)

Para este tipo de control la señal actuante es proporcional al error, esto es

$$c(t) = K_c e(t) + c_s \quad (3.45)$$

donde K_c es la ganancia proporcional del controlador y c_s es la tendencia de la señal del controlador (es decir, la señal actuante cuando $e = 0$).

Un controlador proporcional es descrito por el valor de su ganancia proporcional K_c o equivalentemente por su banda proporcional PB, donde $PB = 100/K_c$. La banda proporcional caracteriza el rango sobre el cual el error puede cambiar para manejar la señal actuante del controlador sobre su rango total, usualmente

$$1 \leq PB \leq 500$$

Es claro que entre mayor sea la ganancia K_c , o

equivalentemente, más pequeña la banda proporcional, es mucho mayor la sensibilidad de la señal del controlador a las desviaciones del error ϵ .

Si se define la desviación $c'(t)$ de la señal actuante por

$$c'(t) = c(t) - c_0$$

y se toma

$$c'(t) = K_c \epsilon(t) \quad (3.46)$$

Esta ecuación produce la siguiente función de transferencia para un controlador proporcional

$$G_p(s) = K_c \quad (3.47)$$

(B) Controlador proporcional-integral (controlador PI).

Para este tipo de controlador su señal actuante está relacionada con el error por la ecuación

$$c(t) = K_c \epsilon(t) + \frac{K_c}{T_I} \int_0^t \epsilon(t) dt + c_0 \quad (3.48)$$

donde T_I es la constante integral del tiempo o tiempo de reajuste, en minutos. El tiempo de reajuste es un parámetro ajustable y es referido como minutos por repetición, este varía usualmente de la siguiente manera

$$0.1 \leq \tau_I \leq 50 \text{ min.}$$

El tiempo de ajuste es el tiempo necesario para que el controlador repita el cambio de acción proporcional en su salida.

La acción integral del controlador causa que la salida $c(t)$ cambie tanto como el error exista en la salida del proceso, por lo tanto un controlador PI puede eliminar con suavidad pequeños errores.

La función de transferencia de un controlador proporcional-integral está dada por la ecuación

$$G_a(s) = K_c \left\{ 1 + \frac{-1}{\tau_I s} \right\} \quad (3.50)$$

(C) Controlador proporcional-integral-derivativo (controlador PID).

La salida de este tipo de controlador está dada por la ecuación

$$c(t) = K_c \varepsilon(t) + \frac{K_c}{\tau_I} \int_0^t \varepsilon(t) dt + K_c \tau_D \frac{d\varepsilon}{dt} + c_a \quad (3.51)$$

donde τ_D es la constante derivativa del tiempo en minutos.

Con la presencia del término derivativo, (dc/dt) , el controlador PID anticipa que el error puede estar en un futuro inmediato y aplica una acción de control, la cual es proporcional a la velocidad de cambio común en el error. Debido a esta propiedad, la acción de control derivativa es algunas veces referida como control anticipatorio.

Siendo la función de transferencia para este tipo de control la dada por la siguiente ecuación

$$G_s(s) = K_c \left\{ 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right\} \quad (3.52)$$

3.6.2 Elementos primarios de medición.

En gran medida el buen funcionamiento de un sistema de control feedback depende de una buena medición de la salida de la variable controlable y de una transmisión de la señal libre de perturbaciones. El primer requerimiento implica la necesidad de un equipo de medición lo más exacto posible, mientras que el segundo requiere una buena y efectiva línea de transmisión.

Existen un gran número de equipos de medición a nivel comercial y las diferencias entre ellos son el principio bajo el cual actúan y las características de construcción. Para la definición de éstas es necesario la obtención de algunos datos determinantes, para cada fabricante, por lo que es conveniente acudir a los catálogos de cada uno de éstos.

A continuación se dará una brevísimas descripción de los más importantes equipos de medición, dependiendo del tipo de variable que debe ser controlada.

- Indicadores de flujo.

Los indicadores de flujo más comúnmente empleados a nivel industrial son aquellos que usan como parámetro de medición el gradiente de presión (ΔP) que se desarrolla a través de una restricción al flujo. Siendo usada la conocida ecuación de Bernoulli para calcular el flujo. Entre los más conocidos se encuentran las placas de orificio y los tubos venturi, ambos útiles para cuando se trabaja con líquidos o gases.

Un indicador de flujo que funciona con un principio diferente es el medidor de flujo tipo turbina, el cual usa las revoluciones de su turbina para calcular el flujo.

Los indicadores de flujo que usan la diferencial de presión como parámetro de la medición usualmente están modelados por la siguiente ecuación algebraica

$$\text{Flujo} = \alpha \sqrt{\Delta P}$$

donde α es una constante, la cual está determinada por las características de construcción del indicador de flujo y ΔP es la diferencia de presión entre un punto en la restricción al flujo y otro punto donde se encuentra el flujo totalmente desarrollado.

- Indicadores de presión o actuadores de presión.

Este tipo de indicadores son usados para medir la presión de un proceso o la diferencia de presión la cual es empleada para calcular el nivel de un líquido o el flujo de un fluido. Los transductores de presión diferencial tipo capacitancia son muy comerciales. La diferencia de presión causa un pequeño desplazamiento en el diafragma, este movimiento es detectado por las placas de un capacitor, colocadas a ambos lados del diafragma, de donde la diferencia de capacitancia entre las placas y el diafragma es convertida a voltaje. Un balance de fuerza alrededor del diafragma conduce al siguiente modelo de segundo orden

$$\tau^2 \frac{d^2 z}{dt^2} + 2\zeta\tau \frac{dz}{dt} + z = K_p \Delta P \quad (3.53)$$

donde z = desplazamiento del diafragma.

ΔP = diferencial de presión actuante

τ, ζ, K_p = tres parámetros de un sistema de segundo orden, definidos en este caso por las características de construcción del equipo.

- Indicadores de temperatura.

Los indicadores de temperatura más comunes son los termocoples, termómetros de resistencia de bulbo y los termistores, todos ellos suministran su señal en forma

eléctrica. Independientemente de las diferencias constructivas que puedan tenerse, el principio básico de su comportamiento está en términos de los diferentes perfiles de temperatura, siguiendo las leyes que aplican a la transferencia de energía. Motivo por el cual dependiendo de las partes que lo constituyan (o las paredes que lo conformen) pueden generarse los siguientes modelos:

$$\tau_p \frac{dT_m}{dt} + T_m = T \quad (3.54)$$

$$\tau^2 \frac{d^2 T_m}{dt^2} + 2\zeta\tau \frac{dT_m}{dt} + T_m = T \quad (3.55)$$

donde T_m es la temperatura del elemento sensor.

T es la temperatura del proceso

τ_p , τ , ζ son parámetros que para este caso dependen de los materiales y la construcción de los equipos de medición.

- Analizadores de composición.

Ejemplos típicos de este tipo de equipos son los cromatógrafos de gases y los diversos tipos de espectrógrafos de masas. Estos son usados para medir la composición de líquidos o gases en términos de uno, dos o todos los componentes de una corriente de proceso.

La característica dinámica dominante de este tipo de analizadores es el tiempo muerto en su respuesta, el cual la mayoría de las veces es bastante largo.

3.6.3 Líneas de transmisión.

Las funciones principales de estas líneas son, por un lado llevar la señal del elemento primario al controlador y por otro llevar la señal de control del controlador al elemento final de control. Por lo que son consideradas dos tipos de líneas, aquellas que manejan señales eléctricas para transmisores y actuadores electrónicos y aquellas que manejan señales neumáticas propiamente para actuadores neumáticos. Además para los fines aquí perseguidos la dinámica que éstas pudieran aportar al análisis se considera despreciable, por lo que no se volverá a comentar a este respecto.

3.6.4 Elementos finales de control.

Los elementos finales de control son aquellos equipos que implementan la acción de control, los cuales reciben la señal actuante y la adecúan de acuerdo a la variable manipulable.

Los más comunes elementos finales de control son las válvulas neumáticas, operadas con aire el cual controla el flujo que pasa a través del área libre de la válvula.

Cuando se desarrolla el modelo matemático que describe el

comportamiento dinámico de las válvulas de control neumáticas este muestra un comportamiento de segundo orden, sin embargo este comportamiento cambia dependiendo del tamaño de la válvula. Para los fines de este estudio se considerará el valor de su función de transferencia como una constante.

3.7 COMPORTAMIENTO DINAMICO DE PROCESOS CON SISTEMAS DE CONTROL FEEDBACK

En la sección anterior se consideraron a los sistemas controlados como circuitos cerrados, ahora se analizará el comportamiento dinámico de este tipo de circuitos.

Si se considera la figura 3.20, la cual muestra el diagrama de bloques generalizado de un sistema a circuito cerrado. Escribiendo la función de transferencia que relaciona las entradas con las salidas para cada uno de los elementos que componen este sistema se tiene que:

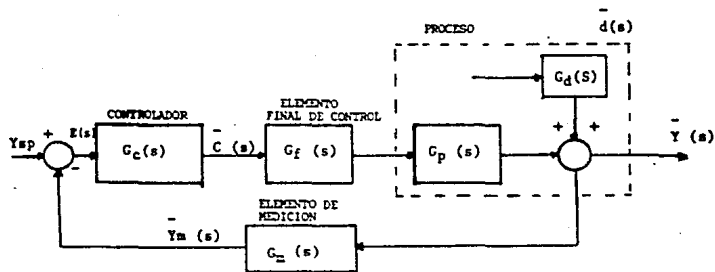


Fig. 3.20 Diagrama de bloques generalizado para un sistema a circuito cerrado.

- Función de transferencia para el proceso

$$\bar{y}(s) = G_p(s) \bar{m}(s) + G_d(s) \bar{d}(s) \quad (3.56)$$

- Función de transferencia del elemento primario de medición.

$$\bar{y}_m(s) = G_m(s) \bar{y}(s) \quad (3.56a)$$

- Función de transferencia del controlador.

$$\bar{e}(s) = \bar{y}_{sp}(s) - \bar{y}_m(s) \quad \text{comparador} \quad (3.57)$$

$$\bar{c}(s) = G_c(s) \bar{e}(s) \quad \text{acción de control} \quad (3.58)$$

- Función de transferencia del elemento final de control.

$$\bar{m}(s) = G_f(s) \bar{c}(s) \quad (3.59)$$

donde G_p , G_d , G_m , G_c y G_f son las funciones de transferencia entre las correspondientes entradas y salidas.

La figura 3.20 muestra en forma gráfica las relaciones existentes para las entradas y salidas de las ecuaciones (3.56) a (3.60).

La trayectoria de la señal que abarca los bloques entre el comparador y la salida controlada (G_c, G_f y G_p) constituyen lo que se denomina la trayectoria forward, mientras que el bloque que representa al elemento primario de medición (G_m) constituye la trayectoria feedback entre la salida medible y

el comparador.

Si $G = G_p G_f G_c G_m$, la figura 3.22a muestra lo que podría ser en una forma simplificada el diagrama de bloques del sistema de la figura 3.20.

Y mediante manipulaciones algebraicas de las ecuaciones obtenidas para las funciones de transferencia de cada uno de los componentes del sistema a circuito cerrado puede ser obtenida la siguiente expresión:

$$Y(s) = \frac{G_p(s)G_f(s)G_c(s)G_m(s)}{1 + G_p(s)G_f(s)G_c(s)G_m(s)} \bar{y}_{sp}(s) + \frac{G_d(s)}{1 + G_p(s)G_f(s)G_c(s)G_m(s)} \bar{d}(s) \quad (3.60)$$

Siendo la ecuación (3.61) la respuesta del proceso a circuito cerrado, donde como puede notarse está compuesta por dos términos. El primer término muestra el efecto que tiene sobre la salida un cambio en el punto de ajuste (set point), mientras que el segundo término constituye el efecto que sobre la salida tiene un cambio en la carga (disturbio o perturbación).

De manera particular:

$$\frac{G_p(s)G_f(s)G_c(s)G_m(s)}{1 + G_p(s)G_f(s)G_c(s)G_m(s)} = \frac{G}{1 + G G_m} = G_{sp} \quad (3.61)$$

es la función de transferencia a circuito cerrado para un cambio en la carga y

$$\frac{G_d}{1 + G_p(s)G_f(s)G_c(s)G_m(s)} = \frac{G_d}{1 + G G_m} = G_{\text{alim}} \quad (3.62)$$

es la función de transferencia a circuito cerrado para un cambio en la carga (disturbio).

La figura 3.21b muestra un diagrama de bloques equivalente al de la figura 3.21a pero más simplificado.

Para todos los sistemas de control feedback pueden distinguirse dos tipos de problemas de control: el problema servo y el problema regulador.

En el problema servo, el disturbio no cambia, es decir $d(s)=0$, mientras que el que cambia es el punto de ajuste, por lo que la expresión de la respuesta es

$$\bar{Y}(s) = G_{\text{ap}}(s) \bar{y}_{\text{ap}}(s) \quad (3.63)$$

En el problema regulador, el punto de ajuste se mantiene igual, es decir $\bar{y}_{\text{ap}}(s)=0$, mientras que la carga (disturbio) es la que cambia, por lo que:

$$\bar{Y}(s) = G_{\text{alim}}(s) \bar{d}(s) \quad (3.64)$$

y el controlador feedback trata de eliminar el impacto del disturbio y mantener la salida del proceso con el valor deseado para el punto de ajuste determinado.

De las ecuaciones (3.61) y (3.62) puede observarse claramente que las funciones de transferencia globales G_{sp} y G_{carga} dependen no únicamente de la dinámica del proceso, sino que también de la dinámica de los demás componentes del sistema de control.

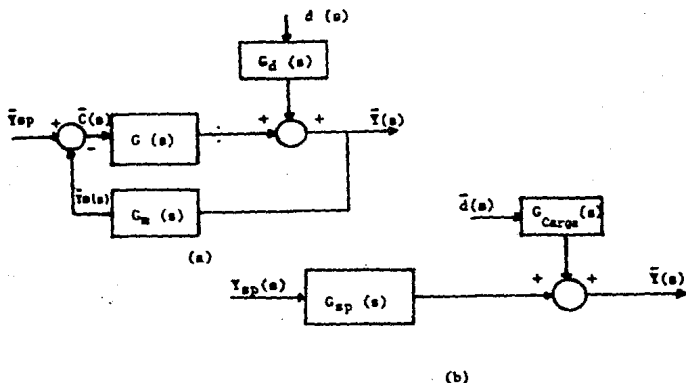


Fig 3.21 Diagramas de bloques simplificados.

3.7.1 Efecto del control proporcional sobre la respuesta de un proceso controlado.

Para un proceso de primer orden se tiene que

$$\tau_p \frac{dy}{dt} + y = K_p m + K_d \quad \text{con } y(0) = m(0) = d(0) = 0$$

la cual da

$$\bar{Y}(s) = \frac{K_p}{\tau_p s + 1} \bar{m}(s) + \frac{K_d}{\tau_p s + 1} \bar{d}(s)$$

Entonces para el sistema no controlado se tiene

constante del tiempo: τ_p

ganancia estática: K_p para la manipulación y
 K_d para los disturbios

obteniendo

$$G_p(s) = \frac{K_p}{\tau_p s + 1} \quad \text{y} \quad G_d(s) = \frac{K_d}{\tau_p s + 1}$$

Si para simplificar el análisis se supone que

$$G_m(s) = 1 \quad \text{y} \quad G_f(s) = 1$$

Y como se considera la acción de un control proporcional donde

$$G_c(s) = K_c$$

Por lo que sustituyendo en la ecuación (3.61) se obtiene la respuesta

$$\bar{Y}(s) = \frac{K_p K_c}{\tau_p s + 1 + K_p K_c} \bar{y}_{sp}(s) + \frac{K_d}{\tau_p s + 1 + K_p K_c} \bar{d}(s)$$

Y reorganizando esta ecuación se tiene

$$\bar{Y}(s) = \frac{K_p^*}{\tau_p^* s + 1} \bar{y}_{sp}(s) + \frac{K_d^*}{\tau_p^* s + 1} \bar{d}(s) \quad (3.55)$$

donde
$$\tau'_p = \frac{\tau_p}{1 + K'_p K'_c} \quad (3.66a)$$

$$K'_p = \frac{K_p K_c}{1 + K_p K_c} \quad (3.66b)$$

$$K'_d = \frac{K_d}{1 + K_p K_c} \quad (3.66c)$$

Los parámetros K'_p y K'_d son conocidos como las ganancias estáticas a circuito cerrado.

Además de la ecuación (3.65) se puede concluir que la respuesta a circuito cerrado de un sistema de primer orden

tiene las siguientes características:

- La respuesta sigue de primer orden para cualquier cambio, tanto en la carga como en el punto de ajuste
- La constante del tiempo se ve reducida ($\tau'_p < \tau_p$) lo cual permite que la respuesta a circuito cerrado sea más rápida que la respuesta a circuito abierto para cualquier cambio en la carga o en el punto de ajuste.
- La ganancia estática decrece.

Para tener una mejor comprensión del efecto del control proporcional, a manera de ilustración, se considerará un cambio unitario en la función directriz (función escalón) en

el punto de ajuste (problema servo) y en la carga (problema regulador) y analizarán sus respuestas a circuito cerrado.

Para el problema servo, $\bar{y}_{ap}(s) = 1/s$ y $d(s) = 0$. Por lo que la ecuación (3.65) se reduce a

$$Y(s) = \frac{K'_p}{\tau' s + 1} \frac{1}{s}$$

Y después de la inversión se obtiene la respuesta en el dominio del tiempo

$$y(t) = K'_p (1 - e^{-[t/\tau'_p]}) \quad (3.67)$$

En la figura 3.22a se muestra graficada esta ecuación, en la cual puede notarse que:

- Una vez que ha alcanzado su último valor, y el tiempo (t) tiende al infinito, este valor ya no sufre modificación alguna. Y puede notarse que existe una discrepancia

denominada OFFSET la cual es

$$\begin{aligned} \text{OFFSET} &= \left\{ \begin{array}{c} \text{NUEVO PUNTO DE} \\ \text{AJUSTE} \end{array} \right\} - \left\{ \begin{array}{c} \text{ÚLTIMO VALOR DE} \\ \text{LA RESPUESTA} \end{array} \right\} \\ &= 1 - K'_p = 1 - \frac{K_p K_c}{1 + K_p K_c} = \frac{1}{1 + K_p K_c} \quad (3.68) \end{aligned}$$

El offset es un efecto característico del control proporcional. Este disminuye conforme K_c aumenta.

Para el problema regulador: $\bar{y}_{ap}(s) = 0$. Considerando un

cambio unitario en la alimentación [$\bar{d}(s) = 1/s$], la ecuación (3.65) se reduce a

$$\bar{Y}(s) = \frac{K'_d}{\tau'_p s + 1} \cdot \frac{1}{s}$$

Y después de la inversión

$$y(t) = K'_d (1 - e^{-[t/\tau'_p]})$$

En la figura 3.22b está graficada esta respuesta, y como puede observarse el control proporcional no puede mantener la respuesta en el valor deseado del punto de ajuste, pero en lugar de ello exhibe un offset

offset = (punto de ajuste) - (último valor de la respuesta)

$$= 0 - K'_d = - \frac{K_d}{1 + K_p K_c} \quad (3.69)$$

Los beneficios del control proporcional en la presencia de cambios en la carga pueden observarse en la figura (3.23b). Y aunque el control no mantiene el valor deseado para la respuesta del proceso en el punto de ajuste determinado e introduce un offset, la respuesta está más cerca de éste que si no hubiera control alguno. Además, conforme se aumente el valor de K_c el offset disminuye.

También, debe tenerse en consideración el hecho de que aunque el offset tiende a cero a medida que $K_c \rightarrow \infty$, no es aconsejable el uso de valores muy grandes de K_c ya que existe la probabilidad de que el proceso se vuelva inestable.

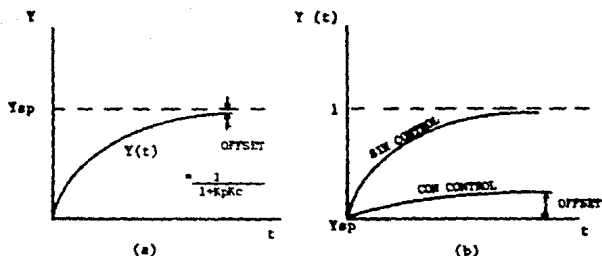


Fig.3.22 Respuesta a circuito cerrado de un sistema de primer orden con control proporcional para: a) un cambio unitario en el punto de ajuste y b) un cambio unitario en la alimentación o disturbio.

Para un proceso de segundo orden se tiene

$$G_P(s) = \frac{\bar{y}(s)}{\bar{m}(s)} = \frac{K_P}{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1}$$

considerando un problema servo únicamente, por lo que sustituyendo en la ecuación (3.66) y si $\bar{d}(s) = 0$ se tiene la expresión

$$\bar{Y}(s) = \frac{K_P^*}{(\tau')^2 s^2 + 2\zeta'\tau' s + 1} \bar{y}_{sp}(s) \quad (3.70)$$

donde

$$\tau' = \frac{\tau}{\sqrt{1 + K_p K_c}} \quad (3.71a)$$

$$\zeta' = \frac{\zeta}{\sqrt{1 + K_p K_c}} \quad (3.71b)$$

$$K'_p = \frac{K_p K_c}{1 + K_p K_c} \quad (3.71c)$$

De las ecuaciones anteriores puede observarse que la respuesta a circuito cerrado de un sistema de segundo orden con control proporcional tiene las siguientes características:

- El sistema mantiene su carácter de segundo orden.
- La ganancia estática decrece.
- El período natural y el factor de amortiguamiento disminuyen, lo cual implica que un proceso sobreamortiguado, con control proporcional y con un valor apropiado de K_c puede transformarse en un proceso bajo amortiguado.

Ahora si se considera la respuesta en el dominio del tiempo se tiene que, para un cambio unitario en la función escalón para el punto de ajuste [$y_{ap}(s) = 1/s$], la expresión es la siguiente:

$$\bar{Y}(s) = \frac{K'_p E}{(\tau')^2 s^2 + 2\zeta' \tau' s + 1} \frac{1}{s}$$

donde dependiendo del valor de ξ' , la inversión de esta expresión puede ser:

- sobreamortiguada ($\xi' > 1$) ecuación (3.22)
- críticamente amortiguada ($\xi' = 1$) ecuación (3.23)
- bajoamortiguada ($\xi' < 1$) ecuación (3.24)

Aunque independientemente del valor particular de ξ' , el último valor de $y(t)$ está dado por el teorema del valor final. Por lo que

$$y(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} [s \bar{y}(s)] = K'_p = \frac{K_p K_c}{1 + K_p K_c}$$

Siendo notoria la presencia del offset

offset = (nuevo punto de ajuste) - (último valor de la respuesta)

$$= 1 - K'_p = 1 - \frac{K_p K_c}{1 + K_p K_c} = \frac{1}{1 + K_p K_c} \quad (3.68)$$

el cual es el mismo que para el caso de los sistemas de primer orden con controlador, de donde puede concluirse lo siguiente:

- Dependiendo del valor que tome el factor de amortiguamiento ξ para sistemas de segundo orden no controlados, ecuación (3.72b) muestra que ξ' puede asumir los valores indicados anteriormente. Si $\xi' > 1$, la respuesta sobreamortiguada

del sistema a circuito cerrado es muy lenta. Por lo que es preferible aumentar el valor de K_c y forzar a que $\zeta' < 1$. Y entonces, aunque la respuesta a circuito cerrado se hace oscilatoria es más rápida. También, al aumentar K_c , el offset decrece.

- El aumento en la velocidad de respuesta del sistema y la disminución del offset, son características deseables, siendo el costo de tales características altos valores del overshoot (errores máximos) y respuestas altamente oscilatorias. Por lo que, un aumento en K_c causa que ζ' decrezca y que:

- a) De la ecuación (3.26) se ve como el overshoot aumenta mientras que
- b) La ecuación (3.27) muestra que la razón de decaimiento aumenta.
- c) Finalmente, la ecuación (3.30) muestra que el período de oscilación para la respuesta a circuito cerrado decrece conforme ζ' decrece.

Todas estas características pueden ser confirmadas en la figura 3.23.

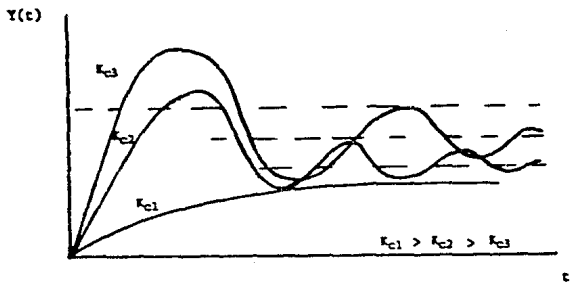


Fig. 3.23 Efecto de la ganancia sobre la respuesta a circuito cerrado de un sistema de segundo orden con control proporcional

3.6.2 Efecto del control integral sobre la respuesta de un proceso.

Desarrollando y analizando de manera similar al control proporcional para un sistema de primer orden y para el problema servo, considerando G_m y G_f iguales a 1, se llega a la ecuación siguiente

$$Y(s) = \frac{1}{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1} y_{sp}(s) \quad (3.72)$$

Donde

$$\tau = \sqrt{\frac{T_I T_P}{K_p K_c}} \quad (3.73a)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_I}{\tau_p K_p K_c}} \quad (3.73b)$$

La ecuación (3.72) muestra un efecto importante en la acción de control integral, este aumenta el orden del comportamiento dinámico de la respuesta, lo que trae consigo fuertes cambios en la respuesta del sistema, ya que ésta se hace más lenta, como se vio anteriormente,

Al examinar la respuesta considerando un cambio unitario (función escalón) en el punto de ajuste, se tiene que ésta está en función del valor de ζ , ya que puede ser sobre, bajo o críticamente amortiguada. También puede observarse que con la acción integral elimina el offset.

Si se grafican los parámetros K_c y τ_I para el sistema controlado por un control integral se tendrían las figuras 3.25 y 3.26 de donde se puede concluir lo siguiente:

- La respuesta del sistema a circuito cerrado con acción de control integral depende de los valores de la ganancia del controlador K_c y el tiempo de reajuste τ_I .

- De la ecuación (3.73b) puede notarse que al aumentar K_c , decrece el factor de amortiguamiento ζ como consecuencia de esta disminución se tiene que; 1) La respuesta se mueve desde muy lenta cuando su comportamiento es sobreamortiguado, hasta muy rápida, pero oscilatoria, cuando es el comportamiento bajoamortiguado, y 2) El overshoot y la razón de decaimiento de la respuesta a circuito cerrado aumentan, por lo que la respuesta de la acción integral es más sensitiva.

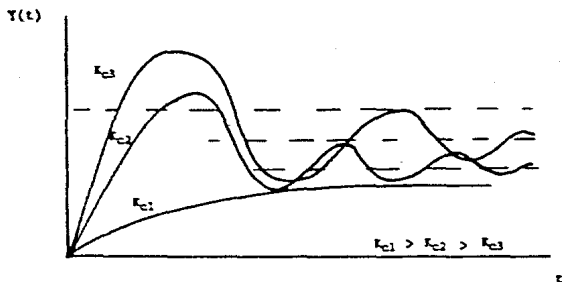


Fig. 3.25 Efecto de la ganancia sobre la respuesta a circuito cerrado de un sistema de primer orden con control integral.

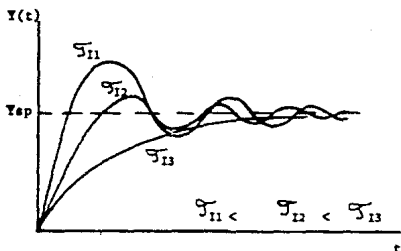


Fig 3.26 Efecto del tiempo de reajuste en la respuesta a circuito cerrado de un sistema de primer orden con control integral.

3.6.3 Efecto del control derivativo sobre la respuesta de un proceso.

Para la acción de control derivativo se tiene que

$$G_c = K_c \tau_D s$$

Asumiendo las mismas suposiciones que para los casos anteriores y aplicando el mismo desarrollo se encuentra que

$$Y(s) = \frac{K_p K_c \tau_D s}{(\tau_p + K_p K_c \tau_D) s + 1} y_{sp}(s) \quad (3.74)$$

Analizando esta respuesta se puede concluir que el efecto derivativo no cambia el orden de la respuesta, como en el caso de la acción integral, además la constante de tiempo efectivo de la respuesta es $(\tau_p + K_p K_c \tau_D)$, es decir, es mayor que τ_p , esto significa que la respuesta del proceso controlado es más lenta que la del proceso original; de primer orden. Además como K_c aumenta, la constante efectiva del tiempo y la respuesta se hace progresivamente más lenta.

3.6.4 Efecto de acciones compuestas de control sobre un proceso.

Entre las acciones de control compuestas que se presentan con mayor frecuencia se tienen las siguientes:

- Control proporcional-integral
- Control proporcional-integral-derivativo

El tratamiento matemático que debe darsele a estos sistemas es muy parecido a los indicados con anterioridad para los controles proporcionales, en los textos citados en la bibliografía respecto a esta área pueden encontrarse algunos de estos desarrollos.

4.0 ESTABILIDAD DE PROCESOS

ESTABILIDAD.

En los capítulos anteriores se mencionó que uno de los objetivos operacionales al diseñar un sistema de control es el mantener el proceso estable, siendo esta característica la más importante del comportamiento dinámico del sistema de control. De ahí que:

Un sistema está en equilibrio si, en ausencia de cualquier perturbación o entrada, la salida se mantiene en el mismo estado. Un sistema de control lineal invariante en el tiempo, es estable si finalmente la salida retorna a su estado de equilibrio cuando el sistema es sometido a una perturbación. Un sistema de control lineal invariante en el tiempo es inestable si continúa indefinidamente una oscilación en la salida, o si la salida diverge sin límite de su estado de equilibrio cuando el sistema es sometido a una perturbación.

También se dice que un sistema es estable cuando su respuesta se encuentra vinculada con todas las entradas vinculadas, donde una función de entrada vinculada es una función del tiempo la cual siempre se encuentra dentro de ciertos límites durante el transcurso del tiempo. La figura 4.1 muestra lo que sería el comportamiento de las respuestas estables e inestables en el transcurso del tiempo para un proceso, después de haber sido perturbada.

El análisis de estabilidad de un sistema puede ser tratado de igual manera no importando si se trata de un proceso controlado o no controlado.

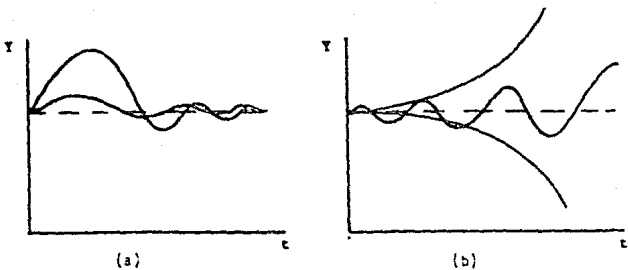


Fig. 4.1 a) Respuesta de un sistema estable. b) Respuesta de un sistema inestable.

La estabilidad de un circuito abierto depende de la localización de los polos de la función de transferencia del mismo, únicamente. La estabilidad de un circuito cerrado del proceso y un controlador feedback depende de la localización de los polos de la función global de transferencia, estos polos del circuito cerrado son diferentes de los polos del circuito abierto. Sin embargo, existe una relación entre ambas funciones.

Los criterios de estabilidad más simples se basan simplemente en la localización de los polos en el plano S . El plano S , es aquel que consta de un eje real y un eje imaginario, plano complejo. La localización de los polos de una función de

transferencia da el primer criterio de la estabilidad de un sistema :

Si la función de transferencia de un sistema dinámico tiene al menos un polo con parte real positiva, el sistema es inestable.

Por lo tanto, todos los polos de la ecuación de transferencia deben localizarse del lado izquierdo del eje imaginario del plano complejo, para que el sistema sea estable.

Las características de estabilidad de la respuesta a circuito cerrado pueden ser determinadas por los polos de las funciones de transferencia G_p y $G_c g_c$. Estos polos son comunes para ambas funciones de transferencia (porque el denominador es el mismo) y están dadas por la solución de la ecuación

$$1 + G_p G_c G_m = 0 \quad (4.1)$$

Esta ecuación es llamada la ecuación característica para un sistema a circuito cerrado. Para el caso del circuito abierto se tiene que

$$G_{OL} = G_p G_c G_m$$

la cual es llamada la función de transferencia a circuito abierto.

Puede notarse que las funciones de transferencia dependen únicamente de los elementos del circuito.

Si un sistema es estable o inestable, es una característica del sistema en sí y no depende de la entrada o la función excitadora del sistema. Los polos de la entrada, o función excitadora, no afectan la característica de estabilidad del sistema, pero contribuyen solamente a los términos de respuesta estacionaria en la solución. De manera que se puede resolver el problema de estabilidad, no eligiendo polos a circuito cerrado en el semiplano derecho de S , o inclusive en el eje $j\omega$. (Matemáticamente los polos a circuito cerrado en el eje $j\omega$ han de producir oscilaciones, cuya amplitud ni crece ni decae con el tiempo, sin embargo, en los casos reales, cuando hay ruido presente, la amplitud de las oscilaciones puede aumentar a un ritmo determinado por el nivel de potencia del ruido, por lo tanto, un sistema de control no debe tener polos a circuito abierto en el eje $j\omega$).

Cabe hacer notar que el solo hecho de que todos los polos estén localizados a la izquierda del eje imaginario no garantiza una respuesta satisfactoria, ya que si existen polos dominantes cercanos a este eje, la respuesta puede presentar excesivas oscilaciones o puede ser muy lenta.

Por lo tanto, para garantizar las características de la respuesta deseada (respuestas rápidas y bien amortiguadas) es necesario que los polos del sistema queden dentro de una zona determinada del plano complejo, como puede observarse en la figura 4.2.

Ahora se analizarán algunos de los criterios de estabilidad mas conocidos, haciendo énfasis especial en el criterio de

ROOT-LOCUS, con el cual se fundamentara el desarrollo del Sistema Experto en el próximo capítulo.

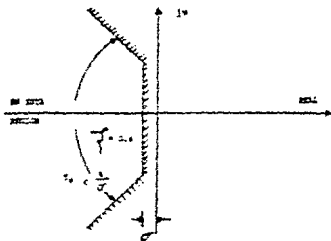


Fig. 4.2 Región del plano complejo donde se cumplan las condiciones para una respuesta satisfactoria.

4.1 Criterio de estabilidad de ROUTH-HURWITZ.

Esta prueba de estabilidad está basada en un método puramente algebraico, el cual no requiere la evaluación de las raíces de la ecuación característica. Este únicamente requiere conocer si alguna de las raíces se encuentra a la derecha del eje imaginario del plano complejo.

El procedimiento de ROUTH-HURWITZ permite probar si alguna de las raíces se encuentra a la derecha del eje imaginario y entonces concluye rápidamente si el sistema es o no estable sin la necesidad de calcular las raíces.

Si el sistema propuesto se predice que es inestable, el diseñador busca de una manera modificar éste para hacerlo estable. Esto será cierto sólo cuando se encuentren sistemas con configuración feedback, por lo que es conveniente tener un criterio disponible que dé una respuesta a la cuestión de estabilidad.

Criterios ligeramente diferentes se desarrollan en forma separada por HURWITZ en 1895 y por ROUTH en 1905, con el propósito de predecir la estabilidad de la rotación de un cuerpo alrededor de un eje dado. Sus criterios dan la misma información, recordando que las propiedades de un sistema lineal se determinan por las raíces de su ecuación característica, si alguna raíz cae en la parte derecha del plano complejo, el sistema es inestable.

Para iniciar la explicación se tiene que la ecuación característica puede ser expandida en un polinomio de la siguiente manera:

$$1 + G_p \ G_f \ G_c \ G_m = a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n = 0$$

Este criterio se basa en si hay o no raíces positivas en la ecuación polinómica resultante de la ecuación característica, sin necesidad de resolverla. Este criterio de estabilidad se aplica a polinomios que tengan solamente un número finito de términos. Aplicando el criterio, se puede obtener directamente información respecto a la estabilidad a partir de los coeficientes de la ecuación característica.

El procedimiento denominado criterio de estabilidad de Routh es el siguiente:

- 1) La ecuación característica debe expresarse como

$$a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n = 0 \quad (4.2)$$

donde los coeficientes son cantidades reales. Se supone que $a_n \neq 0$; es decir, se ha quitado cualquier raíz cero.

- 2) Si cualquiera de los coeficientes es cero o negativo en la presencia de por lo menos un coeficiente positivo, hay una raíz o raíces que son imaginarias o que tienen partes reales positivas. por lo tanto, en tal caso el sistema no es estable. Si solo interesa la estabilidad absoluta, no hay necesidad de llevar el procedimiento más adelante. Se hace notar que todos los coeficientes deben ser positivos. Esta es una condición necesaria, como puede verse en el razonamiento siguiente: un polinomio en s con coeficientes reales siempre puede ser descompuesto en factores lineales y cuadráticos, tales como $(s + a)$ y $(s^2 + bs + c)$, donde a , b y c son reales. Los factores lineales dan raíces reales y los factores cuadráticos dan raíces complejas del polinomio. El factor $(s^2 + bs + c)$ da raíces con partes reales negativas solamente si b y c son ambas positivas. Para que todas las raíces tengan partes reales negativas, deben ser positivas las constantes abc , etc., en todos los factores. El producto de cualquier cantidad de factores lineales y cuadráticos que contienen solamente coeficientes positivos siempre da un polinomio con

coeficientes positivos. Es importante notar que la condición de que todos los coeficientes sean positivos no es suficiente para asegurar la estabilidad. La condición necesaria, pero no suficiente de estabilidad es que todos los coeficientes de la ecuación (4.2) estén presentes y que todos tengan signo positivo.

- 3) Si todos los coeficientes son positivos, agrupar los coeficientes del polinomio en filas y columnas de acuerdo con el siguiente esquema, conocido como Arreglo de Routh.

fila 1	1	a_0	a_2	a_4	a_6	.	.	.
	2	a_1	a_3	a_5	a_7	.	.	.
	3	b_1	b_2	b_3	b_4	.	.	.
	4	c_1	c_2	c_3	c_4	.	.	.
	5	d_1	d_2	d_3	d_4	.	.	.

	n-1	e_1	e_2	e_3	e_4	.	.	.
	n	f_1	f_2	f_3	f_4	.	.	.

donde los coeficientes $b_1, b_2, b_3, b_4,$ etc., son calculados de la siguiente manera:

$$b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1}$$

$$b_2 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1}$$

$$c_3 = \frac{a_1 c_6 - a_0 c_7}{a_1}$$

.....

La evaluación de las b continúa hasta que las restantes sean todas cero. Se sigue el mismo esquema multiplicando en forma cruzada los coeficientes de las filas previas para evaluar las c , d , e , etc. Es decir

$$c_1 = \frac{b_1 a_3 - a_1 b_2}{b_1}$$

$$c_2 = \frac{b_1 a_5 - a_1 b_3}{b_1}$$

$$c_3 = \frac{b_1 a_7 - a_1 b_4}{b_1}$$

.....

$$d_1 = \frac{c_1 b_2 - b_1 c_2}{c_1}$$

$$d_2 = \frac{c_1 b_3 - b_1 c_3}{c_1}$$

.....

Este proceso continua hasta haber completado la fila n-esima. El conjunto completo de los coeficientes es triangular. Se hace notar que al desarrollar este conjunto se divide o multiplicador un número positivo para simplificar el cálculo numérico subsiguiente sin alterar la conclusion con respecto a estabilidad.

El criterio de estabilidad de Routh establece que la cantidad de raíces de la ecuación (4.2) con partes reales positivas es igual al número de cambios de signo de los coeficientes de la primera columna del arreglo. Se hace notar que no necesitan conocerse los valores exactos de los términos de la primera columna; de hecho sólo interesan sus signos. La condición necesaria y suficiente para que todas las raíces de la ecuación (4.1) queden localizadas en el lado izquierdo del eje imaginario, del plano complejo, es que todos los coeficientes de esta ecuación sean positivos y que todos los términos de la primera columna tengan signo positivo.

Casos especiales.

Si un término de la primera columna en cualquier fila es cero, pero los términos restantes no son cero o no hay término remanente, se reemplaza el término cero por un número positivo muy pequeño ϵ y se calcula el resto del conjunto. Por ejemplo, sea el siguiente polinomio

$$s^3 + 2s^2 + \epsilon + 2 = 0$$

el conjunto de coeficientes es

1	1	1
2	2	2
3	0	ν
4	2	

Si el signo del coeficiente sobre el cero (ν) es el mismo que el que está debajo de él, esto indica que existen un par de raíces imaginarias. En realidad el polinomio del ejemplo, tiene dos raíces imaginarias en $s = \pm j$.

Sin embargo, si el signo del coeficiente sobre el cero (ν) es contrario al que está debajo de él, esto indica que hay un cambio de signo. Por ejemplo, para el polinomio

$$s^3 - 3s + 2 = (s - 1)^2(s + 2) = 0$$

el conjunto de coeficientes es

un cambio de signo	}	→ 1	1	-3
		→ 2	0	ν 2
un cambio de signo	}	→ 3	-3	-2/ ν
		→ 4	2	

Hay dos cambios de signo de los coeficientes de la primera columna. Esto coincide con el resultado correcto indicado por la forma en los factores de la ecuación polinómica.

Si todos los coeficientes calculados en una fila son cero, esto indica que hay raíces de igual valor radialmente opuestas en el plano S ; es decir, dos raíces reales con igual valor

y signo opuesto y/o dos raíces imaginarias conjugadas. En tal caso, se puede continuar la evaluación del resto del conjunto, formando un polinomio auxiliar con los coeficientes de la última fila y usando los coeficientes de la derivada de este polinomio en la próxima fila. Esas raíces con igual valor y ubicadas en forma radialmente opuesta en el plano S , pueden ser halladas resolviendo el polinomio auxiliar que es siempre par. Para un polinomio auxiliar de grado $2n$ hay n pares de raíces iguales y opuestas. Por ejemplo, si se tiene la siguiente ecuación:

$$s^5 + 2s^4 + 24s^3 + 48s^2 - 25s - 50 = 0$$

el arreglo de Routh es

1	1	24	-25	
2	2	48	-50	← polinomio auxiliar
3	0	0		P(s)

Los términos de la fila 3 son todos cero. Entonces se forma del polinomio auxiliar con los coeficientes de la fila 2, el polinomio auxiliar $P(s)$ él tiene la forma

$$P(s) = 2s^4 + 48s^2 - 50$$

que indica que hay dos pares de raíces de igual magnitud y signo opuesto. Estos pares se obtienen resolviendo la ecuación polinómica auxiliar $P(s) = 0$. La derivada $P(s)$ con respecto a s es

$$-\frac{dP(s)}{ds} = 8s^3 + 96s$$

Se reemplazan los términos de la fila 3 por los coeficientes de la última ecuación, es decir, 8 y 96. Por lo que el arreglo queda de la siguiente manera

1	1	24	-25
2	2	48	-50
3	8	96	
4	24	-50	
5	112,7	0	
6	-50		

Puede notarse un cambio de signo en la primera columna del nuevo arreglo. Por lo tanto, la ecuación original tiene una

raíz con parte real positiva. Hayándolas en la ecuación polinómica auxiliar se tiene

$$2s^4 + 48s^2 - 50 = 0$$

de aquí se obtiene

$$s^2 = 1, \quad s^2 = -25$$

o

$$s = \pm 1, \quad s = \pm j5$$

Estos dos pares de raíces son parte de las raíces de la ecuación original. De hecho se puede escribir la ecuación original en forma de factores de la siguiente manera

$$(s + 1)(s - 1)(s + j5)(s - j5)(s + 2) = 0$$

claramente, la ecuación original tiene una raíz con parte real positiva.

El criterio de estabilidad de Routh es de utilidad limitada en el análisis de sistemas lineales de control, principalmente porque no sugiere cómo mejorar la estabilidad o cómo estabilizar un sistema inestable. Sin embargo, es posible determinar los efectos de modificación de uno o dos parámetros de un sistema examinando los valores que producen la inestabilidad. Por ejemplo, si se considera el sistema mostrado en la figura 4.3, se tiene que la función de transferencia a circuito cerrado es

$$\frac{y(s)}{f(s)} = \frac{K}{s(s^2 + s + 1)(s + 2) + K}$$

cuya ecuación característica es

$$s(s^2 + s + 1)(s + 2) + K = 0$$

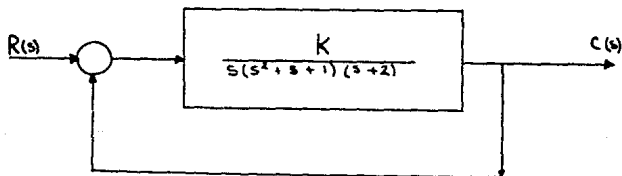


Fig 4.3 Sistema de control

El arreglo de Routh es

1	1	3	K
2	3	2	0
3	7/3	K	
4	2-[9/7]K		
5	K		

Para que el sistema sea estable K debe ser positiva, como deben ser todos los coeficientes de la primera columna. Por lo que

$$[14/9] > K > 0$$

Cuando $K = 14/9$, el sistema se vuelve oscilatorio y matematicamente la oscilación se mantiene en amplitud constante.

4.2 Criterio de estabilidad de ROOT LOCUS.

Como ha podido vislumbrarse a través del desarrollo de éste trabajo la primera cosa que el diseñador desea conocer acerca del sistema que está analizando es si éste es o no es estable, en la sección anterior se pudo comprobar que al examinar las raíces obtenidas de la ecuación característica mediante el criterio de Routh se puede conocer de una manera rápida si el sistema es estable o inestable. Sin embargo, para un diseñador no sólo es de interés el conocer la estabilidad o inestabilidad del sistema, sino que además es necesario saber el grado de estabilidad, magnitud del overshoot, tiempo de respuesta, etc., los cuales son parámetros de sumo interés en el diseño de óptimos sistemas de control.

W. R. Evans desarrolló un método simple para hallar las raíces de la ecuación característica y lo utilizó extensamente en ingeniería de control. Este método, denominado Localización de raíces o ROOT-LOCUS, consiste en un procedimiento por medio del cual se trazan las raíces de la ecuación característica para todos los valores de un determinado parámetro del sistema. De esta manera pueden ser ubicadas las raíces correspondientes a un determinado valor de parámetro. Es muy común que el parámetro sea la ganancia del controlador, pero puede ser cualquier otra variable de la función de transferencia. Para los fines deseados en este trabajo se considera que el parámetro que varía es la ganancia del controlador.

La localización de raíces se considera como un análisis de ayuda, el efecto de la ganancia sobre la localización de los polos se muestra directamente ya que las respuestas características en el dominio de la frecuencia a circuito cerrado se obtiene fácilmente, ya sea gráfica o analíticamente. Los residuos en los polos a circuito cerrado son disponibles, requiriendo proporcionar sólo unos cuantos cálculos simples por medio de una construcción gráfica. El tiempo requerido para que la respuesta transiente caiga a un nivel despreciable se indica directamente por medio de la distancia mínima a partir del eje imaginario de un polo (o par de polos en el caso de raíces conjugadas). Así el diagrama de localización de raíces es una herramienta útil e indicativa de las características de funcionamiento a circuito cerrado en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.

Para alcanzar un buen entendimiento de este criterio de estabilidad se consideran los siguientes aspectos:

Un diagrama de localización de raíces es una figura que muestra como las raíces de la ecuación característica varían conforme la ganancia de un controlador feedback varía de cero al infinito. La absisa es la parte real de la raíz, y la ordenada la parte imaginaria.

En este trabajo se desarrollará el método únicamente para sistemas a circuito cerrado, o sea, sistemas controlados. Se iniciará el estudio mediante el tratamiento de algunos ejemplos de interés.

Considerando el más simple de los sistemas, un sistema con retardo de primer orden, con control proporcional se tiene la siguiente función de transferencia

$$G_M B = \frac{K_o}{\tau_o s + 1} K_c \quad (4.3)$$

donde K_o = ganancia en el estado estacionario del proceso a circuito abierto.

τ_o = constante del tiempo del proceso a circuito abierto.

K_c = ganancia del controlador.

La ecuación característica del sistema es

$$1 + G_M B = 0$$

$$1 + \frac{K_o K_c}{\tau_o s + 1} = 0 \quad (4.4)$$

rearrreglando

$$\tau_o s + 1 + K_o K_c = 0$$

resolviendo esta para s

$$s = -\frac{1 + K_o K_c}{\tau_o}$$

lo cual indica que solo se tiene una raíz y la curva inicia en $s = -1/\tau_o$ cuando $K_c=0$, y se mueve a lo largo del eje real negativo conforme aumenta el valor de K_c . La figura 4.4 muestra la gráfica de este sistema.

Para un sistema de primer orden, las raíces a circuito cerrado siempre son reales, así que los sistemas nunca serán bajoamortiguados u oscilatorios. El coeficiente de amortiguamiento a circuito cerrado siempre será mayor que uno, y de acuerdo al diagrama siempre será estable este sistema.

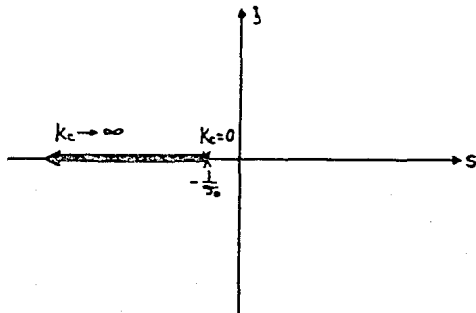


Fig. 4.4 Diagrama de localización de raíces para un sistema de primer orden.

Ahora considerando un sistema de segundo orden con un controlador proporcional.

Supongase la siguiente ecuación característica

$$1 + \frac{1}{(s+1)(5s+1)} K_c = 0$$

rearrreglando se tiene

$$5s^2 + 6s + 1 + K_c = 0$$

mediante la fórmula cuadrática se tienen las raíces

$$s = -\left(\frac{3}{5}\right) \pm \frac{-1}{5} (4 - 5K_c)^{-1/2}$$

La localización para varios valores de K_c son mostrados en la figura (4.5).

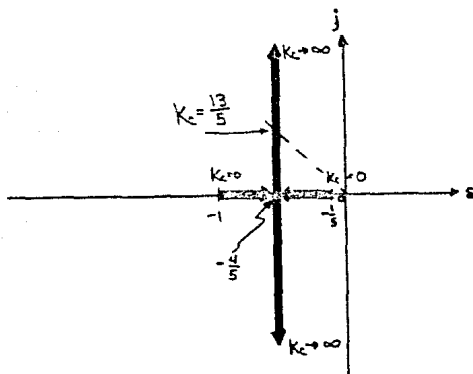


Fig. 4.5 Sistema de segundo orden con controlador proporcional

Cuando K_c es cero las raíces son $s = -1/5$ y $s = -1$. Note que estos valores son los polos de la función de transferencia a circuito abierto, el diagrama de localización de raíces siempre inicia con los polos a circuito abierto.

Para K_c entre cero y $4/5$, las dos raíces son reales y están sobre el eje real negativo, por lo que el sistema a circuito cerrado está críticamente amortiguado para $K_c = 4/5$. Y para valores mayores de K_c , las raíces pueden ser complejas.

De los ejemplos anteriores puede concluirse que conforme aumenta el orden del sistema, la respuesta dinámica del mismo se vuelve más compleja. Los sistemas de primer orden nunca son bajamortiguados y nunca podrán ser inestables a circuito cerrado para cualquier valor de ganancia. Los sistemas de segundo orden se hacen bajo amortiguados conforme la ganancia aumenta, pero nunca serán inestables. Los sistemas de tercer orden y mayores pueden hacerse inestables a circuito cerrado.

Una de las limitaciones básicas de la técnica del root-locus es el tiempo muerto, el cual no es manejado convenientemente. Es por ello que la aproximación de primer orden de Pade para el tiempo muerto es frecuentemente usada, pero no es muy exacta.

$$e^{-Ds} \approx \frac{1 - (1/2 D)s}{1 + (1/2 D)s}$$

En virtud de la complejidad que resulta el manejar y encontrar las raíces de ecuaciones de transferencia de ordenes mayores de tres, el método de root-locus considera una forma gráfica muy sencilla de encontrar las raíces, a continuación se describe este procedimiento.

CONSTRUCCION DE LA CURVA DE LOCALIZACION DE RAICES (ROOT LOCUS)

Las gráficas de localización de raíces son fáciles de generar para sistemas de primer y segundo orden, ya que las raíces pueden encontrarse analíticamente como funciones explícitas de la ganancia del controlador. Para sistemas de mayor orden el obtener las raíces es más complicado, para lo cual se han desarrollado muchas técnicas gráficas trazando las curvas de algunas. Entre las más importantes esta la que se describe a continuación, bajo las siguientes reglas establecidas:

- La localización de la raíz comienza en los polos ($K_c = 0$), de la función de transferencia a circuito abierto.
- La localización de las raíces termina en los ceros ($K_c = \infty$) de $B(s) G(s)$.
- El número de puntos es igual al orden del sistema (número de polos de $B(s) G(s)$).
- La parte compleja de las curvas siempre aparece como pares conjugados complejos.
- El ángulo de las asíntotas de los puntos es igual a $\pm 180^\circ (n - m)$, cuando s tiende a ∞ , donde n es el número de polos y m el número de ceros de $B(s) G(s)$.

En el primer ejemplo $n-m=1$, así el número de asíntotas forman un ángulo de $\pm 180^\circ$ con el eje real. En el segundo ejemplo,

$n-m=2$, así el ángulo es $\pm 90^\circ$. Las reglas mencionadas anteriormente son muy claras. Sin embargo la última de ellas proviene del hecho de que en un punto sobre la gráfica de las raíces, el número complejo s debe satisfacer la ecuación

$$1 + G(s) B(s) = 0$$

$$G(s) B(s) = -1 + i0 \quad (4.5)$$

por lo tanto, el argumento de $B(s) G(s)$ en un gráfico de raíces debe ser siempre

$$\text{Arg } G(s) B(s) = \text{Arc Tang } \frac{0}{-1} = \pm \pi \quad (4.6)$$

Ahora $B(s) G(s)$ es una relación de polinomios de orden m en el numerador y n -orden en el denominador.

$$G(s) B(s) = \frac{b_M s^m + b_{M-1} s^{M-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_N s^N + a_{N-1} s^{N-1} + \dots + a_1 s + a_0}$$

En la asintota, s se hace muy grande, así que sólo los términos s^m y s^N permanecen significativos

$$\lim_{s \rightarrow \infty} [G(s) B(s)] = \frac{b_M s^m}{a_N s^N} = \frac{b_M / a_N}{s^{N-m}} \quad (4.7)$$

Estableciendo a s en forma polar ($s = r e^{i\theta}$) da

$$\lim_{s \rightarrow \infty} [G(s) B(s)] = \frac{b_M / a_N}{r^{N-m} e^{i\theta(N-m)}}$$

El ángulo o argumento de $B(s) G_M(s)$ es

$$\lim_{s \rightarrow \infty} [\text{Arg } G_M(s) B(s)] = - (N-M) \pi$$

La ecuación también debe satisfacerse en la asíntota, por lo tanto

$$(N - M) \pi = \pm \pi \quad (4.8)$$

Las reglas mencionadas anteriormente son fáciles de recordar y pueden usarse para dar una idea de la forma general de la curva de la localización de raíces.

Estas reglas pueden ser también expresadas de la siguiente manera:

- 1.- Siempre debe cumplirse que para sistemas reales $N \geq M$ donde N es el número de polos y M el número de ceros.
- 2.- El número de ramificaciones es igual al número de polos a circuito abierto. (N).
- 3.- Las ramificaciones se inician en los polos a circuito abierto y terminan en los ceros a circuito abierto. La terminación de los $(N-M)$ polos ocurre hacia el infinito a lo largo de asíntotas.
- 4.- Locus sobre el eje real. El eje real es parte del root-locus cuando la suma del número de polos y ceros a la

derecha de un punto en el eje real es impar. Esto es necesario al considerar unicamente los polos y ceros reales en la aplicación de ésta regla, para los polos y ceros complejos, ya que estos siempre ocurren en pares conjugados y su efecto cancela el comprobar el criterio del ángulo para puntos sobre el eje real. Además, un polo de q -ésimo orden (o cero) puede ser contado q veces en la aplicación de la regla.

- 5.- Asíntotas. Hay $(N-M)$ ramificaciones las cuales alcanzan (conforme $K \rightarrow \infty$) asintóticamente $(N-M)$ líneas rectas, radiales al centro de gravedad de los polos y ceros de la función de transferencia a circuito abierto. El centro de gravedad esta dado por

$$\gamma = \frac{\sum_{j=1}^N p_j - \sum_{i=1}^M z_i}{N - M}$$

Estas líneas asíntotas forman ángulos de $\pi[(2k+1)/(N-M)]$ con el eje real y son, por lo tanto, igualmente espaciadas en ángulos de $2\pi / (N-M)$ cada una de la otra ($k = 0, 1, 2, \dots, N-M-1$).

- 6.- Punto de separación. El punto en el cual dos ramificaciones emergen de los polos adyacentes (o se mueven hacia los ceros) sobre el eje real, se intersectan y se salen (o entran) del eje real es determinado por la solución de la ecuación

$$\sum_{i=1}^M \frac{1}{s - z_i} = \sum_{j=1}^N \frac{1}{s - p_j}$$

Esta ramificación entra o sale del eje real en ángulos de $\pi/2$. Esta ecuación es resuelta por prueba y error al chequear ésta para varios puntos de prueba, $s = s_c$, sobre el eje real entre los polos o ceros de interés. Para polos y ceros reales, el término en el denominador de ésta ecuación es obtenido por simple medición de la distancia a lo largo del eje real entre el punto de prueba y los polos y ceros. Si un par de polos complejos, $p_i = a_i \pm jb_i$, están presentes, hay que adicionar al lado derecho de la ecuación el término

$$\frac{2(s - a_i)}{(s - a_i)^2 + b_i^2}$$

Este término cuenta para ambos polos del par conjugado.

- 7.- Ángulo de desviación o acercamiento. Existen q ramificaciones emergiendo de cada q -ésimo polo a circuito abierto con ángulos determinados por

$$\theta = \frac{1}{q} \left[(2k+1)\pi + \sum \text{ang}(p_a - z_j) - \sum \text{ang}(p_a - p_j) \right]$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots, q-1$$

donde p_j es un polo particular de orden q . Cada una de las m ramificaciones las cuales no terminan en asíntotas terminan en uno de los m ceros. Ellas pueden alcanzar sus ceros particulares en ángulos de

$$\theta = \frac{1}{v} \left[(2k+1)\pi + \sum \text{ang}(z_0 - p_i) - \sum \text{ang}(z_0 - z_j) \right]$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots, v-1$$

donde z_0 es un cero particular de orden v . Para polos simples (o ceros) sobre el eje real el ángulo de desviación (o aproximación) puede ser π o 0 .

De una manera general se puede decir que que el trazado de la localización esta fundamentado completamente en el criterio del ángulo el cual es independiente de la ganancia (K). Y después de establecer la localización, la ganancia para cualquier punto puede ser obtenida por el criterio de magnitud.

Este método puede caracterizarse como un método puramente gráfico, sin embargo, si se cuenta con programas de computadora que puedan evaluar todas las raíces del polonómico de la ecuación característica en función de la ganancia, generalmente del controlador, el método puede ser muy versatil para el análisis de la estabilidad de un proceso determinado.

En la bibliografía pueden encontrarse numerosos ejemplos desarrollados bajo esta metodología, los cuales llevan de la

mano al lector interesado en el desarrollo de este tipo de gráficas.

**S.O DESARROLLO DE UN SISTEMA
EXPERTO**

5.1. ADQUISICION DE LA BASE DEL CONOCIMIENTO.

El adquirir el conocimiento para el desarrollo de un sistema experto no es una tarea fácil, y es además, la que más tiempo consume, sin embargo antes de proceder a la adquisición del conocimiento es necesario definir las herramientas y el alcance que se desea.

Como el título de este trabajo lo menciona el lenguaje que será empleado es PROLOG, el cual se autodenomina "El lenguaje de la inteligencia artificial", la razón de haber elegido este lenguaje es por su característica lógica en el desarrollo de las estructuras o redes, la facilidad que tiene al contar con una máquina de inferencia interna, ya que de otro modo sería necesario el generarla. En el capítulo 2.0 se mencionan las características básicas del lenguaje y se dan ejemplos de los trabajos elaborados con éste, además de que en la bibliografía se tiene una basta selección de obras y artículos que tocan este tema.

Una vez definida la herramienta se procede a la definición del alcance. El objetivo principal de este capítulo es el desarrollar una herramienta para auxiliar en la selección del tipo de controlador más adecuado para un sistema de proceso determinado.

De aquí que es necesario definir los siguientes lineamientos:

- Únicamente se hará la aplicación a circuitos cerrados, esto es, a sistemas con un control determinado.

- Este trabajo únicamente se desarrolla en el dominio de la Transformada de Laplace
- En virtud de las desventajas que tiene prolog en el tratamiento de análisis matemáticos con respecto a otro tipo de lenguajes, este tipo de tratamiento se deberá efectuar fuera del sistema.
- El parámetro que se variará a lo largo del tratamiento, es la ganancia del controlador (K_c).

Una vez definidas las bases del sistema se procede a la definición de las diferentes etapas de la adquisición del conocimiento.

Como se observó en los capítulos anteriores, los pasos a seguir en el diseño de un sistema de control se inician con la elaboración del modelo del sistema, tratándose de la operación unitaria de que se trate.

Una vez que se ha definido el modelo, se procede a encontrar su función de transferencia, y una vez encontrada ésta se da inicio con el análisis de esta función. La función debe ser presentada en forma polinómica, tanto en el numerador como en el denominador.

En este sistema se tiene la posibilidad de elegir el tipo de análisis que se desea dar a la función de transferencia que se desee.

Los análisis pueden ser:

1.- Análisis cualitativo.

2.- Análisis cuantitativo.

En el análisis cualitativo se localizan los polos y ceros de la ecuación característica en el plano complejo-imaginario, para cuando se tienen los controladores feedback (proporcional, proporcional-integral y proporcional integral derivativo), indicando con cual de estos controladores el sistema tiene un comportamiento estable.

En el análisis cuantitativo, al igual que en el cualitativo son localizados los polos y ceros del sistema, para los diferentes tipos de controles y se obtiene un tratamiento adicional, seleccionando el valor de la ganancia del controlador, y tipo de control en el cual se tiene la mejor combinación de los parámetros que definen al control óptimo.

Entre los parámetros más relevantes están:

- Coeficiente de amortiguamiento adecuado
- Banda proporcional.
- Mínimo overshoot.
- Tiempo de respuesta rápido.
- Razón de decaimiento.
- Tiempo de ascenso.

A partir del conocimiento de estos valores podría continuarse

con el tratamiento y encontrar la respuesta de la función de transferencia en el dominio del tiempo y efectuar su graficación, para la evaluar las diferentes alternativas posibles, en la combinación de los parámetros, desafortunadamente esto queda fuera del alcance de este trabajo.

Para el desarrollo de la base del conocimiento se tienen variados trabajos escritos, pero no existe generalización alguna ya que en todos ellos se plantea la situación de que de acuerdo a la finalidad del sistema es la forma de plantear el conocimiento, en la bibliografía se indican algunos de estos trabajos.

Dentro del alcance de este estudio se clasifican las áreas del conocimiento en:

- Parámetros
- Tipos de controladores
- Información de salida

La base del conocimiento para los parámetros está definida por las variables principales del sistema de proceso, esto es, anteriormente se mencionó que la variable que modificaría su valor es la ganancia del controlador (K_c), lo que implica que se podrá observar, si así se desea, el análisis del sistema desde una $K_c = 0$, o sea proceso sin control, hasta una ganancia que tiende al infinito, a partir de esta secuencia de valores, se selecciona el rango de ellos en el cual el sistema es estable y de acuerdo a los datos brindados por la

experiencia se encuentra el óptimo posible, una vez encontrado este se obtiene el resto de los parámetros.

Para el caso de los controladores, se ha indicado que principalmente se manejan tres tipos, proporcional, proporcional-integral y proporcional-integral-derivativo, en el capítulo 3.0 se indicaron las características que dan al proceso estos tipos de controladores, ya que la adición de un determinado tipo de control no asegura la estabilidad del proceso.

La información de salida deseada se pretende que sea la siguiente:

- Ganancia del controlador, K_c .
- Coeficiente de amortiguamiento adecuado, ζ .
- Banda proporcional.
- Mínimo overshoot.
- Tiempo de respuesta rápido.
- Razón de decaimiento.
- Tiempo de ascenso.

Para el buen entendimiento del desarrollo de este trabajo es conveniente el indicar la conformación de la base del conocimiento conforme se estructura el programa, en la siguiente sección se presenta esta estructuración.

5.2 ESTRUCTURACION DEL SISTEMA.

Se inicia la estructuración del sistema con la definición de la información de entrada y se plantea que en este tipo de programas la entrada y salida de información sea del tipo conversacional, por lo que en este caso particular se prevé una portada de la siguiente forma al inicializar el sistema con el programa ejecutable

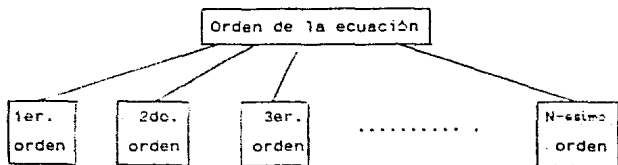
```
#####INICIANDO SISTEMA AUTOMATE DE HELICOPTO#####
J
J
J
J      ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS
J      PROFESIONALES
J
J      *   Z A R A G O Z A   *
J
J#####
J
J      INTELIGENCIA ARTIFICIAL
J
J      El sistema que estas observando es un ejemplo de la
J      aplicación de los Sistemas Expertos a la Ingeniería
J      Química, este sistema es auxiliar en la determinación
J      de la estabilidad de un proceso químico, a partir de
J      su ecuación característica y el tipo de control se-
J      leccionado, para mayor información relacionada con el
J      procedimiento de ejecución de este, favor de referirse
J      al capítulo 5.0 del trabajo escrito.
J
J      presione cualquier tecla para continuar.....
J#####
#####
```

Como puede observarse entre las primeras indicaciones que se encuentran está una bienvenida al usuario y la recomendación de informarse del modo de uso de éste sistema. Una vez que el usuario ha sido informado sobre la forma de usar éste sistema se encuentra ya totalmente dentro del mismo, continuandose con la siguiente información.

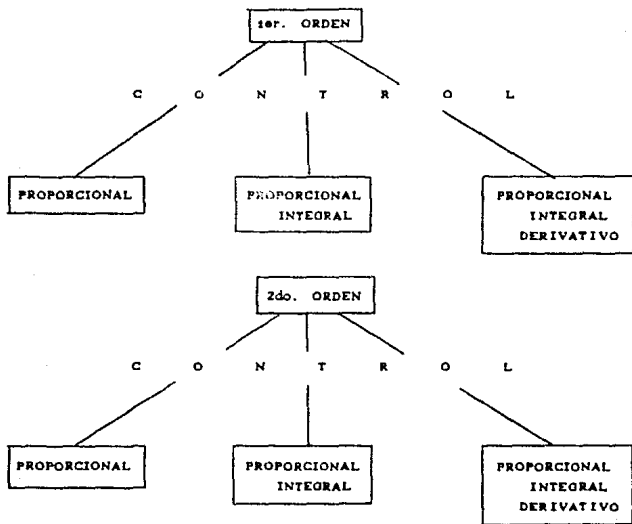
Presione alguna tecla para continuar

Posteriormente, se continúa con un menú de selección para la selección del orden del sistema, esto es, como se mencionó en la sección anterior este programa se inicia a partir de que se tiene la función de transferencia del proceso que se desee analizar y arreglada de tal manera que la ecuación característica esté en forma de polinomio, es por ello que en el menú principal la selección de polinomio es la base del inicio del sistema.

Como base, supongase que se puede partir de un sistema de segundo orden, por lo que inicialmente se genera unna red principal para la selección del orden de la ecuación característica, de la siguiente manera:



Esto implica que el sistema debe generar las relaciones posibles para poder efectuar el análisis con los diferentes tipos de control ya mencionados, esto es, manejar un siguiente nivel de estructuras, de acuerdo al siguiente esquema



Y así sucesivamente se debe generar la estructura para cada orden del sistema que se analice, por lo que es necesario incluir dentro de la base del conocimiento la función polinómica desarrollada que incluya un determinado orden de ecuación con los diferentes tipos de control.

Una vez seleccionado el orden de la ecuación característica, el sistema debe preguntar por el tipo de tratamiento que se desea efectuar, esto es, el sistema pregunta

QUE TIPO DE ANALISIS DESEAS..?

A1.- ANALISIS CUALITATIVO

A2.- ANALISIS CUANTITATIVO

INTRODUCE LA CLAVE DEL ANALISIS

SELECCIONADO....._ENTERO.

Seleccionado este el sistema pregunta los valores de los coeficientes del polinomio de la ecuación característica

DAME LOS VALORES DE LOS COEFICIENTES DEL
POLINOMIO ORDENADOS DE MAYOR A MENOR GRADO

- DAME EL VALOR DE A_0 _

- DAME EL VALOR DE A_1 _

....._

- DAME EL VALOR DE A_N _

Una vez que se le ha alimentado al sistema la información deseada éste inicia con el tratamiento generado por la estructura del mismo.

Para la obtención de los parámetros de salida se tomaron las relaciones características de un sistema de segundo orden mostradas en el capítulo 3 de éste trabajo, las cuales son aplicables a ordenes superiores mediante arreglos convenientes.

A continuación se muestran algunas secciones del programa fuente y del formato de salida de los resultados obtenidos:

```
shiftwindow(4),
write(" EL SISTEMA QUE MAS SELECCIONADO ES DE SEGUNDO ORDEN"),
nl,
clearwindow,
maxwindow(5,7,7,"LECTURA DE PARAMETROS",4,10,18,60),
write(" Dese el valor de la constante del tiempo ?"),nl,nl,
readreal(ta),
write(" Dese el valor del coeficiente de amortiguamiento ?"),
readreal(zeta),
coeff=2/zeta*ta,
coeff=2/zeta*ta,
maxwindow(6,7,7,"MENU PRINCIPAL",4,10,18,60),
clearwindow,
shiftwindow(5),
nl,nl,nl,
write(" SELECCIONA EL TIPO DE CONTROL QUE DESEAS"),
nl,nl,
write(" INTRODUCI 0 -- PARA VOLTAR AL MENU PRINCIPAL."),nl,nl,
write(" INTRODUCI 1 -- PARA CONTROL PROPORCIONAL."),nl,nl,
write(" INTRODUCI 2 -- PARA CONTROL INTEGRAL."),nl,nl,
write(" INTRODUCI 3 -- PARA CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL."),nl,nl,
write(" INTRODUCI 4 -- PARA CONTROL PROPORCIONAL-DERIVATIVO."),nl,nl,
write(" INTRODUCI 5 -- PARA CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL-DERIVATIVO."),nl,nl,
write(" DAME LA CLAVE DEL TIPO DE CONTROL SELECCIONADO ...?"),
control(Control,texto),
Control=0,remove:ndow,
shiftwindow(3),
```



```

#####
3  EL SISTEMA QUE HAS SELECCIONADO ES DE PRIMER ORDEN 3
3
3
3
3
3  #####
3  3
3  3  INTRODUCIR 0 -- PARA REGRESAR AL MENU PRINCIPAL. 3 3
3  3
3  3  INTRODUCIR 1 -- PARA CONTROL PROPORCIONAL. 3 3
3  3
3  3  INTRODUCIR 2 -- PARA CONTROL INTEGRAL. 3 3
3  3
3  3  INTRODUCIR 3 -- PARA CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL. 3 3
3  3
3  3  INTRODUCIR 4 -- PARA CONTROL PROPORCIONAL-DERIVATIVO. 3 3
3  3
3  3  INTRODUCIR 5 -- PARA CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL-DERIVATIVO. 3 3
3  3
3  3  DAME LA CLAVE DEL TIPO DE CONTROL SELECCIONADO ...? 3 3
3  3  Press the SPACE bar 3 3
3  #####
#####

```

6.0 RESULTADOS
Y
CONCLUSIONES

6.1 RESULTADOS.

El sistema fue probado para el análisis de la siguiente ecuación característica

$$G(s) = \frac{1/8}{(s+1)^3}$$

obteniéndose los siguientes resultados

1.- Para un control proporcional.

- Del análisis cualitativo se tiene que el sistema es estable para valores de K_c de 0 a 64.

- Del análisis cuantitativo se tiene que

con $K_c = 17$

el coeficiente de amortiguamiento es de 0.316

la constante del tiempo es de 0.65 minutos

el overshoot es de 0.35

la razón de decaimiento es de 0.12

el periodo de oscilación es 16.9

la banda proporcional es de 316.5

2.- Para un control proporcional-integral

- Del análisis cualitativo se tiene que el sistema es estable para valores de K_c de 0 a 51.

- Del análisis cuantitativo se tiene que con $K_c = 15$, se conserva el coeficiente de amortiguamiento de 0.316 el valor de la integral del tiempo seleccionado es de 4.5

la constante del tiempo es de 0.94 minutos

el overshoot es de 0.35

la razón de decaimiento es de 0.12

el periodo de oscilación es 16.9

la banda proporcional es de 316.5

3.- Para un control proporcional-integral-derivativo

- Del análisis cualitativo se tiene que el sistema es estable para valores de K_c de 0 a 280.

- Del análisis cuantitativo se tiene que con $K_c = 30$, se conserva el coeficiente de amortiguamiento de 0.316 el valor de la integral del tiempo seleccionado es de 1.82

el valor de la derivada del tiempo seleccionado es de 0.9

la constante del tiempo es de 0.53 minutos

el overshoot es de 0.35

la razón de decaimiento es de 0.12

el periodo de oscilación es 16.9

la banda proporcional es de 316.5

De un tratamiento posterior a los resultados obtenidos del sistema se pueden obtener las siguientes gráficas, en las

cuales como puede observarse el control que da lo que se pudiera considerar como la respuesta optima es un controlador proporcional-integral-derivativo con una constante del tiempo derivativo de 0.9 y un coeficiente de amortiguamiento de 0.316, con estos parámetros se tendria un tiempo de respuesta de aproximadamente 5 minutos para un cambio unitario de una función escalón.

6.2 CONCLUSIONES

En base a los resultados observados en la sección anterior puede tenerse una idea más clara de los logros que pueden ser obtenidos con el uso de este tipo de sistemas aplicados a la ingeniería, y a otras áreas en general, ya que como fué mencionado en los primeros capítulos de este trabajo, la aplicación de la Inteligencia Artificial, y específicamente los sistemas expertos, a las diferentes áreas de la ciencia es una herramienta que poco a poco y mediante su uso continuo puede llegar a tener un uso ilimitado evitando que, como a ocurrido a través de la historia, una infinidad de conocimiento y experiencia se pierda con la muerte de sus generadores.

Lo que se pretende con el desarrollo de sistemas expertos es acumular principalmente la experiencia que se genera al trabajar durante mucho tiempo en una área específica, y organizarla de tal manera que sea accesible a cualquier persona ya que en la actualidad es mucho el tiempo perdido en la industria por no contar un verdadero experto disponible.

El futuro de los sistemas expertos es tendiente a tener una vinculación completa con las otras áreas de la inteligencia artificial, el procesamiento del lenguaje natural y la robótica, sin embargo esto trae como consecuencia la necesidad de llegar a tener mayores logros, tanto en el software como en el hardware ya que en la actualidad los lenguajes que se manejan como exclusivos de los sistemas expertos tienen limitaciones en cuanto al manejo de determinado tipo de

estructuras, al igual que el equipo (hardware) no tiene la capacidad suficiente, si éste es comparado con el cerebro humano, en capacidad de memoria y velocidad de procesamiento. Sin embargo, a medida que se trabaje en el desarrollo de estos sistemas se seguirán descubriendo nuevas tendencias y como ejemplo de la importancia que debe dársele a éstos se tiene el famoso proyecto japonés de desarrollo de ordenadores de quinta generación.

Desafortunadamente en la actualidad no se cuenta aun con el equipo hardware y las herramientas en programación que puedan ayudar a darle velocidad al desarrollo de éste tipo de sistemas aplicados específicamente a la ingeniería química, ya que uno de los ideales en cuanto al desarrollo de los mismos pudiera ser la conexión de sistemas expertos en la síntesis, simulación y optimización de procesos, seleccionando internamente las reglas heurísticas, bases de datos, modelos y herramientas matemáticas que mejor apliquen a un proceso determinado.

A N E X O I

LINEARIZACIÓN.

Linearización es el proceso mediante el cual pueden ser aproximados sistemas no lineales a lineales. En el capítulo 3 de este trabajo se menciona la actividad del modelado de los procesos químicos, pues bien, al obtener el modelo de un proceso se tiene que la mayoría de las ocasiones este está representado por una o un conjunto de ecuaciones que pueden ser algebraicas o diferenciales, de las cuales para los casos reales un gran porcentaje son del tipo no lineal y en virtud de la no existencia de un método generalizado para su solución se buscó una forma de alcanzar su solución. Es por eso que el método de linearización es ampliamente utilizado en el estudio de los procesos dinámicos y el diseño de sistemas de control.

Por lo que se inicia este breve resumen sobre el método para funciones con una sola variable.

Considerando que la siguiente ecuación diferencial no lineal modela un proceso determinado:

$$\frac{dx}{dt} = f(x) \quad (a-1)$$

expandiendo esta función no lineal en series de Taylor alrededor del punto x_0 se tiene que

$$f(x) = f(x_0) + \left[\frac{df}{dt} \right]_{x_0} \frac{x - x_0}{1!} + \left[\frac{d^2 f}{dt^2} \right]_{x_0} \frac{(x - x_0)^2}{2!} + \dots$$

$$+ \dots + \left[\frac{d^n f}{dt^n} \right]_{x_0} \frac{(x - x_0)^n}{n!} + \dots \quad (a-2)$$

Si se desprecian los términos de segundo y mayor orden, se tiene la siguiente aproximación de $f(x)$:

$$f(x) \cong f(x_0) + \left[\frac{df}{dt} \right]_{x_0} (x - x_0) \quad (a-3)$$

Siendo el error que se introduce en la aproximación de la siguiente magnitud

$$I = \left[\frac{d^2 f}{dt^2} \right]_{x_0} \frac{(x - x_0)^2}{2!} \quad (a-4)$$

Consecuentemente, la aproximación lineal (a-3) es satisfactoria únicamente cuando x está cercana a x_0 , donde el valor de I es muy pequeño.

En la figura a-1 puede verse la función lineal $f(x)$ y su aproximación lineal alrededor de x_0 . Observando la figura puede verse que la aproximación depende de la localización del punto x_0 alrededor del cual se hace la expansión en series de Taylor. La aproximación únicamente es exacta en el punto de linearización.

Una vez encontrada la aproximación ésta se sustituye en la función no lineal y se obtiene la ecuación

$$\frac{dx}{dt} = f(x_0) + \left[\frac{df}{dt} \right]_{x_0} (x - x_0) \quad (a-5)$$

Esta es la aproximación linealizada de la función no lineal.

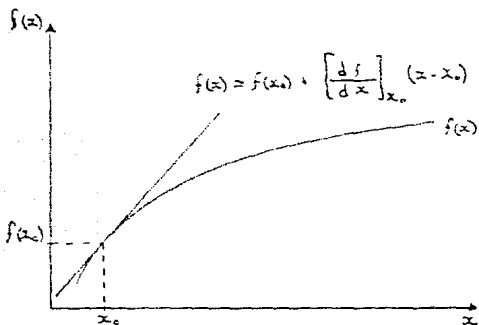


Fig. a-1 Aproximación lineal de una función no lineal.

Para el caso de sistemas con más de una variable.

Considerese el siguiente sistema

$$\frac{dx_1}{dt} = f_1(x_1, x_2) \quad (a-6)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = f_2(x_1, x_2) \quad (a-6)$$

aplicando la expansión alrededor de $(x_{1,0}, x_{2,0})$ se tiene

$$f_1(x_1, x_2) = f_1(x_{1,0}, x_{2,0}) + \left[\frac{\partial f_1}{\partial x} \right]_1 \begin{matrix} (x_1, x_{1,0}) \\ (x_{1,0}, x_{2,0}) \end{matrix}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\frac{\partial f_1}{\partial x_2} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} (x_2, x_{2,0}) \\
& + \left[\frac{\partial^2 f_1}{\partial^2 x_1} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} \frac{(x_1, x_{1,0})^2}{2!} \\
& + \left[\frac{\partial^2 f_1}{\partial^2 x_2} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} \frac{(x_2, x_{2,0})^2}{2!} \\
& + \left[\frac{\partial^2 f_1}{\partial x_1 \partial x_2} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} (x_{1,0}, x_{1,0})(x_2, x_{2,0}) + \dots
\end{aligned}$$

$$f_2(x_1, x_2) = f_2(x_{1,0}, x_{2,0}) + \left[\frac{\partial f_2}{\partial x} \right]_1 (x_1, x_{1,0})$$

$$+ \left[\frac{\partial f_2}{\partial x_2} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} (x_2, x_{2,0})$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\frac{\partial^2 f_2}{\partial^2 x_1} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} \frac{(x_1, x_{1,0})^2}{2!} \\
& + \left[\frac{\partial^2 f_2}{\partial^2 x_2} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} \frac{(x_2, x_{2,0})^2}{2!} \\
& + \left[\frac{\partial^2 f_2}{\partial x_1 \partial x_2} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} (x_1, x_{1,0})(x_2, x_{2,0}) + \dots
\end{aligned}$$

Despreciando los términos de segundo orden y mayores, se tiene:

$$\begin{aligned}
f_1(x_1, x_2) & \cong f_1(x_{1,0}, x_{2,0}) + \left[\frac{\partial f_1}{\partial x_1} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} (x_1, x_{1,0}) \\
& + \left[\frac{\partial f_1}{\partial x_2} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} (x_2, x_{2,0})
\end{aligned}$$

y

$$f_2(x_1, x_2) \cong f_2(x_{1,0}, x_{2,0}) + \left[\frac{\partial f_2}{\partial x_1} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} (x_1, x_{1,0}) + \left[\frac{\partial f_2}{\partial x_2} \right]_{(x_{1,0}, x_{2,0})} (x_2, x_{2,0})$$

Sustituyendo éstas en el sistema de ecuaciones no lineal se obtiene la aproximación lineal.

ANEXO II

TRANSFORMADA DE LAPLACE.

La Transformada de Laplace es un método que provee una manera eficiente de resolver ecuaciones diferenciales ordinarias lineales con coeficientes constantes, y es de gran ayuda en el estudio de la dinámica y control de los procesos.

Definición de la Transformada de Laplace.

La Transformada de Laplace de una función $f(t)$ es definida como $f(s)$, de acuerdo a la siguiente ecuación

$$f(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt \quad (a-8)$$

frecuentemente la notación es

$$f(s) = \mathbb{L} \{f(t)\}$$

donde \mathbb{L} es el operador definido por la ecuación (a-8)

Ejemplo, encontrar la transformada de la función

$$f(t) = 1$$

de acuerdo a la ecuación (a-8)

$$f(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt = - \left. \frac{e^{-st}}{s} \right|_{t=0}^{t=\infty} = - \frac{1}{s}$$

Como puede observarse, la transformada de Laplace $f(s)$ no contiene información acerca del comportamiento de $f(t)$ para $t < 0$. Esto no es una limitación para el estudio de los sistemas de control porque t puede representar a la variable tiempo y para aspectos prácticos sólo interesa $t \geq 0$.

La Transformación de Laplace es una transformación de una función en el dominio del tiempo (donde el tiempo es la variable independiente) al dominio en s (con s como variable independiente). Donde s está definida en el plano complejo, (es decir, $s = a + jb$).

Propiedades de la Transformada de Laplace.

Propiedad 1.

La Transformada de la suma de dos o más funciones es la suma de las transformaciones individuales de tales funciones.

$$\begin{aligned}\mathcal{L}\{f(t) + g(t)\} &= \int_0^{\infty} [f(t) + g(t)] e^{-st} dt \\ &= \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt + \int_0^{\infty} g(t) e^{-st} dt \\ &= f(s) + g(s)\end{aligned}$$

Propiedad 2.

La Transformada del producto de una constante por una función, es la constante por la transformada de la función.

$$\mathcal{L}\{cf(t)\} = \int_0^{\infty} c f(t) e^{-st} dt = c \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt = c f(s)$$

Propiedad 3.

La Transformada de e^{-at} veces $f(t)$ es $f(s + a)$.

$$\mathbb{L} \{ e^{-\alpha t} f(t) \} = \int_0^{\infty} e^{-\alpha t} f(t) e^{-st} dt = \int_0^{\infty} e^{-(s+\alpha)t} f(t) dt$$

si se define $(s + \alpha)$ como p , entonces la ecuación anterior es la transformación de Laplace de p . Por lo tanto:

$$\mathbb{L} \{ e^{-\alpha t} f(t) \} = f(p) = f(s + \alpha)$$

Propiedad 4.

La Transformada de $t f(t)$ es igual a $-(d/ds)f(s)$. Esto puede probarse de la siguiente manera empezando con la Transformada de Laplace de $f(t)$

$$\mathbb{L} \{ f(t) \} = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt$$

y diferenciando con respecto a s , se obtiene

$$-\frac{d}{ds} \mathbb{L} \{ f(t) \} = - \int_0^{\infty} t f(t) e^{-st} dt = - \mathbb{L} \{ t f(t) \}$$

Propiedad 5.

La Transformada de $f(t)/t$ es igual a la integral de s a ∞ de $f(s) ds$.

$$\mathbb{L} \{ f(t)/t \} = \int_s^{\infty} f(s) ds$$

Transformada de funciones simples.

1) Función escalón.

$$f(t) = 1 \quad \rightarrow \quad \mathcal{L}\{f(t)\} = \frac{1}{s}$$

2) Función exponencial.

$$f(t) = e^{-at} \quad \rightarrow \quad \mathcal{L}\{f(t)\} = \frac{1}{s+a}$$

3) Función rampa.

$$f(t) = t \quad \rightarrow \quad \mathcal{L}\{f(t)\} = \frac{1}{s^2}$$

4) Función seno.

$$f(t) = \sin kt \quad \rightarrow \quad \mathcal{L}\{f(t)\} = \frac{k}{s^2 + k^2}$$

Para mayor referencia existen transformaciones directas para las funciones más útiles y comunes en el estudio de sistemas de control y éstas pueden encontrarse tabuladas en forma de tablas en textos de Matemáticas Superiores y de Dinámica y Control de Procesos como los citados en la bibliografía.

Transformadas de derivadas.

En el análisis dinámico de procesos y el diseño de sistemas de control es muy útil la transformación de las derivadas, ya que la Transformada de Laplace tiene la remarcable propiedad de transformar la operación de diferenciación con respecto a t

por una simple operación de multiplicación por s . Entonces, si se tiene $df(t)/dt$

$$\mathbb{L} \left\{ \frac{d f(t)}{d t} \right\} = s f(s) - f(0) \quad (\text{a-9})$$

donde $f(s) = \mathbb{L} \{f(t)\}$ y $f(0)$ es $f(t)$ evaluada a $t = 0$.

De igual manera para la n -ésima derivada de $f(t)$ se tendría

$$\mathbb{L} \left\{ \frac{d^n f(t)}{d t^n} \right\} = s^n f(s) - s^{n-1} f(0) - s^{n-2} f^{(1)}(0) - \dots - s f^{(n-2)}(0) - f^{(n-1)}(0)$$

donde $f^{(i)}(0)$ indica la i -ésima derivada con respecto a t , evaluada a $t = 0$.

Entonces, la transformada de Laplace puede ser vista como el cambio de la operación de diferenciación de la función a aquella de multiplicación de la transformada por s , el número de multiplicaciones corresponde al número de derivaciones.

A N E X O I I I

INVERSIÓN POR FRACCIONES PARCIALES.

Una vez que se ha trabajado con la Transformada de Laplace y obtenido la información necesaria para el establecimiento de la estabilidad del sistema, se requiere la inversión de ésta para conocer la respuesta en el dominio del tiempo.

El método de inversión por Fracciones Parciales está basado en que toda función de la forma $a(s)/b(s)$, donde tanto $a(s)$ como $b(s)$ son polinomios en s , puede reducirse a la suma de otras fracciones tales que el denominador de cada nueva fracción sea un polinomio de primer grado o cuadrático elevado a alguna potencia. el método requiere únicamente que (1) el grado de $a(s)$ sea menor que el grado de $b(s)$ y (2) que $b(s)$ sea descompuesto en el producto de diferentes polinomios lineales y cuadráticos elevados a varias potencias.

El método se desarrolla como sigue. A cada factor de $b(s)$ de la forma $(s - \alpha)^m$, se asigna una suma de m fracciones, de la forma

$$\frac{A_1}{s - \alpha} + \frac{A_2}{(s - \alpha)^2} + \dots + \frac{A_m}{(s - \alpha)^m}$$

ejemplo

$$\frac{d}{dt}x + x = 1 \quad \text{a} \quad x(0) = 0$$

la aplicación de la Transformada de Laplace produce

$$x(s) = \frac{1}{s(s+1)}$$

la teoría de las fracciones parciales permite escribirlo como

$$\frac{1}{s(s+1)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{(s+1)}$$

donde A y B son constantes y consultando las tablas de Transformadas de Laplace directas se tiene que

$$x(t) = A + B e^{-t}$$

Además, si A y B son conocidas puede ser obtenida la solución.

Las condiciones A y B son que ellas pueden ser elegidas para hacer de la ecuación una identidad en s.

Para determinar A, multiplique ambos lados de la ecuación por s

$$\frac{1}{(s+1)} = A + \frac{B}{(s+1)}$$

Ya que ésta puede mantenerse para toda s, éste puede mantenerse para s = 0. Por lo tanto, haciendo s = 0 se tiene

$$A = 1$$

Para encontrar B, se multiplican ambos lados de la ecuación por (s + 1)

$$\frac{1}{s} = \frac{A}{s}(s+1) + B$$

Como también se puede mantener para cualquier s, puede

mantenerse para $s = -1$, y entonces

$$B = -1$$

y finalmente

$$x(t) = 1 + e^{-t}$$

Como puede observarse lo único que se requiere es un tratamiento puramente algebraico, por esa razón, para mayor información al respecto es mejor referirse a los textos especializados, los cuales pueden proporcionar con mayor amplitud una mejor presentación de estos métodos y consejos sobre su aplicación para cada área determinada.

B I B L I O G R A F I A

- (1) CHRISTOPHER HOGGER.
PROLOG AND SOFTWARE ENGINEERING
MICROPROCESSORS AND MICROSYSTEMS VOL. 11, No. 6
JUL-AGOS 1987 PAG. 308-318
- (2) WILLIAM CLOCKSIN
A PROLOG PRIMER
BYTE
AGOS. 1987 PAG. 147-158
- (3) KATSUHIKO SHIRAI, TOSHIYUKI TAKEZAWA.
EXPERT SYSTEM FOR DESIGNING DIGITAL SIGNAL PROCESSOR
ARCHITECTURES.
MICROPROCESSORS AND MICROSYSTEMS VOL. 12, No. 2
MAR. 1988 PAG. 83-91
- (4) HENRY A. SOWIZRAL.
EXPERT SYSTEM
THE RAND CORPORATION
- (5) PETER E. HART
EXPERT SYSTEM AND TECHNOLOGICAL PROBLEMS
A. I. Ch. E
- (6) RENE BARARES A., ARTHUR W. WESTERBERG, RYCHENER M. D.
DEVELOPMENT OF EXPERT SYSTEM FOR PHYSICAL PROPERTY
PREDICTIONS.
COMPUTERS AND CHEMICAL ENGINEERING VOL. 9, No. 2
1985 PAG. 127-142

- (7) NIIDA K., ITOH J., UMEDA T., KOBAYASHI S., ICHIKAWA
 SOME EXPERT SYSTEM EXPERIMENT IN PROCESS ENGINEERING
 SYMPOSIUM SERIES NO. 92 PAG. 529-540
- (8) GEORGE STEPHANOPOULOS.
 CHEMICAL PROCESS CONTROL. AN INTRODUCTION TO THEORY AND
 PRACTICE.
 PRENTICE-HALL INC.
- (9) DONALD R. COUGHANOWR, LOWELL B. KOPPEL.
 PROCESS SYSTEMS ANALYSIS AND CONTROL
 Mc GRAW-HILL INTERNATIONAL BOOK COMPANY. (1983)
- (10) LESLIE M. ZOSS.
 APPLIED INSTRUMENTATION IN THE PROCESS INDUSTRIES
 VOL. IV, CONTROL SYSTEM THEORY, TROUBLESHOOTING AND
 DESIGN.
 GULF PUBLISHING COMPANY.
- (11) CE REFRESHER: PROCESS AUTOMATION (1-11)
 CHEMICAL ENGINEERING 1983-1985
- (12) CE REFRESHER: PROCESS DYNAMICS (1-11)
 CHEMICAL ENGINEERING 1981
- (13) KOICHI IINOYA, ROGER J. ALTPETER.
 INVERSE RESPONSE IN PROCESS CONTROL.
 INDUSTRIAL AND ENGINEERING CHEMISTRY VOL. 54, NO. 7
 JUL. 1982 PAG. 39-43

- (14) GREGORY F. HECK
SIMULTANING FEEDBACK CONTROL
CHEMICAL ENGINEERING
MAY. 9 1989
- (15) DON STAUFFER
SIMULATE A SERVO SYSTEM
BYTE
FEB. 1985
PAG. 147-158
- (16) DALE R. SNYDER
UNDERSTANDING DISTRIBUTED CONTROL
CHEMICAL ENGINEERING
MAY. 1989
PAG. 87-89
- (17) JOHN C. FUNK, LARRY McALLISTER
CONTROLLING CONTINUOUS PROCESS WITH DCS
CHEMICAL ENGINEERING
MAY. 1989
PAG. 90-96
- (18) DONALD J. MODELL
DCS FOR BATCH PROCESS CONTROL
CHEMICAL ENGINEERING
MAY. 1989
PAG 97-103
- (19) BENJAMIN T. CONDON
ENGINEERING WORKSTATIONS IMPROVE PRODUCTIVITY
CHEMICAL ENGINEERING
MAY. 1989
PAG. 104-107

- (20) RAFAEL DAVIS VELATI
UNA INVITACION A LA TERORIA DEL CONTROL
REVISTA I.M.I.Q. VOL. 10
JUL-AGOS 1989
- (21) J. ROSS QUINLAN
APPLICATIONS OF EXPERT SYSTEM
ADDISON-WESLEY PUBLISHING COMPANY (1987)
- (22) K. L. CLARK, F. G. McCABE
MICRO-PROLOG: PROGRAMING IN LOGIC
PRENTICE-HALL INTERNATIONAL (1984)
- (23) PHILLIP R. ROBINSON
APLIQUE TURBOPROLOG
McGRAW-HILL (1987)
- (24) TURBO PROLOG: REFERENCE GUIDE
BORLAND INTERNATIONAL
- (25) TURBO PROLOG: USER's GUIDE
BORLAND INTERNATIONAL
- (26) W. F. CLOCKSING, C. S. MELLISS.
PROGRAMING IN PROLOG
SPRINGER-VERLAG

- (28) KARL HORAK
TURBO PROLOG & dBASE III PLUS
A. I. EXPERT
JUN. 1988 PAG. 26-34
- (29) SHAWNAMIR
BUILDING INTEGRATED EXPERT SYSTEMS
A. I. EXPERT
ENE. Y MAR. 1989
- (30) CHARLES H. MOORE
THE EVOLUTION OF FORTH, AN UNUSUAL LANGUAGE
BYTE
ABR. 1985 PAG. 223-242
- (31) R. L. MOTARD
COMPUTER HORIZONS IN PROCESS-SYSTEMS ENGINEERING.
PARTE I Y 2
CHEMICAL ENGINEERING
FEB.- MAR. 1983
- (32) M. STETIK, J. ALKINS, R. BALZER
THE ORGANIZATION OF EXPERT SYSTEMS. A TUTORIAL
ARTIFICIAL INTELLIGENCE
- (33) KEVIN WARWICK
CONTROL SYSTEMS. AN INTRODUCTION
PRENTCE HALL INTERNATIONAL, SERIES IN SYSTEMS & CONTROL
ENGINEERING. (1989)

- (34) JOHN J. D'AZZO & CONSTANTINE H. HOUPIS
LINEAR CONTROL SYSTEM ANALYSIS AND DESIGN
MCGRAW-HILL BOOK COMPANY. (1988)
- (35) WILLIAM L. LUYBEN
PROCESS MODELING, SIMULATION, AND CONTROL FOR CHEMICAL
ENGINEERING
MCGRAW-HILL PUBLISHING COMPANY. (1990)
- (36) KATSUHIKO OGATA
INGENIERIA DE CONTROL MODERNA
PRENTICE-HALL HISPANOAMERICANA. (1980)
- (37) HERBERT SCHILDT
TURBO PROLOG. PROGRAMACION AVANZADA
MCGRAW-HILL. (1989)
- (38) JUAN PABLO SANCHEZ Y BELTRAN
SISTEMAS EXPERTOS. UNA METODOLOGIA DE PROGRAMACION
MACRIBIT & RA-MA. (1990)