

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**ALTERNATIVAS DE CONTROL
NO-LINEAL PARA EL SISTEMA
MOTOMATIC MCSL 100**

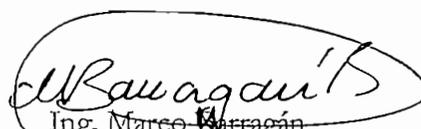
**TESIS PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL**

STEVEN ALEXIS TOAPANTA MINCHALA

QUITO, JULIO DEL 2000

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo ha sido realizado en su totalidad por el Sr. Steven Toapanta Minchala, bajo mi supervisión.


Ing. Marco Barragán
DIRECTOR DE TESIS

AGRADECIMIENTOS

Principalmente a Jehová, nuestro Dios, quien siempre ha guiado mis pasos y ha iluminado mi camino y sé que siempre estará allí cuando yo lo necesite.

Al Ing. Marco Barragán por su paciencia y dedicación en la dirección de esta tesis.

A mis maestros, compañeros y amigos que me han ayudado de cualquier manera en mi vida estudiantil.

DEDICATORIA

A mi padre que desde pequeño supo inculcarme la importancia de una buena educación y siempre me apoyó en todas mis decisiones.

A mi madre que con su amor y cuidado siempre fue mi apoyo y soporte anímico y espiritual.

A mis hermanas que con su respaldo me han ayudado a seguir adelante.

ÍNDICE

CAPITULO 1: ASPECTOS PRELIMINARES

1.1.	Introducción	1
1.2.	Objetivos	1
1.3.	Alcances	2
1.4.	Contenido	3

CAPITULO 2: FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1.	Introducción	5
2.2.	Diagrama de bloques de un sistema físico	5
2.3.	Análisis de sistemas no-lineales	7
2.3.1.	Análisis en el espacio de estado de plano de fase	7
2.3.1.1.	Conceptos de Espacio de Estado	7
2.3.1.2.	Definición de Plano de Fase y Espacio de Fase	7
2.3.1.3.	Método del plano de fase	8
2.3.1.3.1.	Integración directa	11
2.3.1.3.2.	Método de las isóclinas	12
2.3.1.4.	Características de la trayectoria de fase	15
2.3.2.	Técnica de la respuesta de frecuencia aplicada a sistemas no lineales	16
2.3.2.1.	Análisis de estabilidad mediante el criterio de Nyquist utilizando la función de transferencia en lazo abierto	16
2.3.2.2.	Método de la función descriptiva	22
2.3.2.3.	Análisis de sistemas no-lineales mediante la función descriptiva	22
2.3.2.4.	Criterio de estabilidad	24
2.3.2.5.	Estabilidad de los ciclos límites	24

CAPITULO 3: DESCRIPCIÓN, ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DEL SISTEMA

3.1.	Descripción del sistema Motomatic MCSL 100	26
3.1.1.	Objetivo del sistema	26
3.1.2.	Lista de partes	26
3.1.3.	El equipo electrónico	27
3.1.4.	Modelo matemático del sistema Motomatic	3x
3.2.	Análisis de estabilidad del sistema MCSL 100 utilizando el criterio de Nyquist	36
3.3.	Análisis de estabilidad del sistema de control no-lineal mediante la técnica de la función descriptiva	38
3.3.1.	Análisis de estabilidad para el control de velocidad	38
3.3.2.	Análisis de estabilidad para el control de posición	46
3.4.	Simulación del sistema de control no-lineal	56
3.4.1.	Simulación de la respuesta de velocidad del sistema	57
3.4.2.	Simulación de la respuesta de posición del sistema	60

CAPITULO 4: DISEÑO DE HARDWARE Y SOFTWARE

4.1.	Diseño del hardware	65
4.1.1.	Tarjeta de adquisición de datos LAB PC 1200	66
4.1.1.1.	Característica de la tarjeta	66
4.1.1.2.	Modos de operación	68
4.1.2.	Diseño de los acondicionadores de señal	70
4.1.2.1.	Acondicionamiento de la señal de velocidad	70
4.1.2.2.	Acondicionamiento de la señal de posición	72
4.1.2.3.	Selección del modo de operación de la tarjeta de adquisición	73
4.2.	Diseño del software	75
4.2.1.	Programación en LabView	76
4.2.2.	Programación en C++	76
4.2.2.1.	Diagramas de flujo	78
4.2.3.	Utilización de librerías dinámicas en LabView	83

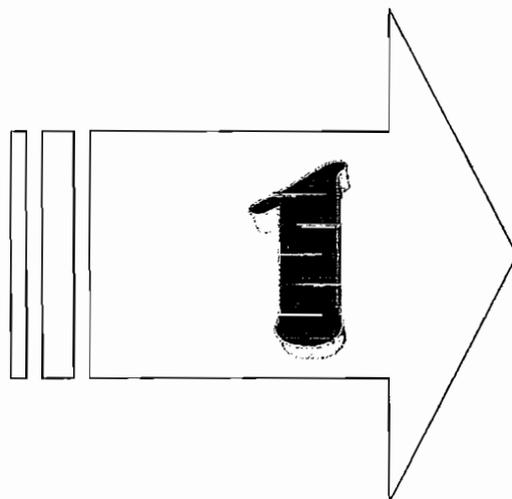
CAPITULO 5: ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS

5.1.	Resultados experimentales	85
5.1.1.	Control de velocidad	85
5.1.2.	Control de posición	91
5.2.	Análisis comparativo de los resultados	96
5.3.	Comparación cualitativa del sistema cuando este tiene carga mecánica	101

CAPITULO 6: CONCLUSIONES

6.	Conclusiones	104
	Referencias	108
	Anexos	

Capítulo



**Alternativas de control No-Lineal
para el sistema Motomatic MCSL 100**

ASPECTOS

PRELIMINARES

1.1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, la accesibilidad a microprocesadores de bajo costo ha provocado grandes avances en la teoría y aplicaciones del control no-lineal. En términos de teoría los mayores avances se han desarrollado en áreas como linealización por retroalimentación, *sliding control* y técnicas de adaptación no-lineal. En cuanto a las aplicaciones, se han desarrollado algunos sistemas de control no-lineal, así por ejemplo un sistema de control para vuelo de aviones denominado "*fly-by-wire*", de igual manera el sistema "*drive-by-wire*" para automóviles, e inclusive sistemas avanzados en robótica. En consecuencia, el control no-lineal está ocupando e incrementando un importante lugar en el campo de la ingeniería de control automático.

De esta manera, se tiene que aparte del estudio de sistemas de control utilizando no-linealidades típicas en la actualidad se están desarrollando otras técnicas de control no-lineal como es el caso del desarrollo del control difuso (fuzzy) y de las redes neuronales.

En la presente tesis se presenta el control de una planta conocida mediante la utilización (simulación) de no-linealidades típicas, como es el caso de no-linealidades on-off o relay, con zona muerta, saturación e histéresis.

1.2. OBJETIVOS

El objetivo principal de la realización de esta tesis, es el de implementar un sistema de control no lineal sobre una planta conocida como es el caso del Motomatic MCSL 100, mediante la utilización de no-linealidades típicas como son las de relay (on-off), saturación, zona muerta y relay con histéresis.

Como consecuencia se puede plantear varios objetivos derivados del anterior, y es así que se tiene:

- Primeramente, tomando en cuenta el sistema Motomatic y las señales que este proporciona (velocidad y posición), se puede implementar el sistema de control en LabView ya que al disponer tanto de este paquete computacional como de su tarjeta de

adquisición de datos LAB PC 1200 permitirá una fácil manipulación tanto de las señales de entrada como de salida (señal de control).

- Otro objetivo primordial en la realización de esta tesis es el de realizar un control en tiempo real.
- Ahora tomando en cuenta los dos puntos anteriores y considerando las limitaciones de velocidad de procesamiento del paquete computacional LabView, se plantea como objetivo la utilización de un programa sofisticado y de bajo nivel que permita acelerar el procesamiento de los datos y poder así tener un control en tiempo real. Para lo cual se utilizará C++ como lenguaje de programación.
- Finalmente, se pretende que el programa a desarrollarse sirva como una herramienta en el estudio tanto teórico como práctico del control no lineal. Y de esta manera poder afirmar los conocimientos adquiridos.

1.3. ALCANCES

En la realización de esta tesis se pueden determinar los siguientes alcances:

- Se implementarán tanto el control de velocidad como el control de posición del sistema Motomatic MCSL 100.
- Las no linealidades típicas a implementarse en cada uno de los mecanismos de control serán las siguientes:
 - On-off (relay)
 - Saturación
 - Zona muerta
 - On-off con histéresis
- El algoritmo que permita tanto el procesamiento de las señales entregadas por el Motomatic, la simulación de la no-linealidad y la cuantificación de la señal de control, se lo implementará en lenguaje C++.

- Se utilizará LabView y su tarjeta de adquisición de datos LAB PC 1200 como un dispositivo de entrada / salida de datos entre el Motomatic y el computador.
- El programa desarrollado en LabView permitirá: Primero, la adquisición de datos, manipulación de los parámetros de la no-linealidad y fijar el valor de referencia; y segundo, conjuntamente con el programa desarrollado en C++ realizará la cuantificación y generación de la señal de control. Además permitirá la visualización de la señal de salida del sistema para su posterior análisis.
- Se realizará un análisis comparativo entre los resultados obtenidos con cada una de las no linealidades.

1.4. CONTENIDO

La presente tesis está dividida en seis capítulos. El primero, que es éste, trata sobre aspectos preliminares a considerarse para la realización de esta tesis, es así como tenemos detallados tanto los objetivos, los alcances y el contenido de la misma.

En el segundo capítulo se presenta de manera muy concisa y puntual aspectos teóricos a tomarse en cuenta en el análisis de sistemas no lineales; de tal manera, se presentan las metodologías de análisis tanto en el espacio de estado como la técnica de la respuesta de frecuencia aplicada a sistemas no lineales. Entre los puntos más importantes considerados en estos fundamentos teóricos se encuentran: Método del plano de fase, Método de las isóclinas, Método de la función descriptiva, Criterio de estabilidad, Estabilidad de los ciclos límites.

En el tercer capítulo, se hace una descripción del sistema Motomatic MCSL 100 tanto de la parte electrónica, física y la modelación matemática del sistema. Se realiza también el análisis de estabilidad del sistema mediante el criterio de Nyquist utilizando la función de transferencia en lazo abierto, el cual será útil para el análisis de estabilidad del sistema de control no lineal mediante la técnica de la función descriptiva. Finalmente, se realiza una simulación del sistema de control utilizando Simulink.

El capítulo cuarto trata sobre el diseño de Hardware y Software, es decir, los aspectos considerados en el diseño de los acondicionadores de las señales de velocidad y posición; y, de la programación realizada tanto en LabView como en C++.

En el capítulo quinto, se presenta el análisis y comparación de los resultados obtenidos en la implementación del control no lineal. Primeramente, se realiza un análisis comparativo entre los resultados obtenidos experimentalmente con los obtenidos teóricamente y mediante la simulación; luego, una comparación entre las no-linealidades utilizadas para determinar similitudes, contrastes y cual sería el mejor método de control; finalmente, se realizará una comparación cualitativa de la respuesta del sistema cuando este tiene carga mecánica.

Finalmente en el capítulo sexto se presentan las conclusiones y recomendaciones.

Capítulo

2

**Alternativas de control No-Lineal
para el sistema Motomatic MCSL 100**

ASPECTOS

TEÓRICOS

2.1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de control que se conocen en la actualidad tuvieron sus inicios en los años 1920 y 1930 con el trabajo de MINORSKY que desarrolló sistemas de navegación para barcos y con el estudio de HANZEN de los servomecanismos relay. Mediante la introducción del cálculo operacional hecho por HEAVISIDE y los conceptos y técnicas desarrolladas por NYQUIST para el análisis y diseño de amplificadores realimentados, abrieron el camino para un rápido avance en el campo de los servomecanismos en los años 1930s y especialmente durante la Segunda Guerra Mundial.

Los sistemas automáticos de control se utilizan extensivamente en la industria para reemplazar operaciones rutinarias. La mayoría de sistemas de control automáticos poseen una arquitectura parecida a la del cuerpo humano; cerebro, sistema nervioso, elementos de detección y un control muscular de los miembros del cuerpo.

Por esta razón se pueden separar las funciones que realizan cada una de estas partes y representarlas gráficamente para un mejor entendimiento de la operación global del sistema de control.

2.2. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN SISTEMA FÍSICO

El diagrama de bloques es una de las más importantes herramientas analíticas en el campo del control, y es una representación gráfica de la operación de un sistema. El diagrama es una conveniente representación de un sistema físico y presenta de una manera sencilla la naturaleza matemática del mismo.

Mediante el diagrama de bloques, se puede ver y analizar la forma en la que los diferentes componentes del sistema de control se relacionan entre sí, llámense estos planta, controlador, sensores, actuadores y señales de entrada o salida, etc. (Ver figura 2.1)

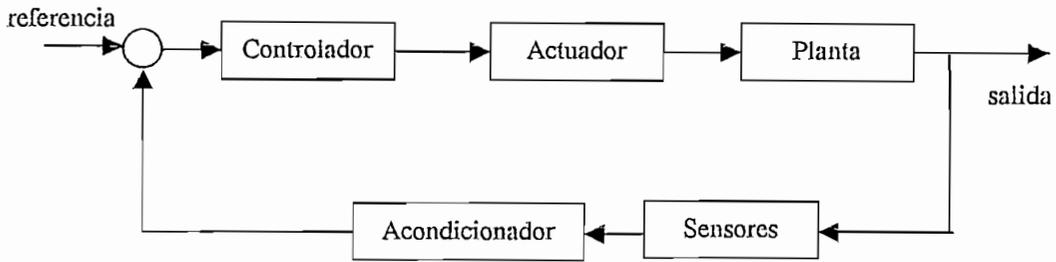


Figura 2.1. Diagrama de bloques de un sistema de control

Para este caso, en el cual se analiza una planta no lineal, es necesario definir en su diagrama dos bloques claramente diferenciados que separen la parte lineal de la no-lineal; el objetivo es lograr una clara identificación del sistema para definir la mejor técnica de control a emplearse. De esta manera se puede representar al sistema como se indica en la figura 2.2.

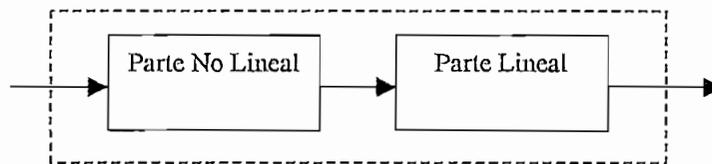


Figura 2.2. Separación de la parte lineal de la no-lineal

La representación del sistema de control en lazo cerrado será la siguiente:

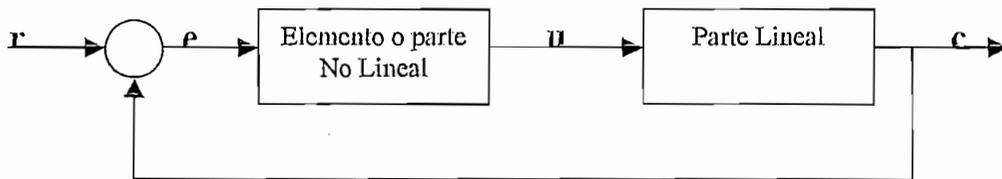


Figura 2.3. Diagrama de bloques de un sistema de control no lineal en lazo cerrado.

donde:

r = Señal de referencia.

e = Señal de error.

c = Señal de salida del sistema.

u = Señal de salida del bloque no lineal del sistema.

2.3. ANÁLISIS DE SISTEMAS NO-LINEALES

De esta manera, una vez definido el sistema, se procede al análisis del mismo y a la definición de su control. Para este caso se proponen dos métodos de análisis para la realización de un control no lineal del sistema y son:

- Análisis en el Espacio de Estado.
- Respuesta de frecuencia.

2.3.1. ANÁLISIS EN EL ESPACIO DE ESTADO

2.3.1.1. Conceptos de Espacio de Estado

En el análisis mediante la aproximación en el espacio de estado, el sistema es caracterizado por un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden, que describen las variables de estado. El diseño del sistema puede ser realizado resolviendo este conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden en lugar de una simple ecuación diferencial de mayor orden.

El *estado* de un sistema se define como el conjunto mínimo de *variables de estado* (x_1, x_2, \dots, x_n), especificadas en un tiempo $t=t_0$, las cuales junto con las entradas (u_1, u_2, \dots, u_m) determinan el estado del sistema en cualquier tiempo futuro $t>t_0$.

2.3.1.2. Definición de plano de fase y espacio de fase

Si la entrada a un sistema de control es cero o constante, la naturaleza de la respuesta del sistema es determinada por las condiciones iniciales del mismo.

Comúnmente las condiciones iniciales de posición y velocidad de un sistema de segundo orden son conocidas. Mediante la graficación de c (dc/dt) en función de c , se obtiene un mapa de gráficas que nos indica los cambios transitorios que se presentan en el estado del sistema. Este mapa se conoce como *plano de fase*, y la gráfica de c en función de c cuando r es cero o constante se denomina *trayectoria*.

Si el sistema que se investiga es de tercer orden, se necesitarán tres condiciones iniciales, y el mapa del estado del sistema requerirá de un eje adicional que representará c (d^2c/dt^2). El mapeo resultante se denomina diagrama tridimensional en el *espacio de fase*.

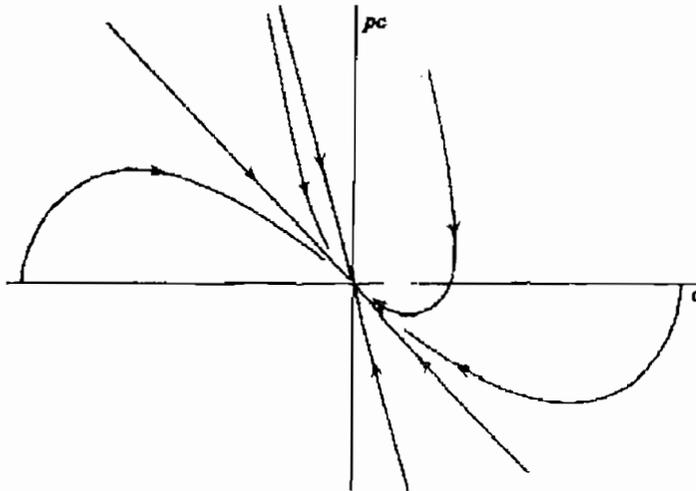


Figura 2.4. Trayectorias en el plano de fase.

2.3.1.3. Método del plano de fase

Los conceptos para el análisis en el plano de fase que se verán a continuación pueden aplicarse a ecuaciones diferenciales de cualquier orden, pero en la práctica este método usualmente se limita a sistemas de segundo orden que posean señales de entrada constantes, debido a que el análisis gráfico en más de 2 dimensiones es muy complicado de realizar y de interpretar.

Este método permite obtener gráficamente la solución de 2 ecuaciones diferenciales de 1er orden:

$$\frac{dx_1}{dt} = f_1(x_1, x_2) \quad (2.1)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = f_2(x_1, x_2) \quad (2.2)$$

donde f_1 y f_2 son funciones lineales o no lineales de las variables x_1 y x_2 , que a su vez son las variables de estado del sistema.

Entonces, para obtener las trayectorias del sistema o el mapeo en el plano de fase del mismo, se procede de la siguiente manera:

1. Como ya se expuso anteriormente, es necesario separar la parte lineal de la no lineal, en dos bloques bien definidos. Para este caso se considerará el comportamiento lineal de la planta como la parte lineal del sistema de control y al controlador como la parte no lineal.

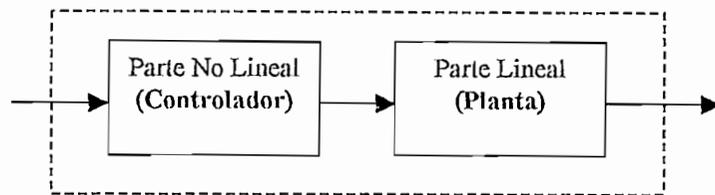


Figura 2.5

2. Escribir las ecuaciones de la planta. Por ejemplo, para un sistema de segundo orden:

$$C(s) = \frac{k}{s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2} U(s) \quad (2.3)$$

Expresándola como ecuación diferencial se tiene:

$$\ddot{c} + 2\xi\omega_o \dot{c} + \omega_o^2 c = k u \quad (2.4)$$

3. Escribir las ecuaciones del controlador. Por ejemplo, un control on-off.

$$\begin{aligned}
 u &= M, \text{ si } e \geq 0 \\
 u &= -M, \text{ si } e < 0
 \end{aligned} \quad (2.5)$$

4. Definir las variables de estado. Para el caso del sistema de segundo orden, serían la posición y velocidad, pero es preferible tener en cuenta al error y su derivada, ya que estas permitirán obtener mayor información respecto a la exactitud del control que se aplica. Además, la salida del elemento no-lineal depende del error.

$$\text{Variables de Estado : } x_1 = e \quad (2.6)$$

$$x_2 = \dot{e} \quad (2.7)$$

5. Describir todo el sistema de control en lazo cerrado, mediante las variables de estado definidas. Tomando en cuenta el sistema de segundo orden y la definición anterior de las variables de estado se tiene que:

$$e = r - c \quad (2.8)$$

$$\dot{e} = -\dot{c} \quad (2.9)$$

$$\ddot{e} = -\ddot{c} \quad (2.10)$$

la ecuación 2.3 es puede expresarse como :

$$\ddot{e} - 2\xi\omega_o \dot{e} + (r - e)\omega_o = k u \quad (2.11)$$

entonces el sistema representado en variables de estado es :

$$\dot{x}_1 = e = x_2 \quad (2.12)$$

$$\dot{x}_2 = -2\xi\omega_o x_2 - \omega_o x_1 - k u \quad (2.13)$$

6. Realizar el análisis propiamente dicho. Una vez definido el sistema en variables de estado, se puede determinar la estabilidad o convergencia del sistema con dos métodos: Integración directa o Método de las Isóclinas.

2.3.1.3.1. INTEGRACIÓN DIRECTA

Si al definir el sistema en el espacio de estado se obtienen las ecuaciones de estado de forma que se puedan expresar de la siguiente manera:

$$\frac{dx_1}{dt} = f_1(x_2) \quad (2.14)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = f_2(x_1) \quad (2.15)$$

Entonces al obtener la relación:

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{f_2(x_1)}{f_1(x_2)} \quad (2.16)$$

Que puede escribir como:

$$f_1(x_2) dx_2 = f_2(x_1) dx_1 \quad (2.17)$$

Como se puede ver, se puede realizar una integración directa de cada uno de los miembros de la ecuación, con lo que se obtiene una sola expresión que relaciona el estado x_2 con el estado x_1 . Al representar esta en el plano de fase se obtiene la trayectoria específica para este sistema con sus respectivas condiciones iniciales.

La figura 2.6 se construyó empleando este método.

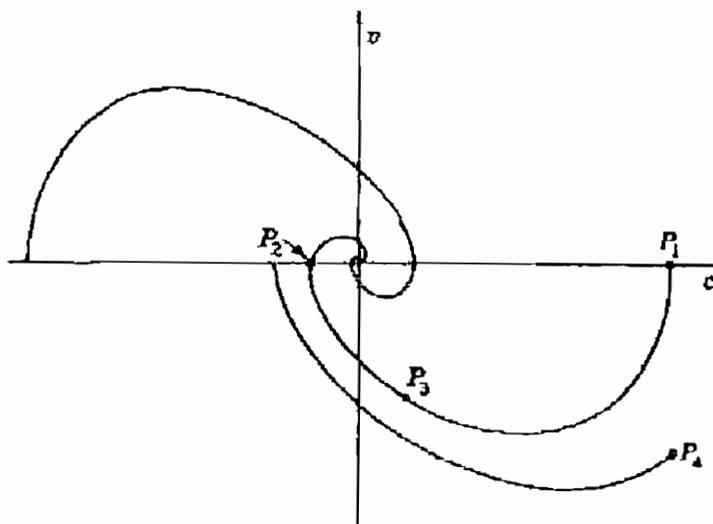


Figura 2.6. Trayectorias obtenidas por integración directa.

2.3.1.3.2. MÉTODO DE LAS ISÓCLINAS:

Este método es un procedimiento gráfico que permite determinar la característica de fase. Las *isóclinas* son líneas en el plano de fase correspondientes a inclinaciones constantes de las trayectorias de fase.

Si se obtienen las ecuaciones de estado (2.1 y 2.2) con la siguiente forma:

$$\frac{dx_1}{dt} = f_1(x_1, x_2)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = f_2(x_1, x_2)$$

Se divide la segunda ecuación para la primera, obteniendo dx_2/dx_1 . Donde, dx_2/dx_1 corresponde a las pendientes de las trayectorias que forman la característica de fase.

Al realizar la relación dx_2/dx_1 suponiendo que no se puede proceder a una integración directa, se procede de la siguiente manera:

- A la relación dx_2/dx_1 se le asigna un valor constante m . Donde m representa la pendiente de la trayectoria.

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{\dot{x}_2}{\dot{x}_1} = m \quad (2.18)$$

- Las isóclinas asociadas con las pendientes que corresponden a la ecuación 2.18 constituyen una familia de curvas.

Para determinar la pendiente de la trayectoria para una determinada isóclina se procede a desarrollar la expresión 2.18 en función de las ecuaciones 2.12 y 2.13 de la siguiente manera:

$$\frac{\dot{x}_2}{\dot{x}_1} = m = \frac{-2\xi\omega_0 x_2 - \omega_0 x_1 - k u}{x_2} \quad (2.19)$$

Expresando x_2 en función de x_1 se tiene:

$$x_2 = \frac{-\omega_0 x_1 - k u}{m + 2\xi\omega_0} \quad (2.20)$$

como se puede apreciar en la ecuación 2.20 la forma de la isóclina dependerá del valor u que proporcione la salida del elemento no lineal que se utilice. Para representación en el plano de fase de las isóclinas, por ejemplo cuando u es cero o constante, la expresión 2.20 toma la forma de una familia de rectas cuyo parámetro m define el ángulo de inclinación de la trayectoria de fase que cruce por dicha isóclina. Un ejemplo de este caso esta representado en la figura 2.7.

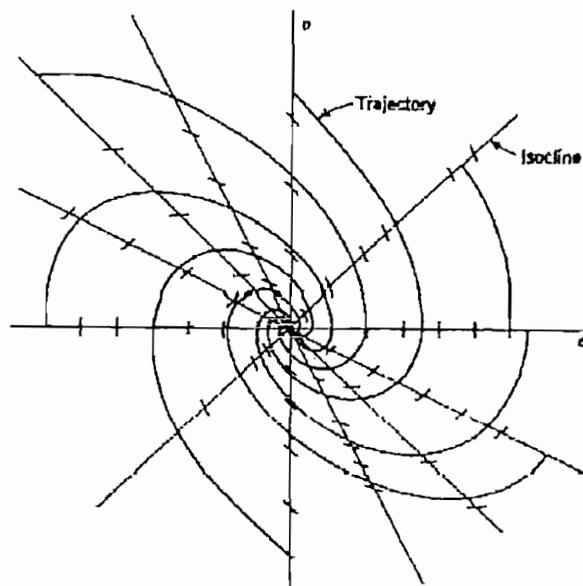


Figura 2.7. Trayectorias en el plano de fase usando el método de las isóclinas.

En cambio, cuando u es a su vez una función de alguna de las variables de estado, entonces la ecuación 2.20 puede representar una familia de curvas ya sean estas parábolas, hipérbolas, etc. Dependiendo del valor que tome m . Así por ejemplo, la figura 2.8 representa las trayectorias en el plano de fase obtenidas basándose en isóclinas que no son rectas.

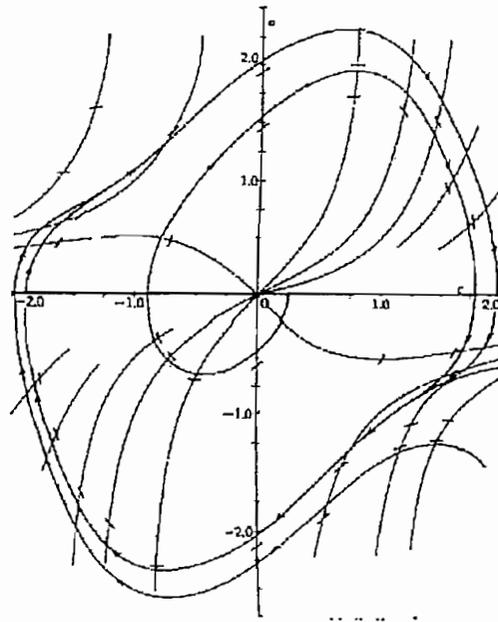


Figura 2.8. Trayectorias que tienden a un ciclo límite y cuyas isóclinas no son rectas.

Cabe señalar que una vez obtenido el mapeo de las pendientes de trayectorias en el plano x_1x_2 , se puede dibujar la trayectoria, partiendo de las condiciones iniciales del sistema con un tramo de recta con la pendiente correspondiente, se continúa el trazo con otro tramo de recta cuya pendiente es el promedio de las pendientes correspondientes a las isóclinas siguiente y anterior; se procede de igual manera con las siguientes isóclinas, como se indica en las figura 2.7 y 2.8. La precisión del método dependerá del número de isóclinas dibujadas.

Mediante este método se puede determinar si las trayectorias tienden a formar curvas cerradas en el plano de fase denominadas *ciclos límites*. (Véase la figura 2.8)

2.3.1.4. Características de la trayectoria de fase

Es importante una correcta interpretación de algunas propiedades de la trayectoria de fase para un análisis inteligente de sistemas de control.

Existen varias características en los diagramas de plano de fase. Así, generalmente el patrón gráfico rodea a un *punto singular* en la respuesta del sistema. Un punto singular o de equilibrio se define como el punto en el cual las derivadas de las variables de estado son cero. Un punto singular en muchos casos se encuentra sobre el eje horizontal del plano de fase y representa una solución estática de la ecuación del sistema.

Entonces el patrón del gráfico que rodea al punto singular o de equilibrio depende de las características específicas del sistema; así por ejemplo, para el sistema cuadrático lineal expresado en la ecuación 2.3, cuando $0 < \xi < 1$ se tiene un foco estable o espiral. Para $\xi > 1$, las trayectorias se dirigirán al origen sin rodearlo entonces al origen se lo llama nodo estable. Para $\xi = 0$, las trayectorias forman elipses o círculos alrededor del origen a este punto se lo llama vortex o centro. Para $\xi < 0$, la espiral divergirá y el nodo será inestable.

Este método de análisis tiene sus limitaciones, por ejemplo, como ya se mencionó se aplica cuando más a sistemas de segundo orden; otra limitación es que las no linealidades tienen que aproximarse por segmentos de recta.

En consecuencia, otro método muy eficaz para el estudio de sistemas no-lineal es la técnica de respuesta de frecuencia utilizando la función descriptiva

2.3.2. TÉCNICA DE LA RESPUESTA DE FRECUENCIA APLICADA A SISTEMAS NO LINEALES

En este punto, se analizará la técnica de respuesta de frecuencia empleada en un sistema no-lineal, es decir, la ganancia y la representación compleja para elementos no-lineales que se utilizarán para determinar la naturaleza de los ciclos límites que se presenten en el sistema.

A diferencia del análisis en el plano de fase, el método de respuesta de frecuencia no se limita únicamente a ecuaciones de segundo orden; al contrario se obtienen mejores resultados para sistemas de mayor orden.

La formulación del Método de Respuesta de Frecuencia se basa en dos condiciones:

1. Que el sistema pueda ser separado en dos secciones, una lineal y otra no-lineal.
2. Que la sección lineal tenga un comportamiento de filtro pasa bajos que atenúe los armónicos de mayor grado que la componente fundamental.

Una vez cumplidas estas condiciones, primero se estudiará la respuesta de frecuencia de la parte lineal del sistema.

2.3.2.1. Análisis de estabilidad mediante el criterio de Nyquist utilizando la función de transferencia en lazo abierto.

La respuesta obtenida en lazo abierto juega un papel importante en todo sistema en lazo cerrado, ya que estas permiten analizar la estabilidad del sistema. Además guían hacia los pasos a tomarse para estabilizar un sistema inestable y da información sobre la calidad en la respuesta del sistema.

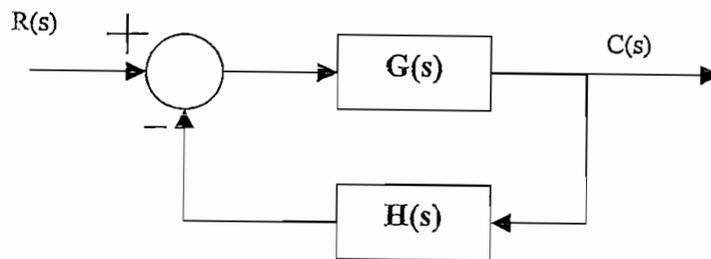


Figura 2.9. Sistema de control en lazo cerrado.

Así por ejemplo, para el sistema de la figura 2.9, se tiene que la función de transferencia viene dada por:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (2.21)$$

Modelo que tendrá estabilidad cuando todas las raíces de la ecuación característica:

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (2.22)$$

Se encuentren en el semiplano izquierdo de S . El criterio de estabilidad de Nyquist relaciona la respuesta de frecuencia en lazo abierto de $G(j\omega)H(j\omega)$ con la cantidad de polos y ceros de $1+G(s)H(s)$ ubicados en el semiplano derecho del plano S . Este criterio permite determinar gráficamente la estabilidad absoluta de un sistema de lazo cerrado partiendo de las curvas de respuesta de frecuencia de lazo abierto sin necesidad de una determinación efectiva de los polos y ceros en lazo cerrado.

El criterio de estabilidad de Nyquist se basa en un teorema de la teoría de variable compleja. Para explicar este criterio, se tratará primero la transformación o mapeo de trayectorias en el plano complejo.

Se supone que la función de transferencia en lazo abierto $G(s)H(s)$ se representa como el cociente de dos polinomios en función de s . En el caso de un sistema físicamente realizable, el grado del polinomio denominador de la función de transferencia en lazo cerrado debe ser mayor o igual al grado del polinomio numerador. Esto significa que para que el sistema sea físicamente realizable el límite de $G(s)H(s)$ cuando s tiende a infinito sea cero o una constante.

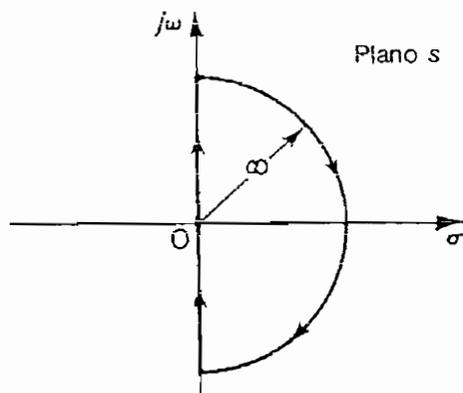


Figura 2.10. Trayectoria de Nyquist

Entonces para analizar la estabilidad de sistemas de control lineal, se hace que la trayectoria cerrada del plano S abarque todo el semiplano derecho del mismo. Esta trayectoria recibe el nombre de *trayectoria de Nyquist* (Como se puede ver en la figura 2.10). Es necesario que la trayectoria cerrada no pase por ningún polo o cero de $1+G(s)H(s)$. Si $G(s)H(s)$ tiene un polo o polos en el origen del plano S , se lo evita realizando un desvío utilizando un semicírculo de radio infinitesimal ϵ , como se indica en la figura 2.11.

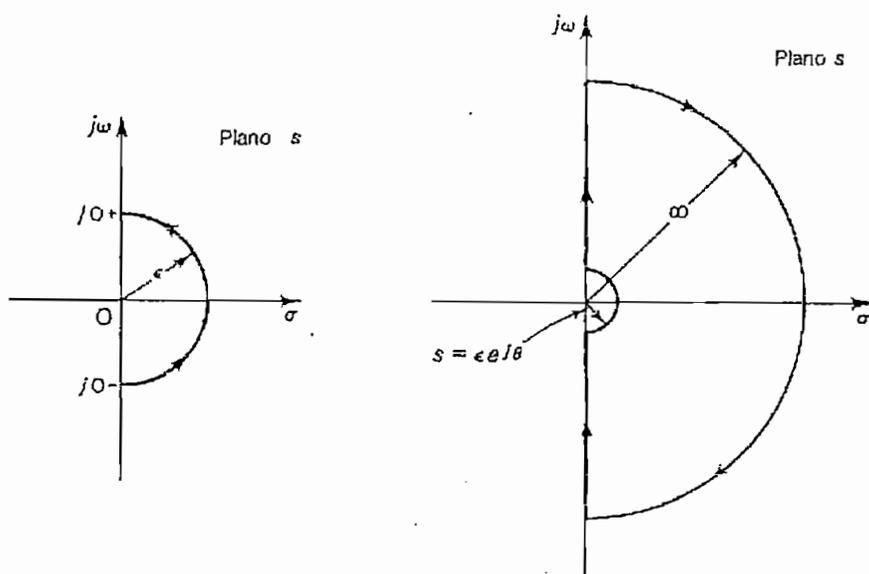


Figura 2.11. Ajuste de la trayectoria de Nyquist.

Entonces el sistema de control en lazo cerrado cuya función de transferencia en lazo abierto es GH , es estable si y sólo si:

$$N = -P_o \leq 0 \quad (2.23)$$

En donde:

P_o : es el número de polos de GH que se encuentren en el semiplano derecho de S .

N : es el número total de rodeos en sentido horario al punto $(-1,0)$ en el plano GH .

Si $N > 0$, el número de ceros C_o de $1+GH$ en el semiplano derecho se determina mediante:

$$C_o = N + P_o \quad (2.24)$$

Si $N \leq 0$, el punto no se encuentra encerrado por el diagrama de estabilidad de Nyquist. Como se puede ver en la figura 2.12, el sombreado de la región interna del contorno ayuda a determinar si $N \leq 0$ o no. Si $N \leq 0$ y $P_o = 0$, el sistema es absolutamente estable, si y sólo si $N = 0$; esto es, si y sólo si el punto $(-1,0)$ no se encuentra en la región sombreada

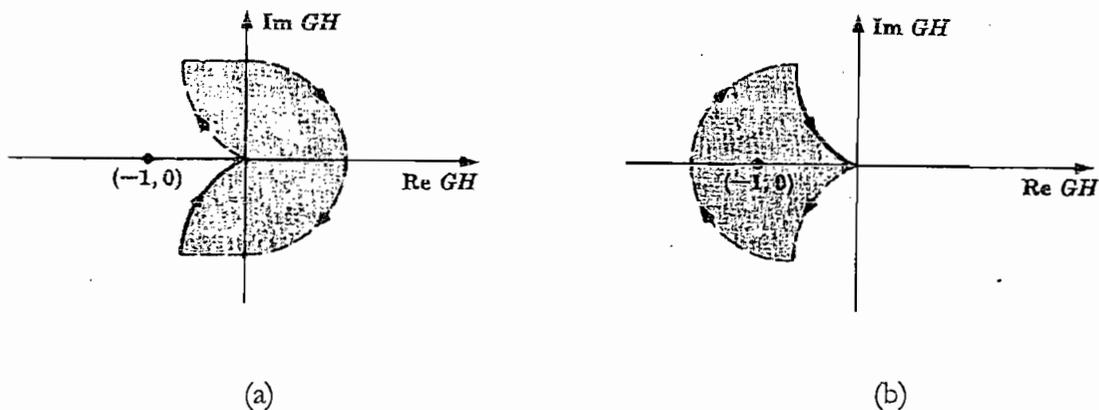


Figura 2.12. Diagramas de estabilidad de Nyquist

Así por ejemplo en la figura 2.12 (a), que corresponde a un sistema donde $GII(s) = 1/s(s+1)$, se puede apreciar claramente que el punto $(-1,0)$ no se encuentra en la región sombreada en consecuencia se puede afirmar que $N \leq 0$. Los polos de $GH(s)$ están ubicados en $s=0$ y $s=-1$, por lo tanto $P_o = 0$. Entonces, $N = -P_o \leq 0$ y el sistema es absolutamente estable.

La figura 2.12 (b), representa el sistema $GH(s)=1/s(s-1)$, se puede apreciar que $(-1,0)$ se halla dentro de la zona sombreada por lo que $N>0$. (Es claro que $N=1$). Los polos se ubican en $s=0$ y $s=1$, entonces $P_o = 1$. La condición $N \neq P_o$ indica que el sistema es inestable. A partir de la ecuación 2.24 se tiene:

$$C_o = N + P_o = 2$$

Ceros de $1+GH$ en el semiplano derecho.

Ahora bien, si se considera al sistema como de fase mínima y debido a la condición supuesta de que:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} [1 + G(s)H(s)] = \text{constante} \quad (2.25)$$

La función $1+G(s)H(s)$ permanece constante mientras s recorre el semicírculo de radio infinito se puede determinar si el lugar de $1+G(s)H(s)$ contiene o no al origen del plano $1+G(s)H(s)$ analizando tan solo una parte de la trayectoria cerrada en el plano S , esto es sobre el eje $j\omega$. Nótese que la porción de la trayectoria $1+G(s)H(s)$ desde $\omega = -\infty$ a $\omega = \infty$ es simplemente $1+G(j\omega)H(j\omega)$. Como $1+G(j\omega)H(j\omega)$ es la suma vectorial del vector unitario y el vector $G(j\omega)H(j\omega)$, el término $1+G(j\omega)H(j\omega)$ es idéntico al vector que va del punto $-1+j0$ al extremo del vector $G(j\omega)H(j\omega)$, como aparece en la figura 2.13.

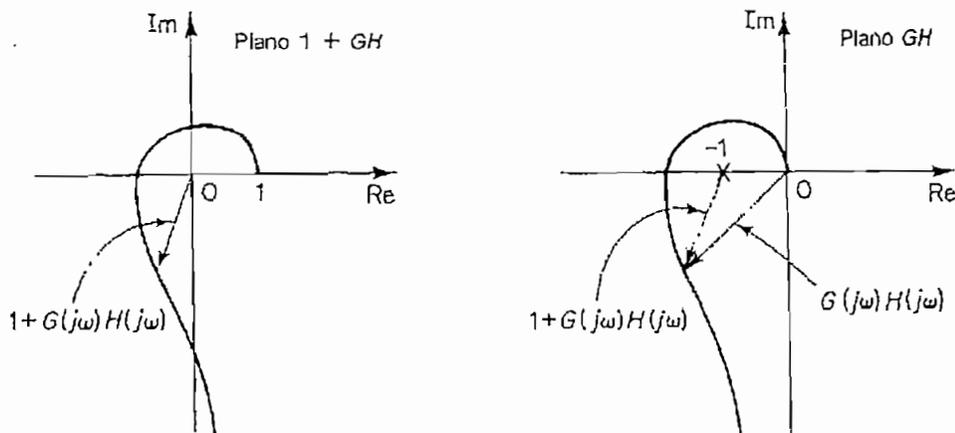


Figura 2.13. Diagramas en el plano $1+GH$ y en el plano GH

Entonces rodear al origen por la gráfica de $1+G(j\omega)H(j\omega)$ es equivalente a hacerlo con el punto $-1+j0$ por la gráfica de $G(j\omega)H(j\omega)$. De esta manera la estabilidad en lazo cerrado se puede determinar analizando los rodeos al punto $-1+j0$ por la gráfica $G(j\omega)H(j\omega)$.

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores, a la ecuación 2.22 se la puede expresar en el dominio de la frecuencia como:

$$G(j\omega) H(j\omega) = -1+j0 \quad (2.26)$$

Como se puede ver en la figura 2.14 se analizará la parte de la curva de Nyquist formada por el eje positivo de $j\omega$ ya que basta solamente con considerar las frecuencias positivas.

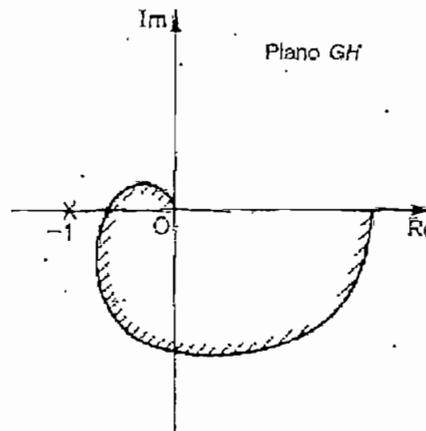


Figura 2.14. Diagrama de Nyquist en el plano GH de un sistema lineal estable.

Se puede realizar un análisis similar al anterior pero aplicado a sistemas de control no-lineales, utilizando el método de la función descriptiva.

2.3.2.2. Método de la Función Descriptiva.

La *función descriptiva* se usa para representar una no-linealidad por medio de una función de transferencia lineal aproximadamente equivalente. Su definición se basa sobre la aplicación de una entrada sinusoidal a dicha no-linealidad. Por lo general la salida es periódica con una frecuencia igual a la de la entrada, pero además contiene muchos armónicos; debido a que la mayoría de sistemas de control actúan como filtros pasa bajos, se obtiene que los armónicos de mayor orden son atenuados.

Si los armónicos son lo suficientemente pequeños en comparación con la fundamental, se los puede despreciar y obtener una buena aproximación del funcionamiento del elemento no-lineal. Entonces la *función descriptiva* se define como la relación de la componente armónica fundamental de la señal de salida del componente no-lineal con la señal sinusoidal de la entrada.

$$N = \frac{Y}{X} \Big|_{\phi} \quad (2.27)$$

donde: $Y \Big|_{\phi}$ es la armónica de más bajo orden a la salida del elemento no lineal; y,
 X es la señal senoidal a la entrada del elemento no lineal.

Por lo general, la función descriptiva depende de la amplitud y en ciertos casos también de la frecuencia de la señal de entrada y comúnmente toma la forma de un número complejo, que indica la relación de amplitud y fase entre la componente fundamental de la salida y la señal de entrada.

2.3.2.3. Análisis de sistemas no-lineales mediante la función descriptiva

En este punto se analizará cómo utilizar la función descriptiva de elementos no-lineales para analizar la estabilidad de sistemas de control no-lineales. El diagrama de bloques de la figura 2.15, muestra el sistema de control, que contiene no-linealidades, en función de la frecuencia.

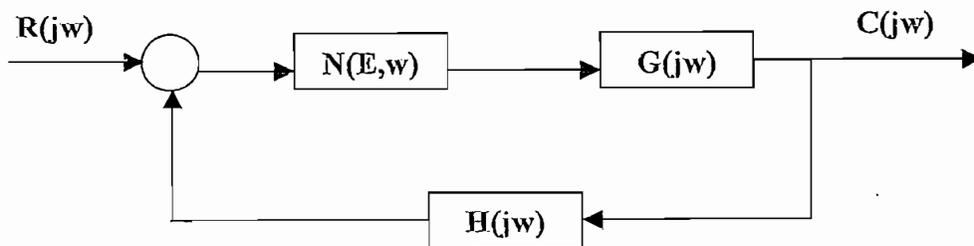


Figura 2.15. Diagrama de bloques de un sistema de control no lineal en lazo cerrado.

Si existe una oscilación sostenida a la salida de un sistema, entonces la amplitud y frecuencia de dichas oscilaciones pueden ser determinadas mediante un análisis gráfico en el dominio de la frecuencia. Si las armónicas superiores se atenúan lo suficiente, se puede tratar a la función descriptiva N como una variable de ganancia real o compleja. Entonces la respuesta en lazo cerrado del sistema de control es:

$$\frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{N(E, \omega) G(j\omega)}{1 + N(E, \omega) G(j\omega) H(j\omega)} \quad (2.28)$$

La estabilidad viene determinada por la ecuación característica:

$$1 + N(E, \omega) G(j\omega) H(j\omega) = 0 \quad (2.29)$$

O bien:

$$G(j\omega) H(j\omega) = -1/N \quad (2.30)$$

Para realimentación unitaria se tiene que: $H(j\omega) = 1$ entonces:

$$G(j\omega) = -1/N \quad (2.31)$$

Si la ecuación 2.31 se satisface, entonces la salida del sistema presentará un ciclo límite.

Haciendo una analogía con un sistema lineal, correspondería al caso en el que el diagrama de $G(j\omega)$ pasa por el punto crítico $-1+j0$; en el análisis de la función descriptiva, el análisis convencional de frecuencia se modifica de manera que el lugar de todos los puntos críticos se representen en el diagrama de $-1/N$. Entonces la posición relativa de los diagramas $-1/N$ y el diagrama de $G(j\omega)$, proporciona la información de estabilidad del sistema.

2.3.2.4. Criterio de estabilidad

El criterio de estabilidad, es que si el diagrama de $-1/N$ no está rodeado por el diagrama de $G(j\omega)$, entonces el sistema es estable, en otras palabras no hay ciclo límite en estado estacionario.

Por otro lado, si el diagrama de $-1/N$ está rodeado por el diagrama de $G(j\omega)$, entonces el sistema es inestable, y la salida del sistema, cuando esta sometido a cualquier perturbación, aumenta hasta que se produce la ruptura o hasta un valor límite determinado por algún tope mecánico o dispositivo de seguridad.

Si el diagrama de $-1/N$ corta al diagrama de $G(j\omega)$, el sistema presenta una oscilación sostenida, o *ciclo límite*. Tal oscilación se puede aproximar a una sinusoidal. La oscilación se caracteriza por poseer una amplitud X en el diagrama $-1/N$ y una frecuencia ω en el de $G(j\omega)$ en el punto de intersección.

2.3.2.5. Estabilidad de los ciclos límites

Es posible predecir la estabilidad de un ciclo límite de la siguiente manera: analizando la figura 2.16.

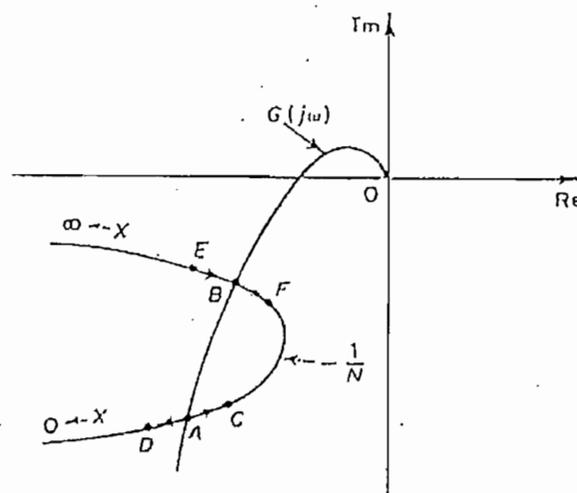


Figura 2.16. Diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N$ de un sistema de control no lineal para el análisis de estabilidad.

Supóngase que el punto A sobre el diagrama $-1/N$ corresponde a un valor pequeño de X , siendo X la amplitud de la señal senoidal de entrada al elemento no-lineal, y que B corresponde a un valor más grande de X . El valor de X sobre el diagrama $-1/N$ aumenta en la dirección que va del punto A al punto B.

Supóngase que el sistema está funcionando inicialmente en el punto A. La oscilación tiene la amplitud X_A y la frecuencia ω_A , determinadas por el diagrama $-1/N$ y $G(j\omega)$ respectivamente. Supóngase que se introduce una pequeña perturbación al sistema que opera en A, de modo que la amplitud de la entrada al elemento no-lineal se incremente ligeramente. Por ejemplo, supóngase que el punto de operación se traslada al punto C sobre el diagrama $-1/N$. Por lo tanto, como se puede ver en la figura 2.15, el diagrama $G(j\omega)$ rodea al punto C, es decir, la amplitud crece y el punto de operación se traslada hacia el punto B.

Supóngase ahora que la perturbación traslada el punto de operación a D sobre el diagrama $-1/N$. Entonces D corresponde al punto crítico. En este caso, el diagrama de $G(j\omega)$ no rodea al punto crítico y la amplitud de la oscilación decrece. Así, el punto A posee características divergentes y corresponde a un ciclo límite inestable.

Considérese ahora el caso en el cual se introduce una pequeña perturbación al sistema que opera en el punto B sobre el diagrama $-1/N$. Supóngase que el punto se traslada hacia E. Entonces el diagrama $G(j\omega)$ no rodea al punto crítico. La amplitud de la señal de entrada al elemento no lineal decrece y el punto de operación se mueve hacia el punto B.

De igual manera, si la perturbación traslada el punto de operación a F sobre el diagrama $-1/N$. Entonces el diagrama de $G(j\omega)$ rodea al punto F, por lo que la amplitud de la oscilación crece, y el punto de operación se mueve hacia B. Entonces el punto B tiene características convergentes, y la operación del sistema en el punto B es estable; en otras palabras, el ciclo límite en este punto es estable.

Capítulo

3

Alternativas de control No-Lineal
para el sistema Motomatic MCSL 100

DESCRIPCIÓN, ANÁLISIS Y
SIMULACIÓN DEL SISTEMA

3.1. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA MOTOMATIC MCSL 100

En este punto se hará una descripción tanto física como matemática de los componentes eléctricos y mecánicos que involucra el sistema Motomatic Control System Laboratory (MCSL 100).

3.1.1. Objetivo del sistema:

El estudio de sistemas de control automático presenta una oportunidad al estudiante de ingeniería de combinar su conocimiento acerca de principios de dinámica, análisis y síntesis de circuitos electrónicos, conversión electromecánica de energía, diseño de amplificadores de realimentación y métodos de análisis y diseño de sistemas.

Por esta razón el sistema MOTOMATIC, que consiste de un servo motor DC de precisión y bajo consumo, está convenientemente empaquetado de manera de obtener una máxima versatilidad para la experimentación de los principios básicos del control mediante realimentación.

3.1.2. Lista de partes:

- 1 Chasis para la parte electrónica
- 1 Pista (para el montaje de componentes electromecánicos)
- 1 Sistema motor-generator
- 1 Unidad reductora de velocidad
- 1 Volante para acoplamiento inercial
- 1 Potenciómetro
- 2 Acoples mecánicos
- 1 Chasis de medida

3.1.3. El equipo electrónico:

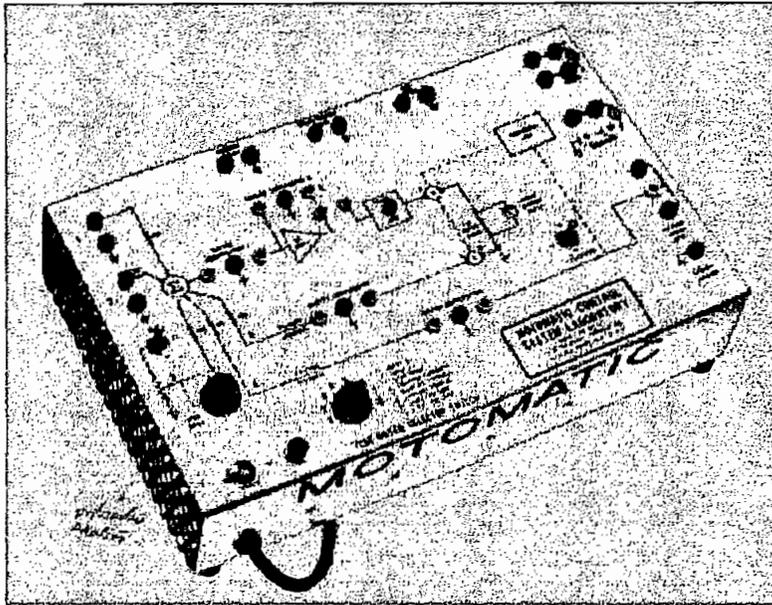


Figura 3.1. Equipo electrónico del sistema MCSL 100

Este equipo, ver figura 3.1, se encuentra montado en un chasis de aluminio de 10" x 16" y tiene cuatro propósitos generales:

1. Contener la fuente de poder, el amplificador operacional, el amplificador de potencia, el medidor de corriente de armadura, el generador de entrada paso y los circuitos de protección e indicadores.
2. Proveer de terminales para los instrumentos de medición.
3. Proveer terminales eléctricos para los componentes mecánicos.
4. Proveer terminales de entrada al sistema.

Los diagramas funcionales de cada uno de los componentes se detallan en los siguientes diagramas. (Figura 3.2 y Figura 3.3)

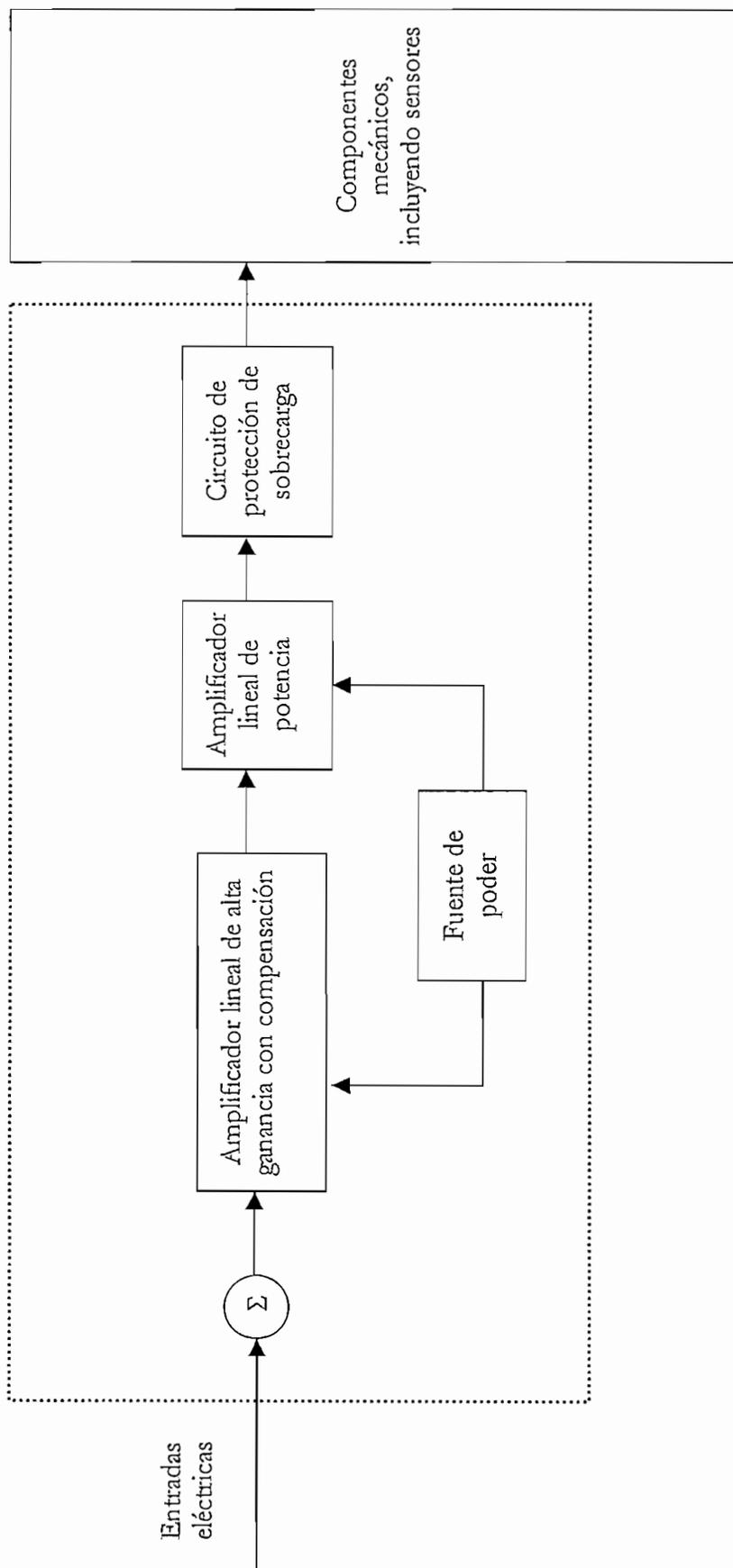


Figura 3.2. Diagrama Funcional de bloques del sistema Motomatic

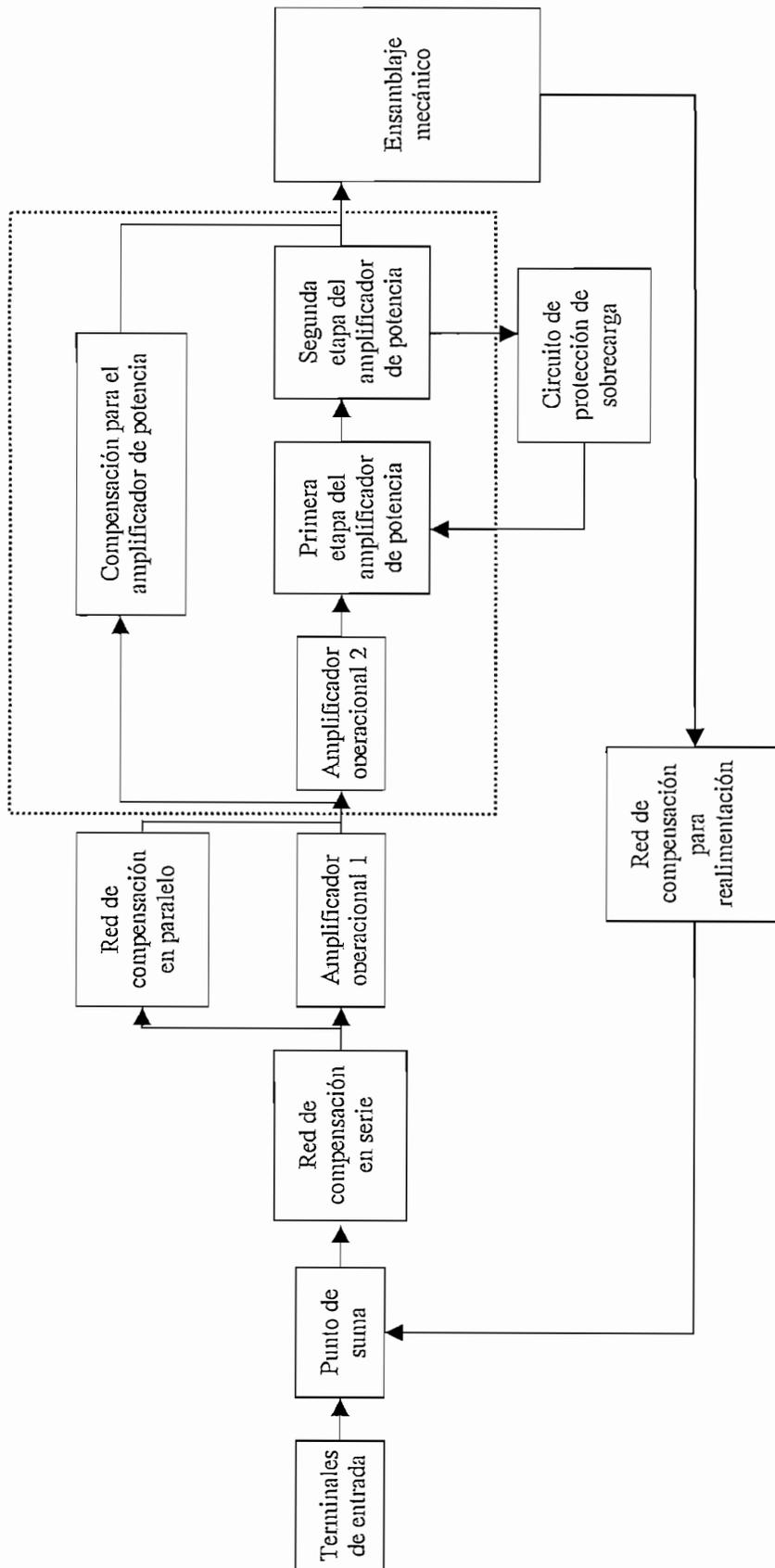


Figura 3.3. Diagrama de bloques funcional detallado del MCSL 100

3.1.4. Modelo Matemático del sistema Motomatic:

El estudio de estos componentes nos proporcionará una idea sobre las aproximaciones realizadas con el objetivo de obtener el modelo matemático y el rango de validez del modelo. Los componentes del sistema Motomatic a estudiarse son:

1. Fuente de poder DC
2. Potenciómetro de posición
3. Servo motor DC
4. Taco generador
5. Reductor de velocidad
6. Carga mecánica

1. La fuente de poder.- Es una fuente DC de 30 voltios, que usa un rectificador de media onda con un diodo de 30 voltios para su regulación, usa, también, capacitores para el filtrado.
2. Potenciómetro (sensor de posición).- Consiste de un potenciómetro de simple vuelta de 5Kohmios o 10Kohmios sin parada mecánica; a menudo se usará en conjunto con el sistema de reducción de velocidad. En la figura 3.4 se puede apreciar aproximadamente la configuración física del dispositivo.

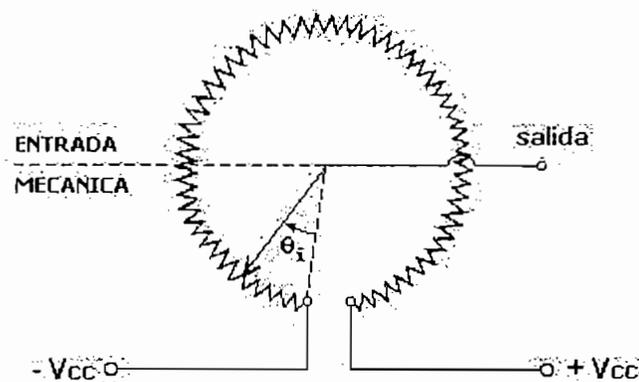


Figura 3.4. Disposición física del sensor de posición.

La salida de voltaje que se obtiene del potenciómetro es directamente proporcional a la posición mecánica. Como se puede ver, existe una zona muerta de aproximadamente 20 grados, por lo que se debe tener mucho cuidado con la zona de operación en la cual se quiere realizar el control de posición.

Con la finalidad de evitar esta zona indeseable de operación del sensor de posición y además lograr un máximo aprovechamiento del rango de medida del sensor, se procederá a utilizarlo en conjunto con el sistema reductor de velocidad en una relación de 1:3, lo cual nos permitirá controlar la posición del motor en un rango de -510° a 510° .

3. Servo motor.- Se utiliza un motor DC de precisión, y consiste de un motor DC de magneto permanente y controlado por armadura (Ver figura 3.5). Dicho motor presenta las siguientes características:

- a) El flujo producido por el imán permanente es constante.
- b) El torque es proporcional a la corriente de armadura.
- c) La fuerza electromotriz generada en la armadura del motor es proporcional a la velocidad de la armadura.

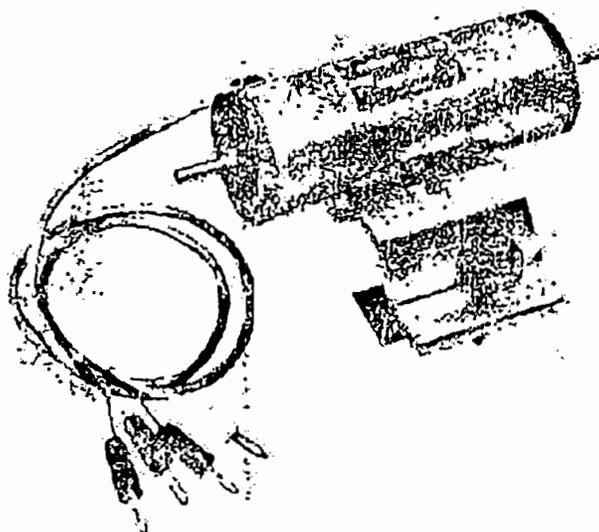


Figura 3.5. Servomotor DC del sistema Motomatic.

En la figura 3.6, se representa el circuito equivalente del motor:

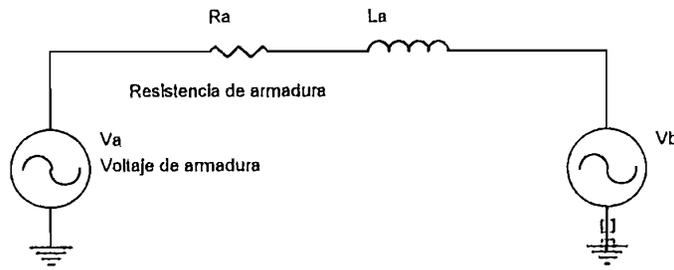


Figura 3.6. Circuito equivalente del servomotor DC

La ecuación del circuito viene dada por:

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + V_b \quad (3.1)$$

La segunda ecuación para este motor es la que describe el entorno mecánico del dispositivo. Y relaciona J_m que es la inercia de la armadura del motor, f_m que es el coeficiente de fricción viscosa de la armadura del servomotor y θ_m que es la posición angular de la armadura. Entonces la ecuación del torque es:

$$J_m \ddot{\theta}_m(t) + f_m \dot{\theta}_m(t) = T_m(t) \quad (3.2)$$

Las siguientes dos expresiones relacionan las magnitudes eléctricas con las mecánicas, conforme a las propiedades del servomotor DC expresadas en los literales b) y c) de esta sección:

$$T_m(t) = k_t I_a(t) \quad (3.3)$$

$$V_b(t) = k_b \dot{\theta}_m(t) \quad (3.4)$$

Tomando la transformada de Laplace para cada una de estas cuatro expresiones (3.1, 3.2, 3.3 y 3.4) y combinándolas entre si a estas, obtenemos las siguientes funciones de transferencia:

I. Función de transferencia que relaciona la posición angular con la corriente de armadura:

$$\frac{\theta(s)}{I_a(s)} = \frac{k_t}{s(Jm s + fm)} \quad (3.5)$$

II. Función de transferencia que relaciona la velocidad angular con la corriente de armadura:

$$\frac{\omega(s)}{I_a(s)} = \frac{k_t}{(Jm s + fm)} \quad (3.6)$$

III. Función de transferencia que relaciona la posición angular con el voltaje de armadura:

$$\frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{K_T}{s[La Jm s^2 + (Ra Jm + La fm)s + (Ra fm + k_b k_t)]} \quad (3.7)$$

IV. Función de transferencia que relaciona la velocidad angular con el voltaje de armadura:

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_T}{La Jm s^2 + (Ra Jm + La fm)s + (Ra fm + k_b k_t)} \quad (3.8)$$

Ahora bien, experimentalmente se definen tanto los parámetros físicos como mecánicos del servo motor con lo que se obtienen las siguientes funciones de transferencia:

- Función de transferencia que relaciona la velocidad angular con el voltaje de armadura:

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = G(s) = \frac{K}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)} \quad (3.9)$$

- Función de transferencia que relaciona la posición angular con el voltaje de armadura:

$$\frac{\theta(s)}{V_a(s)} = G(s) = \frac{K}{s(1 + sT_1)(1 + sT_2)} \quad (3.10)$$

donde : $K=110$;

$$1/T_1=1623; \text{ y}$$

$$1/T_2=11.5.$$

Entonces serán las expresiones 3.9 y 3.10 las que se utilizarán para el análisis que se realizará posteriormente.

4. Taco generador.- Existen dos configuraciones posibles en el sistema; en la una el taco generador esta montado sobre la misma armadura del motor y usa la misma estructura de campo que el motor; en la segunda el taco generador posee su propia estructura de imán permanente. En ambos casos el flujo es constante y la salida de voltaje que se obtiene es directamente proporcional a la velocidad angular de la armadura.

$$E_g = K_g \omega(t) \quad (3.11)$$

Tomando la transformada de Laplace obtenemos:

$$\frac{E_g(s)}{\omega(s)} = K_g \quad (3.12)$$

$$\frac{E_g(s)}{\theta(s)} = s K_g \quad (3.13)$$

5. Reductor de velocidad.- consiste de un sistema de doble correa que permite una reducción de velocidad dependiendo de las combinaciones posibles en dicho sistema de correas, lo que nos permite obtener los siguientes radios de reducción: 1:1, 1: $\sqrt{3}$, 1:3, 1:3 $\sqrt{3}$, 1:9. La relación entre la velocidad de entrada y salida al sistema es:

$$\frac{\omega_{out}(s)}{\omega_{in}(s)} = N \quad (3.14)$$

donde N es el radio de reducción.

En la figura 3.7 se puede observar la relación de radios existente en el reductor de velocidad.

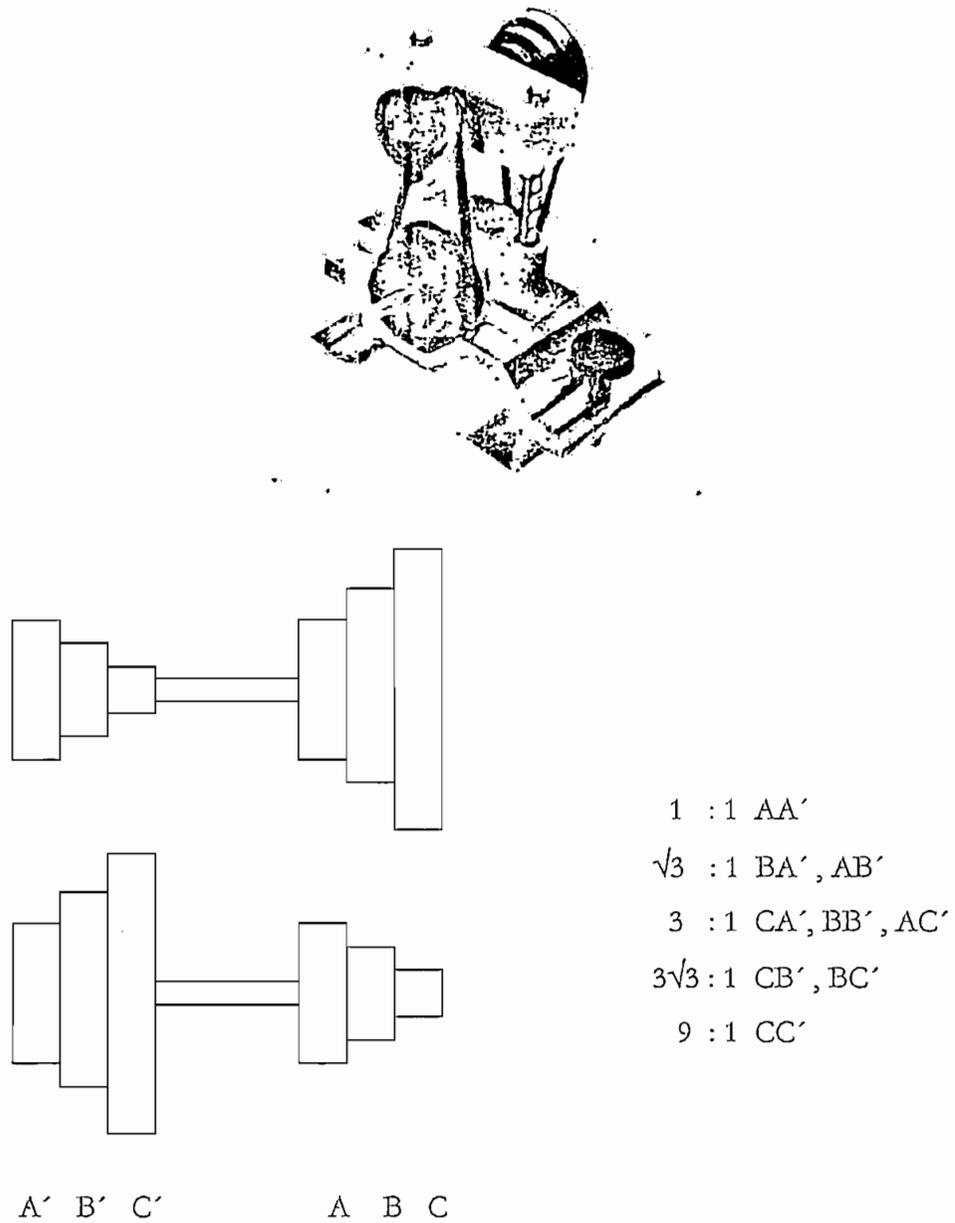


Figura 3.7 Reductor de velocidad.

3.2. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL SISTEMA MOTOMATIC MCSL 100 UTILIZANDO EL DIAGRAMA DE NYQUIST.

Una vez determinadas las funciones de transferencia en lazo abierto del sistema, tanto la de velocidad como la de posición se procede al análisis de estabilidad global del sistema utilizando el criterio de estabilidad de Nyquist.

Primeramente, utilizando la ecuación 3.9 correspondiente a la función de transferencia en lazo abierto que relaciona la velocidad angular de salida con el voltaje de entrada, se procede a dibujar el diagrama de Nyquist (Ver figura 3.8).

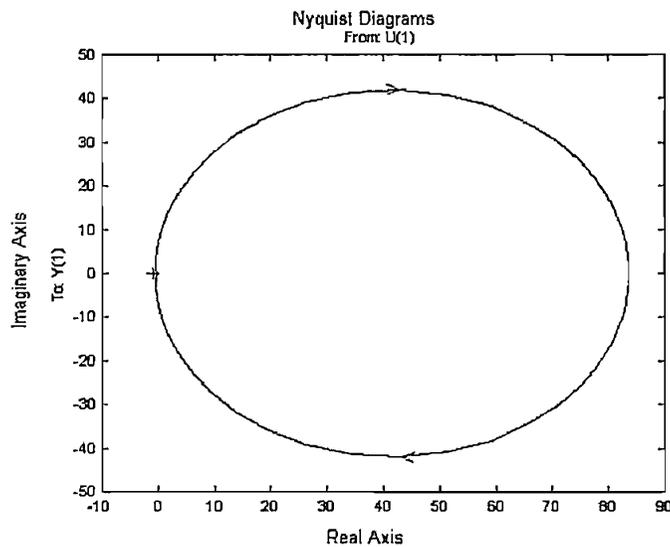
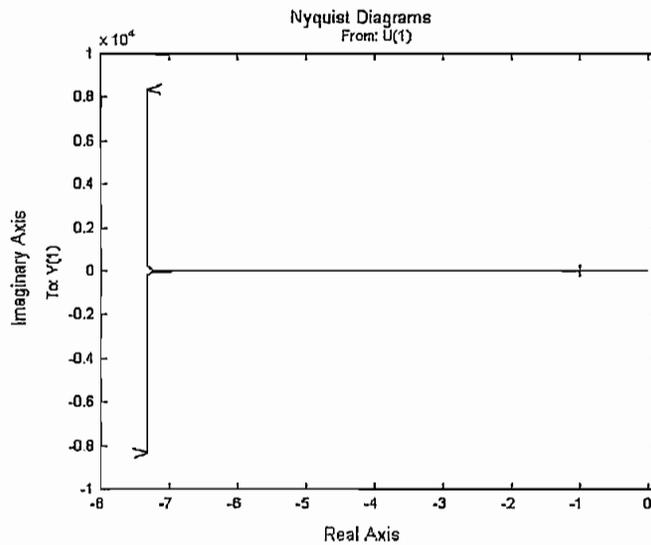


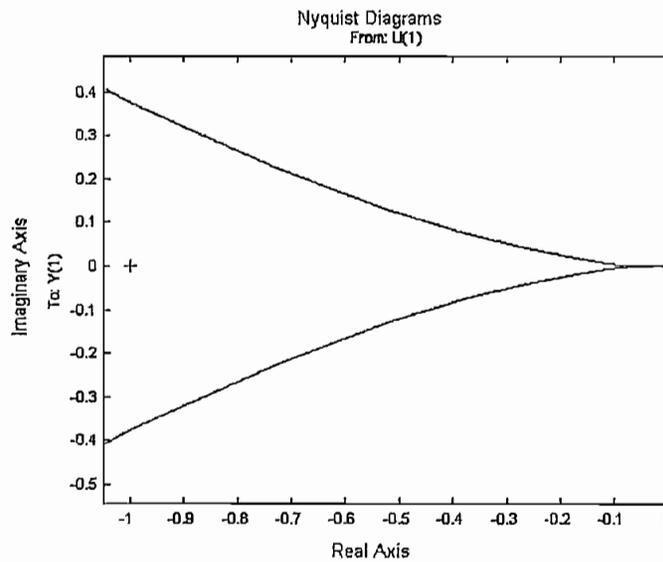
Figura 3.8. Diagrama de Nyquist de la función de transferencia de velocidad.

En la figura 3.8 se puede ver que el punto $(0, -1)$ no se halla encerrado por el diagrama de Nyquist, es decir $N=0$; además mediante la expresión 3.9 se determina que el número de polos en el semiplano derecho es cero también ($P_0=0$). Entonces basándose en el criterio de Nyquist se puede afirmar que el sistema posee estabilidad global.

De igual manera, se procede a realizar el diagrama de Nyquist utilizando la ecuación 3.10 correspondiente a la función de transferencia en lazo abierto que relaciona la posición angular del sistema con el voltaje de entrada al mismo.



(a)



(b)

Figura 3.9. Diagrama de Nyquist de la función de transferencia de posición

En la expresión 3.10, es evidente que la función de transferencia no posee polos en el semiplano derecho ($P_o=0$), adicionalmente en el diagrama de Nyquist se puede apreciar que $N>0$ razón por la cual el sistema carece de estabilidad global.

3.3. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL SISTEMA DE CONTROL NO-LINEAL UTILIZANDO LA TÉCNICA DE LA FUNCIÓN DESCRIPTIVA.

Primero se procederá al análisis de estabilidad del control de velocidad cuando se aplican las siguientes no linealidades: on-off (relay), saturación, zona muerta, histéresis. Para lo cual son necesarias tanto la función de transferencia de velocidad del sistema, así como la función descriptiva correspondiente a la no-linealidad que se aplique para la realización del control.

3.3.1. Análisis de estabilidad para el control de velocidad.

En los siguientes puntos se procederá, primero, a una presentación de la funcionalidad que cumple cada una de las no-linealidades utilizadas así como su respectiva función descriptiva, para luego proceder al análisis del sistema de control.

3.3.1.1. Estabilidad para un control on-off.

La figura 3.10 presenta la señal de salida que se obtiene de una no-linealidad on-off o relay en función de la señal de entrada.

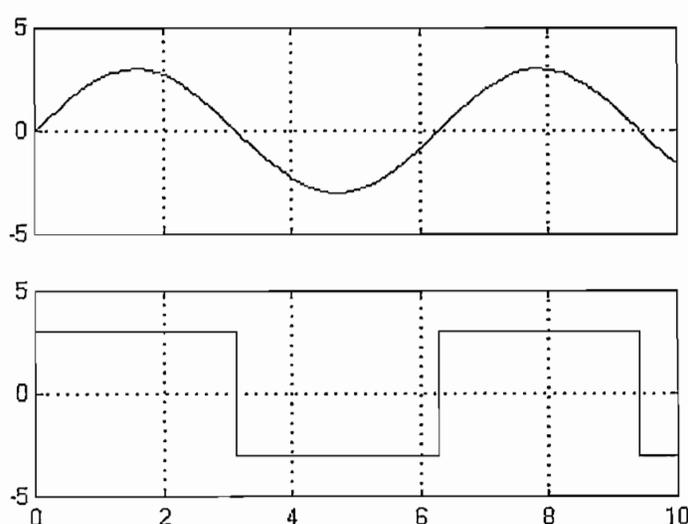


Figura 3.10. Relación entrada / salida para una no-linealidad on-off

Para esta no-linealidad el parámetro M representa el voltaje de saturación o voltaje máximo que entrega el elemento no-lineal; así, en la figura 3.10 se puede ver que la salida se satura en un valor M cuando la entrada es positiva y toma un valor $-M$ cuando la entrada es negativa.

Y la función descriptiva correspondiente a esta no-linealidad es la siguiente:

$$N(A) = \frac{4M}{\pi A} \quad (3.15)$$

$$-\frac{1}{N(A)} = -\frac{\pi A}{4M} \quad (3.16)$$

Para determinar la estabilidad de este sistema de control no lineal se procede a realizar tanto el diagrama de Nyquist de la función de transferencia (Diagrama $G(j\omega)$) y el diagrama $-1/N(A)$ correspondiente a la función descriptiva de la no-linealidad. (véase figura 3.11)

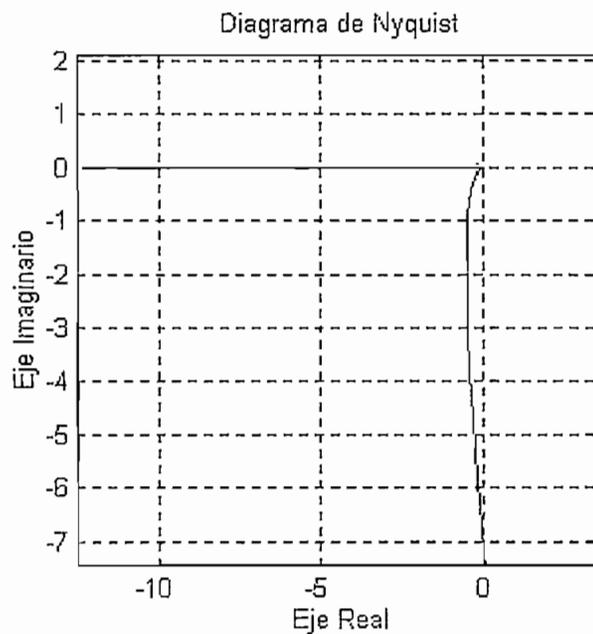


Figura 3.11. Diagrama $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$

Como se puede ver en la figura 3.11, el diagrama $-1/N(A)$ no corta al diagrama $G(j\omega)$ y de acuerdo al criterio de estabilidad para sistemas no-lineales (Véase capítulo 2 punto 2.3.2.4) el sistema es estable.

Se puede llegar a la conclusión que el sistema es estable para cualquier valor que tome el parámetro M , ya que al ser el sistema de tipo 0, y como se puede apreciar en la ecuación 3.16 la función descriptiva de esta no-linealidad posee únicamente parte real negativa, es decir, que los valores que tome $-1/N(A)$, se moverán siempre sobre el eje real negativo del plano GH por lo que no existirá una intersección entre los dos diagramas.

3.3.1.2. Estabilidad para un control con saturación.

El comportamiento de la no-linealidad de saturación es similar al on-off con la diferencia que en ésta se puede definir un rango $[-h$ a $h]$ en el cual la salida toma un valor directamente proporcional al de la entrada. Este comportamiento se puede apreciar en la figura 3.12 y la función descriptiva de la misma es:

$$N(A) = \frac{2K}{\pi} \left[\arcsen\left(\frac{h}{A}\right) + \frac{h}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2} \right] \quad (3.17)$$

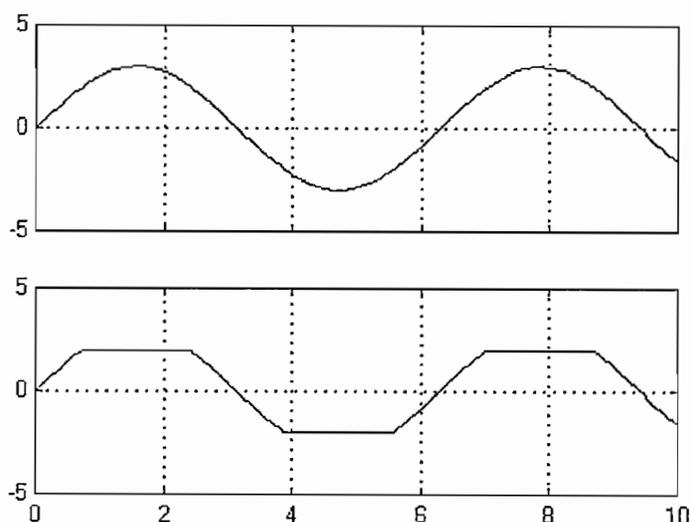


Figura 3.12. Relación entrada / salida de la no-linealidad de saturación.

En la figura 3.13, la cual presenta tanto los diagramas $G(j\omega)$ como el diagrama $-1/N(A)$, se puede apreciar que como en el caso anterior el diagrama $G(j\omega)$ no es cortado por el diagrama $-1/N(A)$ y por lo tanto se puede afirmar que el sistema es estable y no posee ciclos límites.

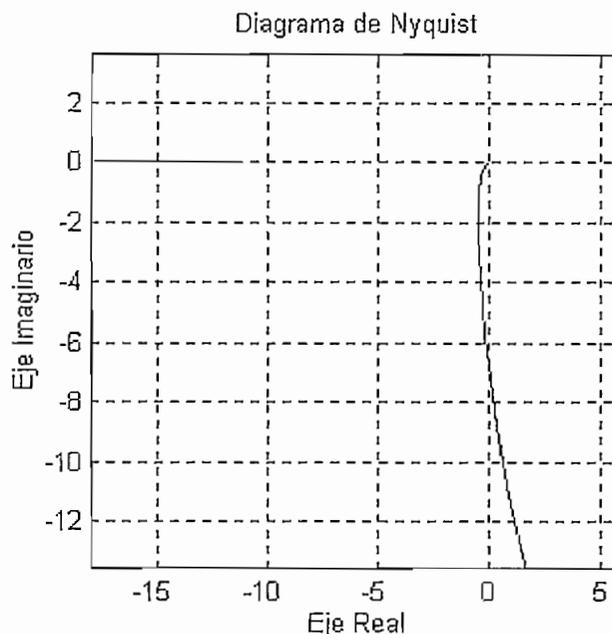


Figura 3.13. Diagrama $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$

Igual que el caso anterior, el sistema es siempre estable sin importar el valor que tomen los parámetros M y h .

3.3.1.3. Estabilidad para un control con zona muerta.

La figura 3.14 indica el comportamiento de la no-linealidad de zona muerta, en la que se puede notar claramente que el valor de h determina una zona en la cual se obtiene a la salida el valor de 0 cuando el valor de la entrada se halla entre los límites $-h$ a h . Para valores de la entrada inferiores a $-h$ se tiene que la salida se satura a un valor de $-M$, y para valores que superen h el valor de la salida se satura en un valor de M .

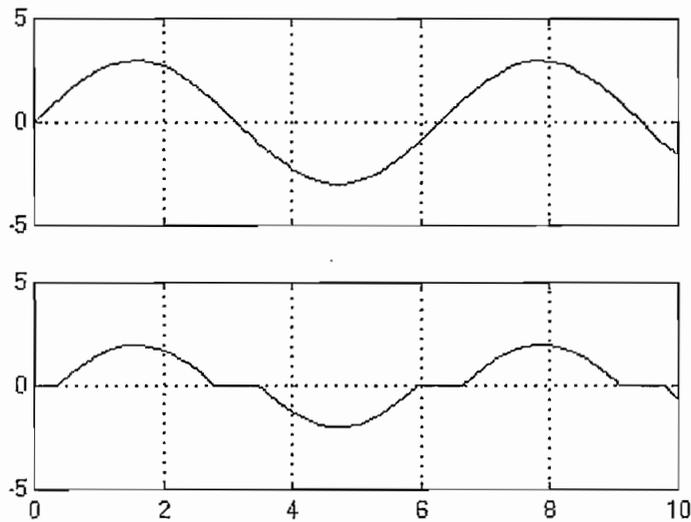


Figura 3.14. Comportamiento entrada / salida de la no-linealidad con zona muerta

La función descriptiva de esta no-linealidad es:

$$N(A) = \frac{4M}{\pi A} \sqrt{1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2} \quad (3.18)$$

Al realizar los diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$, figura 3.15, se puede ver que no existe intersección mutua entre ellos y que el diagrama $G(j\omega)$ no rodea al diagrama $-1/N(A)$, por lo que este sistema también es estable y carente de ciclos límites para cualquier valor que tome tanto el parámetro M como el h .

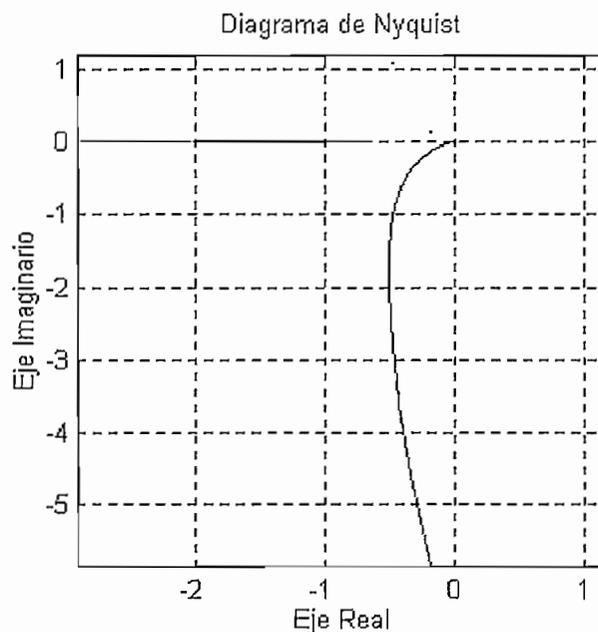


Figura 3.15. Diagrama $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$

3.3.1.4. Estabilidad para un control on-off con histéresis.

El comportamiento de esta no-linealidad se presenta en la figura 3.16 , en la cual se puede notar claramente que su comportamiento es semejante al que posee la no-linealidad on-off con la diferencia que la forma de onda de la salida presenta un ángulo de desfase generado por el valor que tome el parámetro h .

En otras palabras, en la zona de operación de la no-linealidad comprendida entre $[-h$ a $h]$, el valor actual de la salida no dependerá solamente del valor de la entrada sino también del valor instantáneamente anterior de la salida. Así, para un tiempo t_0 el valor de la salida es M y la entrada es positiva, luego para un tiempo t_1 en el cual la entrada cambia de positiva a negativa la salida aún será M y finalmente, para un tiempo t_2 en el cual el valor a la entrada sea inferior a $-h$, el valor de salida conmutará a $-M$. Este valor se fijará a la salida hasta que en un tiempo t_n el valor de la entrada supere h .

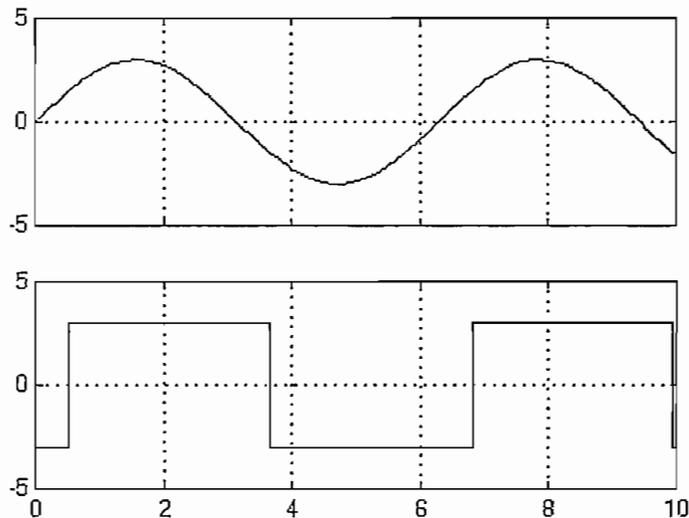


Figura 3.16. comportamiento entrada / salida de la no-linealidad on-off con histéresis

Utilizando la ecuación de transferencia y la función descriptiva correspondiente:

$$N(A) = \frac{4M}{\pi A} \left[-\arcsen\left(\frac{h}{A}\right) \right] \quad (3.19)$$

Se realiza el diagrama de $G(j\omega)$ y el diagrama $-1/N(A)$. Véase figura 3.17.

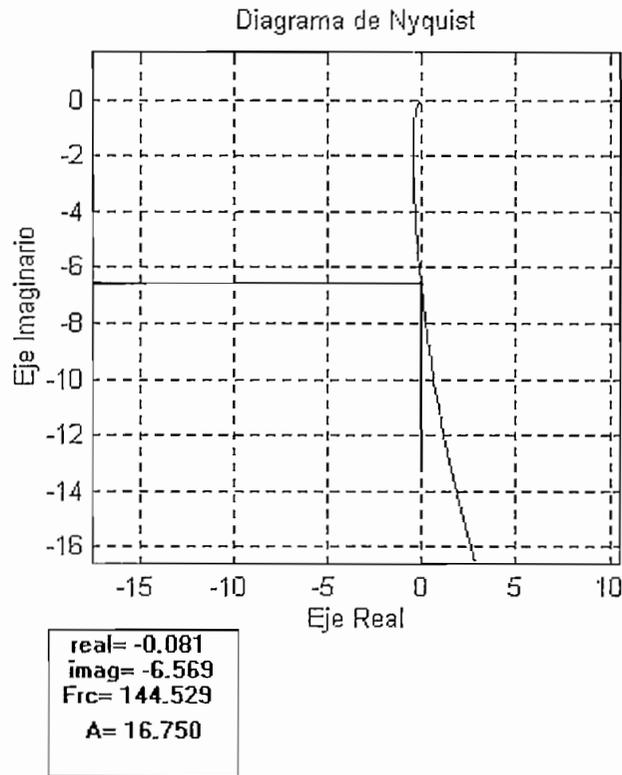


Figura 3.17. Diagrama $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$

Para este tipo de no-linealidad se puede observar que la función descriptiva de la misma posee tanto parte real como imaginaria. La parte imaginaria de la función $-1/N(A)$ es constante y corresponde a un valor igual a:

$$-\pi h/4M \quad (3.20)$$

Se puede observar que sí existe intersección entre los dos diagramas, dicha intersección corresponde a un ciclo límite estable (por el criterio de estabilidad de ciclos límites), así tenemos que para el tramo en el cual $G(j\omega)$ rodea $-1/N(A)$ existe inestabilidad y la amplitud de las oscilaciones crece tendiendo al punto de oscilación y para el tramo donde $G(j\omega)$ no rodea a $-1/N(A)$ existe estabilidad y la amplitud de las oscilaciones decrece tendiente al punto de intersección.

Los ciclos límites serán estables independientemente de los valores que tomen los parámetros h y M . Las figuras 3.18, 3.19 y 3.20 presentan los diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$ para los valores $[h=0.2, M=5]$, $[h=1, M=5]$ y $[h=0.08, M=4]$ correspondientemente.

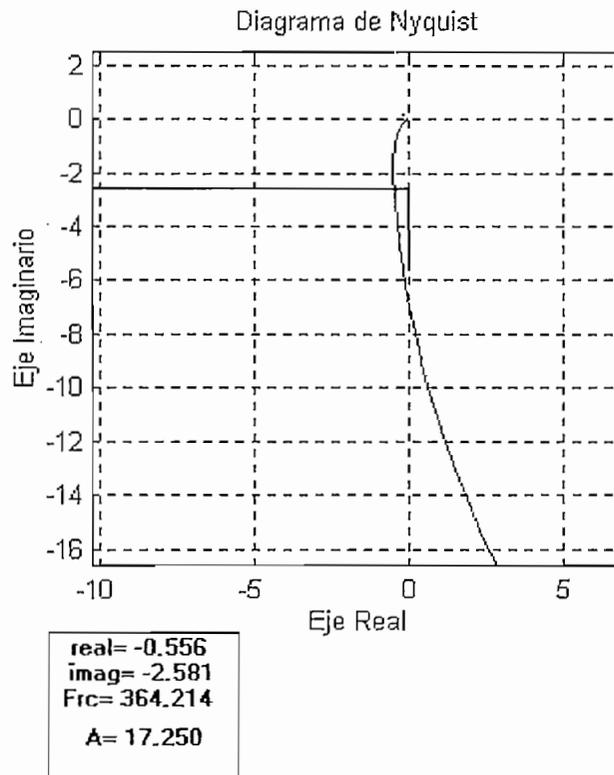


Figura 3.18.

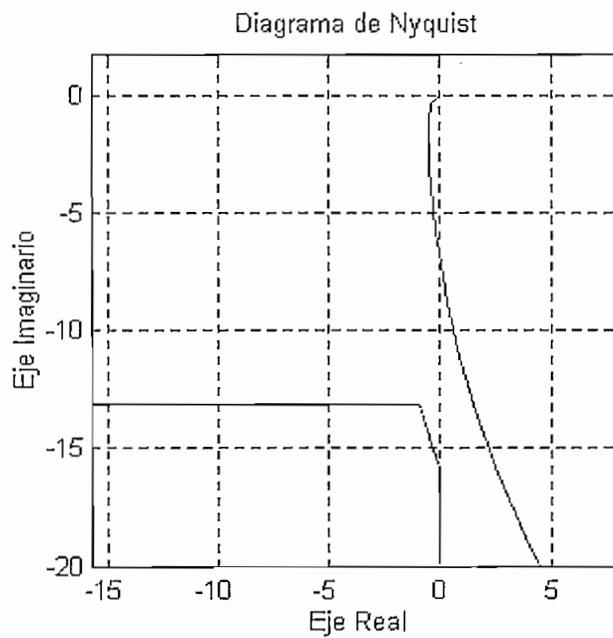


Figura 3.19

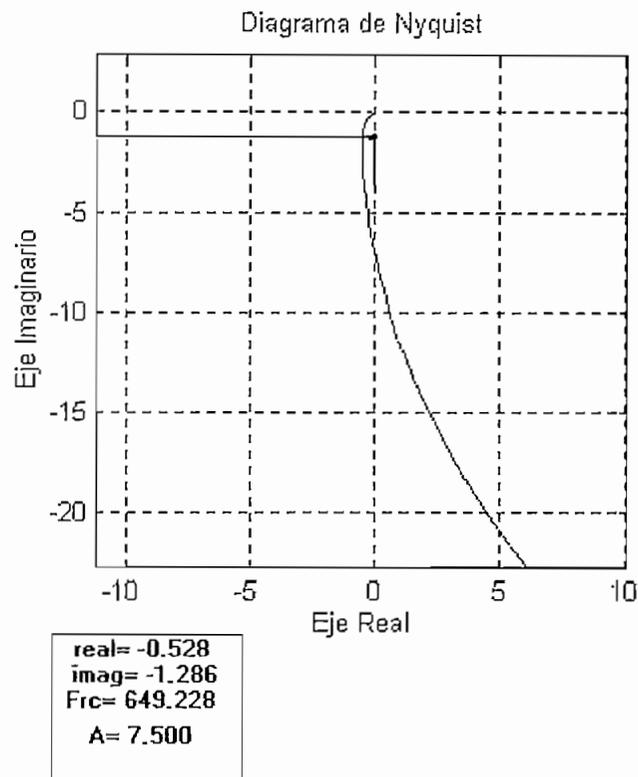


Figura 3.20.

Se puede observar en las figura 3.18 y 3.20, que existen ciclos límites que poseen mayor frecuencia y menor amplitud cuando el valor absoluto de la expresión 3.20 tiene valores bajos (M sea mucho más grande que h). Es decir, para un mismo valor de M al incrementar h se producirá una frecuencia de oscilación menor.

3.3.2. **Análisis de estabilidad para el control de posición.**

De igual manera que en el punto anterior, se procede al análisis utilizando la función de transferencia de posición, en este caso, y las funciones descriptivas de cada una de las no-linealidades.

3.3.2.1. Estabilidad para un control on-off.

Utilizando las ecuaciones 3.10 y 3.16 se realizan los diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$ que se pueden ver en la figura 3.21.

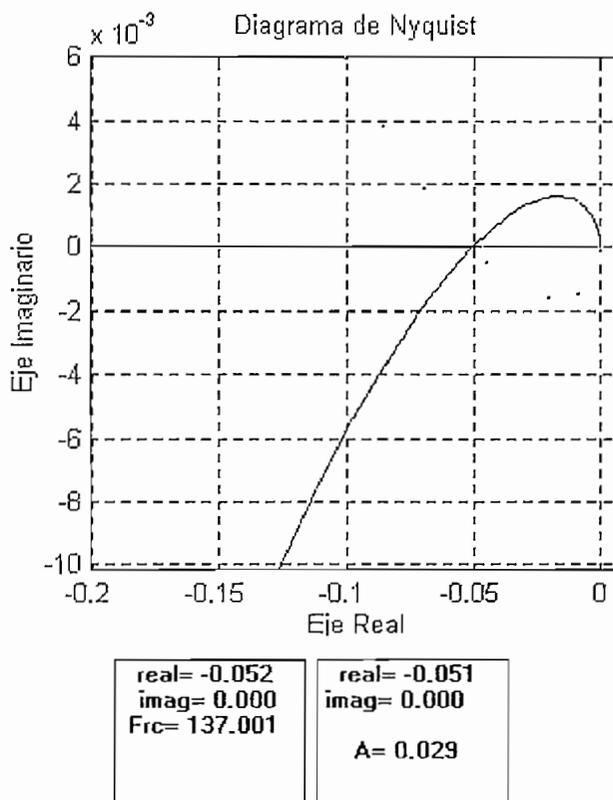


Figura 3.21. Diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$

Se puede apreciar, en la figura 3.21, que el sistema posee un ciclo límite correspondiente a la intersección de los dos diagramas. Mediante la aplicación del criterio de estabilidad de los ciclos límites, enunciado en el capítulo anterior, se puede afirmar que el sistema posee un ciclo límite estable, cuya frecuencia de oscilación será siempre la misma y su valor de amplitud dependerá del valor que tome el parámetro M de la no linealidad.

Así por ejemplo, en las figuras 3.22 y 3.23, se pueden apreciar los diagramas correspondientes para los valores de $M=8$ y $M=65$.

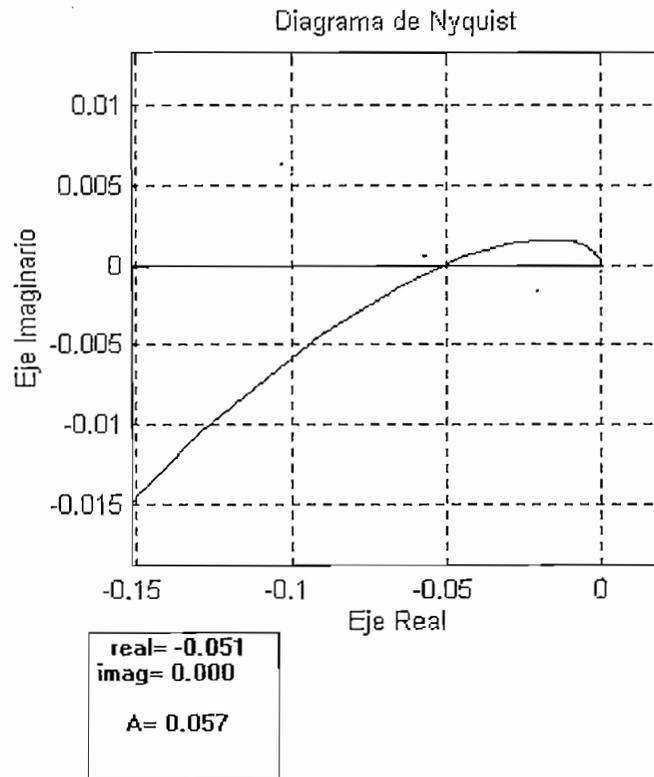
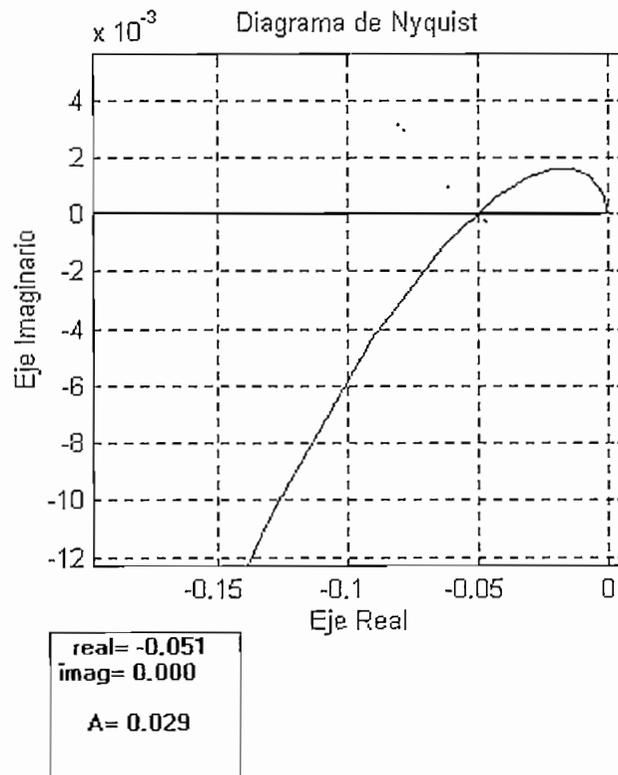


Figura 3.22.



Figuras 3.23

3.3.2.2. Estabilidad para un control con saturación.

Realizando los diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$, figura 3.24, se puede ver que el gráfico de $-1/N(A)$ no alcanza el origen.

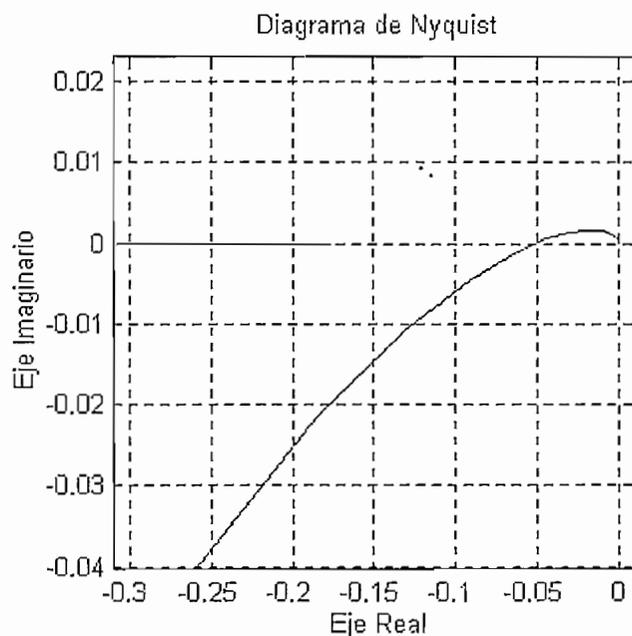


Figura 3.24. Diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$.

Es decir, el punto de partida de $-1/N(A)$ no es $(0,0)$, sino que dependerá de los valores que tomen los parámetros h y M . Esto implica que dependiendo de estos existirán o no ciclos límites. Cuando existe intersección de las gráficas se puede afirmar que el ciclo límite es estable.

Así, $N(A)$ toma valores reales para la condición $h \leq A$, entonces el valor mínimo que toma $-1/N(A)$ es igual a $-h/M$. Entonces si se asignan valores adecuados de los parámetros M y h se puede tener que el diagrama $-1/N(A)$ no corte ni sea rodeado por el diagrama $G(j\omega)$ con lo que se obtendrá un sistema estable sin ciclos límites.

Así por ejemplo, en las figuras 3.25 y 3.26 se pueden apreciar los diagramas correspondientes para diferentes valores de h y M .

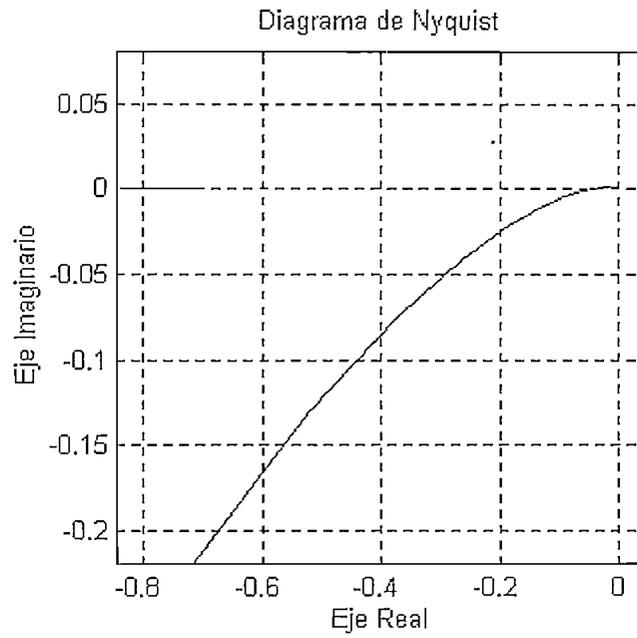
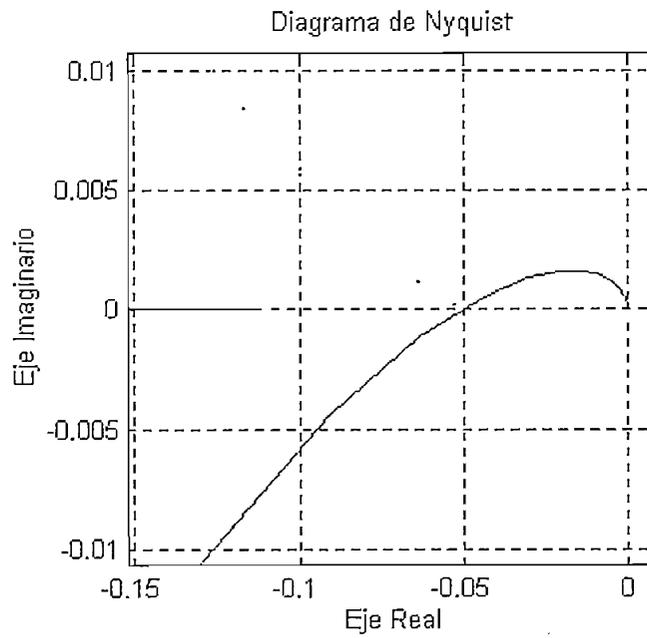


Figura 3.25.



Figuras 3.26

3.3.2.3. Estabilidad para un control con zona muerta.

La figura 3.27 presenta tanto el diagrama $G(j\omega)$ como el diagrama $-1/N(A)$ del sistema.

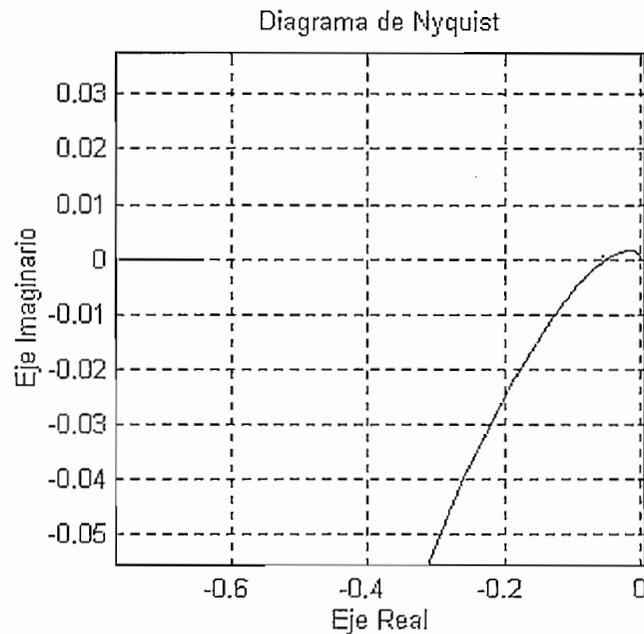


Figura 3.27. Diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$.

Al igual que en el caso anterior, la estabilidad del sistema dependerá del valor que tomen los parámetros h y M .

La función descriptiva:

$$N(A) = \frac{4M}{\pi A} \sqrt{1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2}$$

toma valores reales para la condición $h \leq A$, y además la función $-1/N(A)$ posee un valor máximo cuando $A = \sqrt{2}h$ (Véase Anexo B).

Esto quiere decir que $-1/N(A)$ toma valores de $-\infty$ para $A=h$ crece hasta un valor máximo cuando $A=\sqrt{2}h$ y para valores de A superiores a este la función $-1/N(A)$ tiende a alejarse nuevamente hacia $-\infty$.

Una vez más se puede tener un sistema completamente estable si se establecen los valores de h y M de manera que el diagrama $-1/N(A)$ no sea rodeado por $G(j\omega)$.

Para el caso en que existe la intersección de los dos diagramas se tiene la presencia de dos ciclos límites; el primero cuando la curva de $-1/N(A)$ corta a $G(j\omega)$ cuando esta se dirige de $-\infty$ hasta su valor máximo, este ciclo límite es un ciclo límite inestable; y el segundo ciclo límite, correspondiente a la intersección cuando el diagrama $-1/N(A)$ se dirige desde su punto máximo hacia $-\infty$, es un ciclo límite estable.

En las figuras 3.28, 3.29 y 3.30 se pueden apreciar los diagramas correspondientes a los valores $[h=0.05, M=0.8]$, $[h=0.2, M=0.8]$ y $[h=0.05, M=1]$.

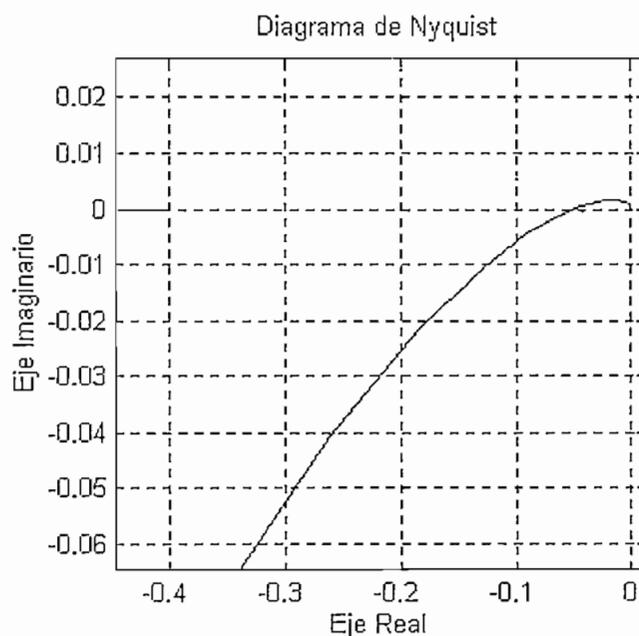


Figura 3.28

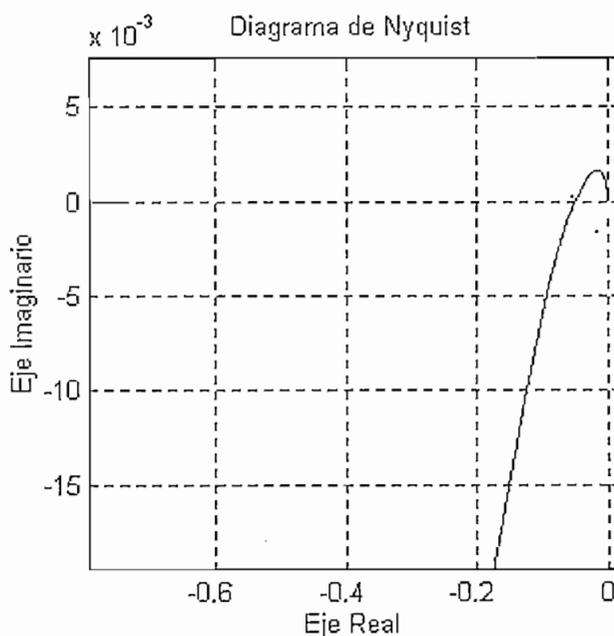
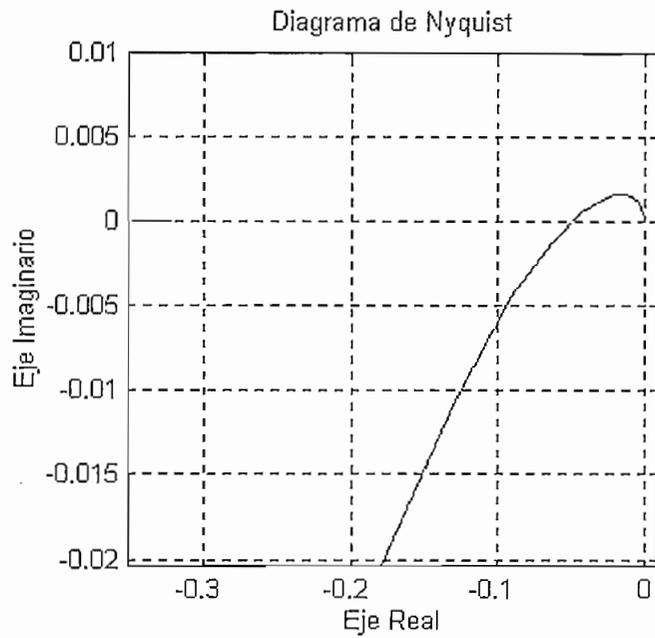


Figura 3.29



Figuras 3.30.

3.3.2.4. Estabilidad para un control on-off con histéresis.

En la figura 3.31 se puede ver el diagrama de $G(j\omega)$ y el diagrama $-1/N(A)$.

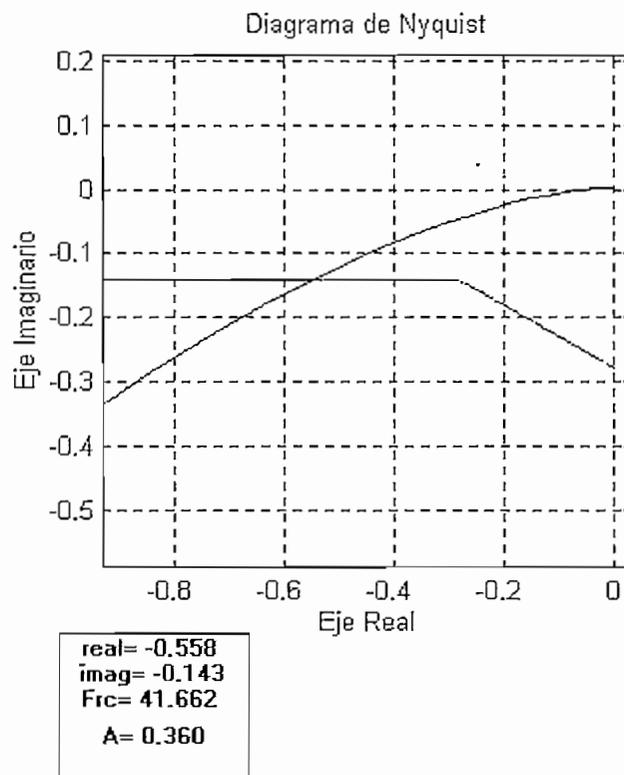


Figura 3.31. Diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$.

Como se puede apreciar en la figura 3.31, el sistema de control presenta ciclos límites, cuya amplitud y frecuencia dependerán de los parámetros h y M .

Para la función descriptiva:

$$N(A) = \frac{4M}{\pi A} \left[-\arcsen\left(\frac{h}{A}\right) \right]$$

Se tiene valores reales en el argumento cuando se cumple la condición $h \leq A$. Se tiene que el valor imaginario de $-1/N(A)$ es siempre constante e igual a:

$$-\pi h/4M$$

y la parte real decrece de 0 hacia $-\infty$. El ciclo límite presente en esta no-linealidad es estable y será de amplitud y frecuencia variables.

En las figuras 3.32, 3.33 y 3.34 se tienen los diagramas para $[h=0.05, M=1]$, $[h=0.2, M=0.5]$ y $[h=0.5, M=0.5]$ respectivamente.

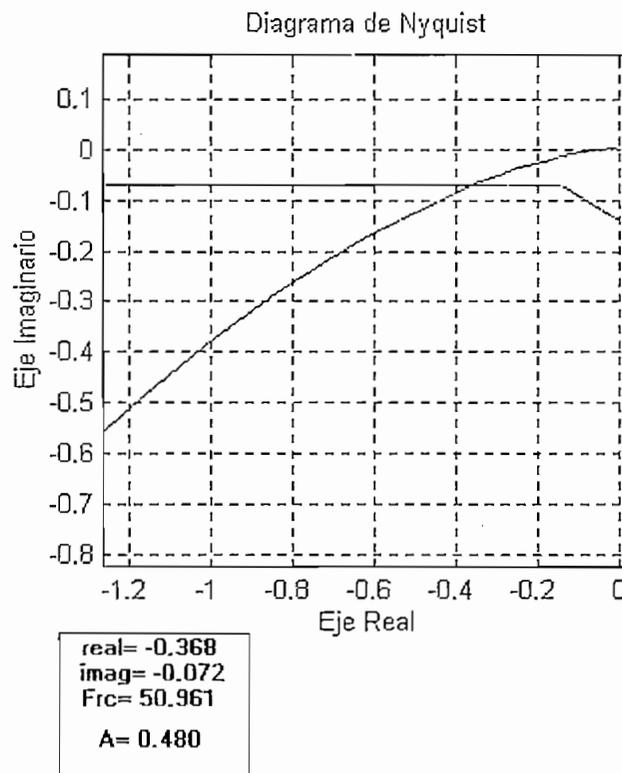


Figura 3.32.

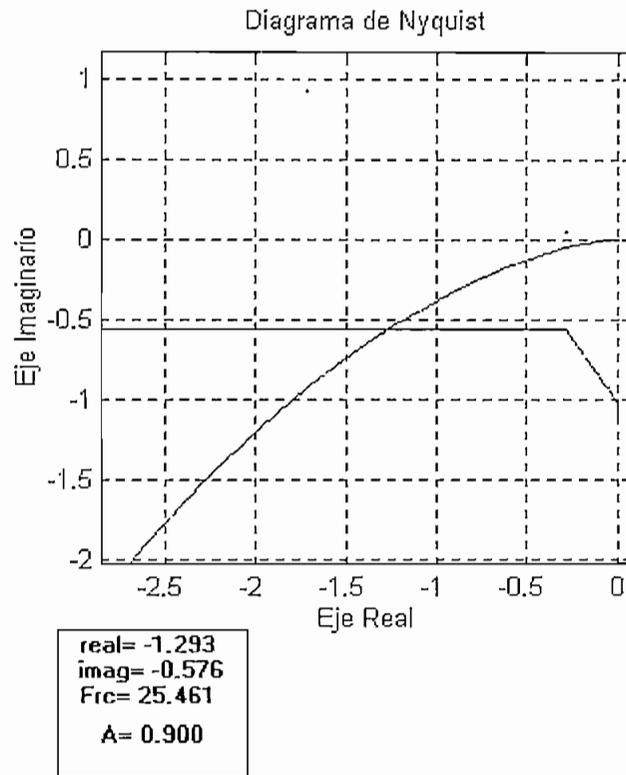


Figura 3.33

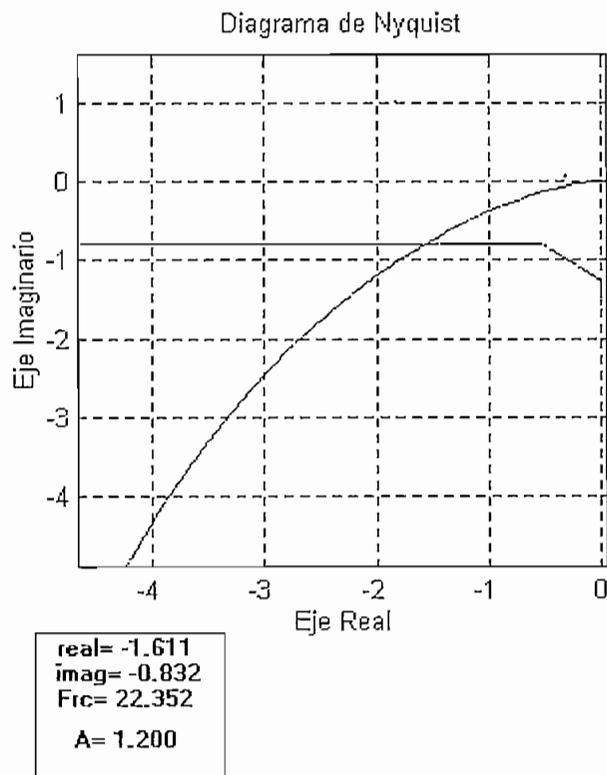


Figura 3.34

3.4. SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL NO - LINEAL.

A continuación se presentará la respuesta del sistema Motomatic sometido a un control no lineal, mediante la simulación del mismo en SIMULINK.

La figura 3.35 nos indica el diagrama de bloques que se lo realiza en Simulink con la finalidad de obtener la simulación.

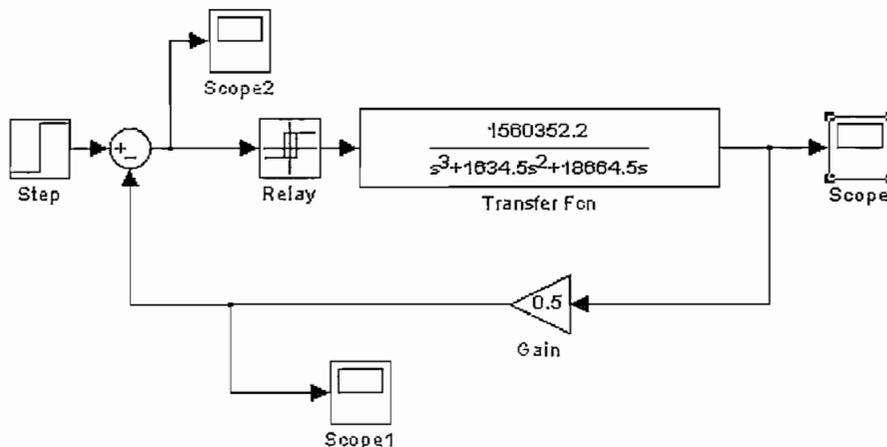


Figura 3.35. Sistema implementado en Simulink

Claramente se pueden notar la presencia de un bloque que proporciona una función paso la cual servirá para determinar la referencia, luego el bloque que contiene la no-linealidad que se desea aplicar para la simulación, el siguiente bloque contiene la función de transferencia del sistema Motomatic (ya se está la función de transferencia de velocidad o de posición), además se puede ver un bloque de ganancia que representa la función de transferencia del acondicionador de señal, finalmente un sumador que permitirá cerrar el lazo de realimentación; también se puede observar *scopes* que permiten la visualización de las respuestas del sistema de control en lazo cerrado.

3.4.1. Simulación de la respuesta de velocidad del sistema.

Para obtener la respuesta en el tiempo de la velocidad se utiliza como función de transferencia la ecuación 3.9:

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = G(s) = \frac{K}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)}$$

Y además, el valor de la ganancia en el lazo de realimentación es de 0.012 el cual permite reducir el nivel de voltaje al rango -5 a $5V$ para su respectiva comparación con la señal de referencia.

Cabe recalcar que tanto los parámetros de la función paso de referencia como los del bloque no lineal se pueden variar para observar y analizar las distintas respuestas del sistema.

3.4.1.1. Respuesta en el tiempo utilizando un control on-off.

Para este tipo de no-linealidad el único parámetro variable es M , que es el valor de voltaje de saturación del elemento no lineal.

En la figura 3.36 se puede apreciar la respuesta para $M=5$ y $ref=104.7rad/s$

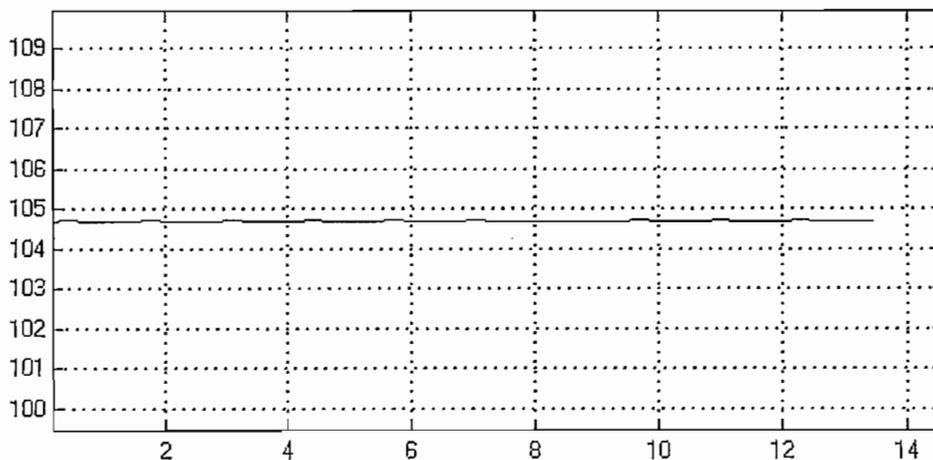


Figura 3.36. Respuesta del control on-off obtenida en Simulink

Como se puede ver la respuesta del sistema es estable como se esperaba, sin la presencia de ciclos límites.

3.4.1.2. Respuesta en el tiempo utilizando un control con saturación.

En este caso los parámetros variables M y h , permiten determinar la zona de operación lineal del bloque, así como la zona de saturación del mismo.

En la figura 3.37 y 3.38 se puede ver la respuesta del sistema utilizando un control con saturación.

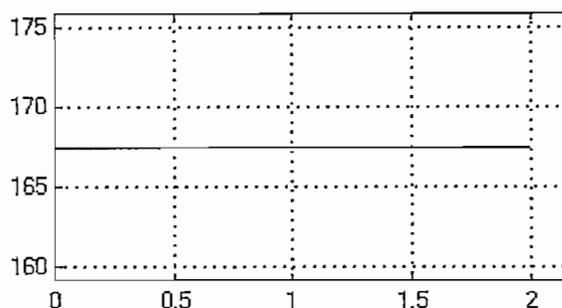


Figura 3.37. Respuesta del control con saturación obtenida en Simulink

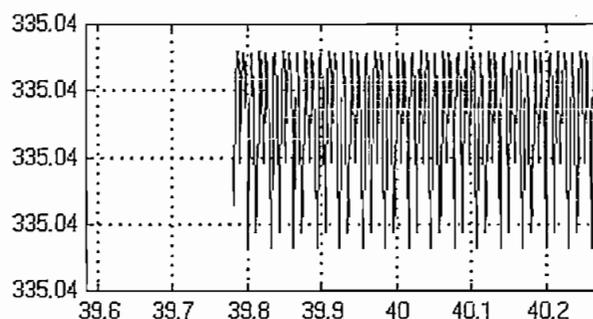


Figura 3.38. Respuesta del control con saturación obtenida en Simulink

En conformidad con el análisis realizado en el punto 3.3.1.2, el resultado obtenido es el de un sistema estable.

3.4.1.3. Respuesta en el tiempo utilizando un control con zona muerta.

En este tipo de no-linealidad el parámetro h permite determinar el ancho de la zona muerta de la no-linealidad, M es el valor de saturación del elemento no lineal.

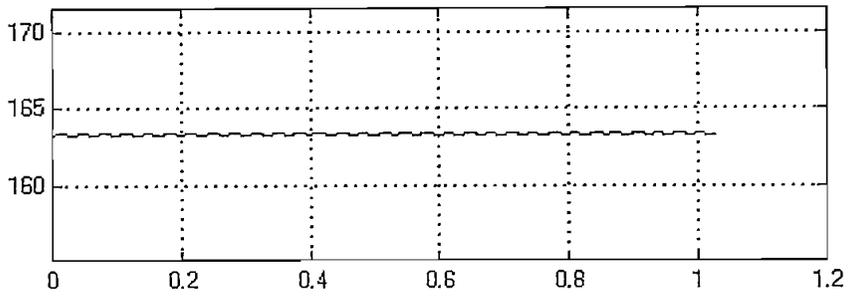


Figura 3.39. Respuesta del control con zona muerta obtenida en Simulink

La respuesta del sistema es precisamente tal como se la predijo en el análisis con la función descriptiva, es decir, el sistema es estable.

3.4.1.4. Respuesta en el tiempo utilizando un control on-off con histéresis.

A continuación se presentan los resultados obtenidos:

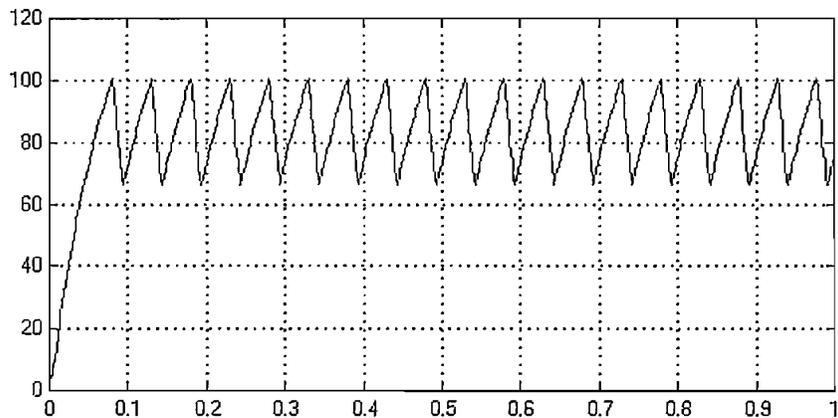


Figura 3.40. Respuesta del control on-off con histéresis obtenida en Simulink

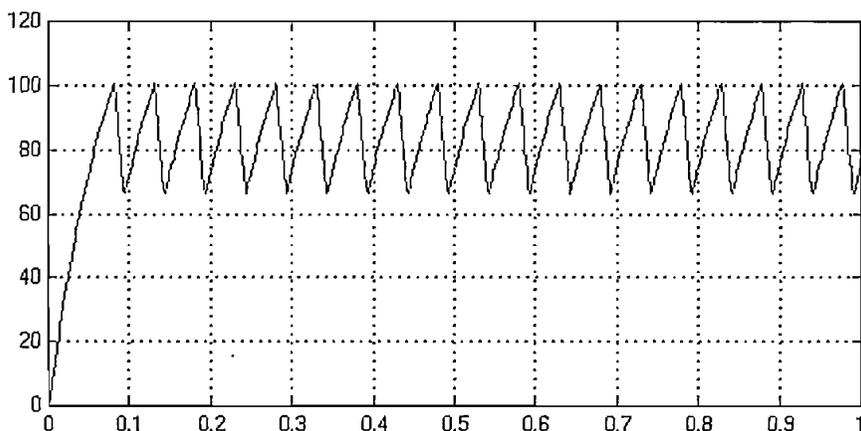


Figura 3.41. Respuesta del control on-off con histéresis obtenida en Simulink

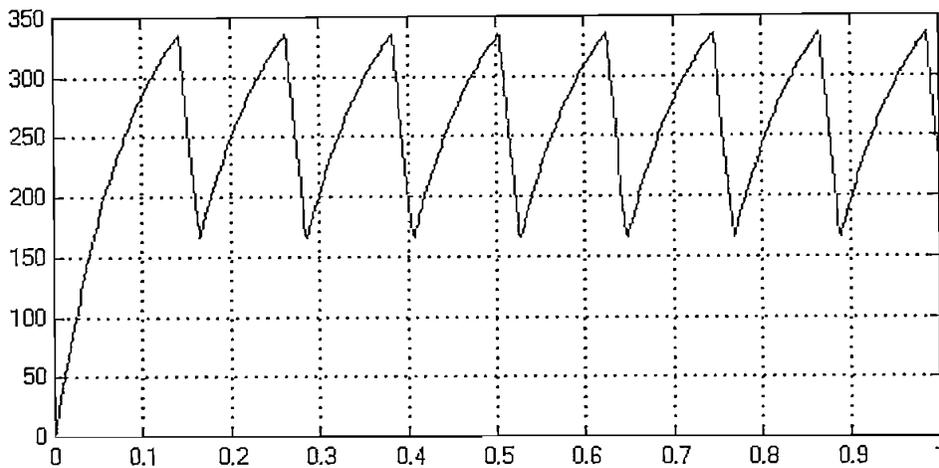


Figura 3.42. Respuesta del control on-off con histéresis obtenida en Simulink

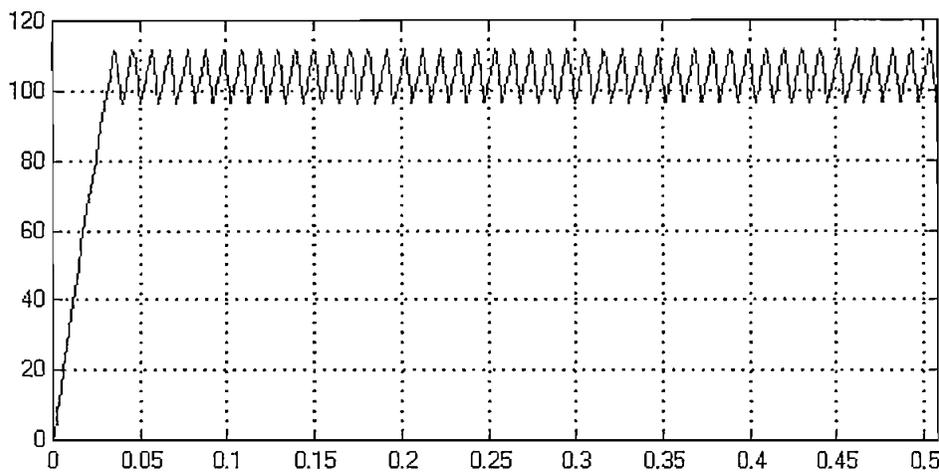


Figura 3.43. Respuesta del control on-off con histéresis obtenida en Simulink

Como se puede ver en la salida del sistema se presentan oscilaciones sostenidas correspondientes a los ciclos límites generados por la no-linealidad. Se puede ver en las figuras 3.40 a la 3.43, que la frecuencia y la amplitud dependen de los parámetros M y h .

3.4.2. Simulación de la respuesta de posición del sistema.

La respuesta en el tiempo de la posición se obtiene utilizando como función de transferencia la expresión 3.10:

$$\frac{\theta(s)}{V_a(s)} = G(s) = \frac{K}{s(1+sT_1)(1+sT_2)}$$

El valor de la ganancia en el lazo de realimentación es de 0.0098 el cual nos permite reducir el nivel de voltaje al rango -5 a $5V$ para su respectiva comparación con la señal de referencia.

A continuación se obtendrá la respuesta en el tiempo para el control de posición asignando diversos valores a los parámetros h y M en cada una de las no linealidades.

3.4.2.1. Respuesta en el tiempo utilizando un control on-off.

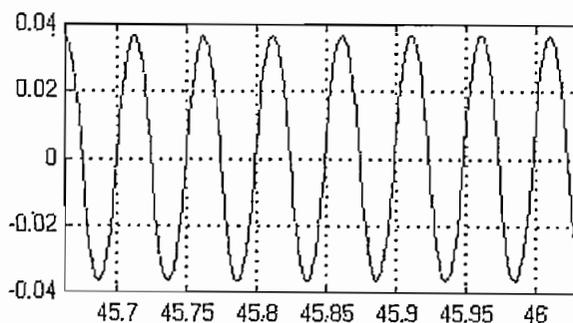


Figura 3.44. Respuesta del control on-off obtenida en Simulink

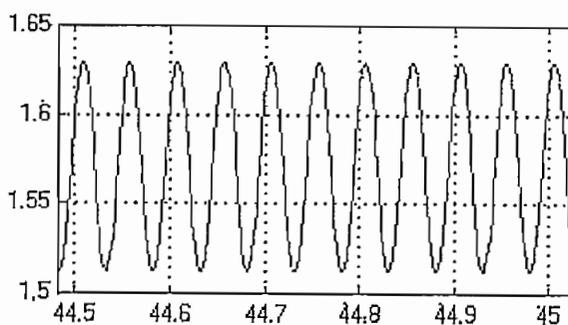


Figura 3.45. Respuesta del control on-off obtenida en Simulink

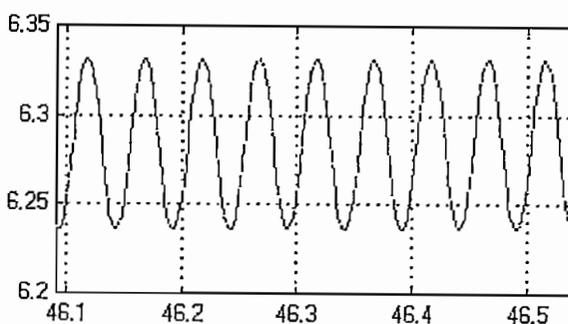


Figura 3.46. Respuesta del control on-off obtenida en Simulink

De manera esperada, el sistema presenta oscilaciones de frecuencia constante para cualquier valor de M . Se puede ver que la amplitud de dichas oscilaciones sí depende del parámetro M .

3.4.2.2. Respuesta en el tiempo utilizando un control con saturación.

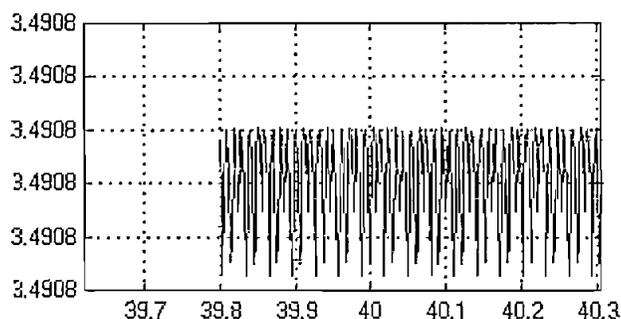


Figura 3.47. Respuesta del control con saturación obtenida en Simulink

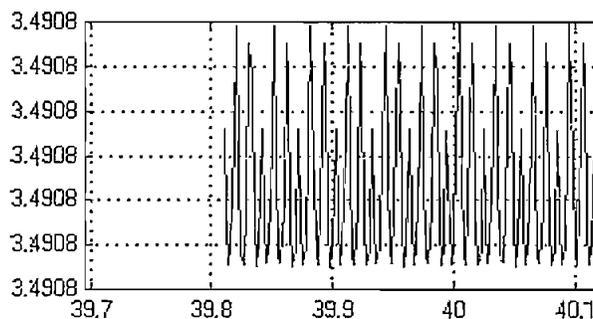


Figura 3.48. Respuesta del control con saturación obtenida en Simulink

Para el control con saturación se tiene que la respuesta del sistema es estable tal como lo indica las figuras 3.47 y 3.48

3.4.2.3. Respuesta en el tiempo utilizando un control con zona muerta.

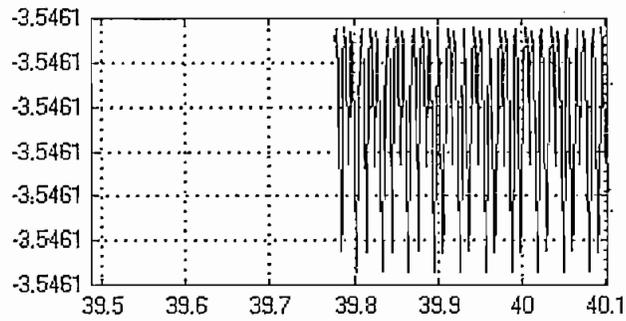


Figura 3.49. Respuesta del control con zona muerta obtenida en Simulink

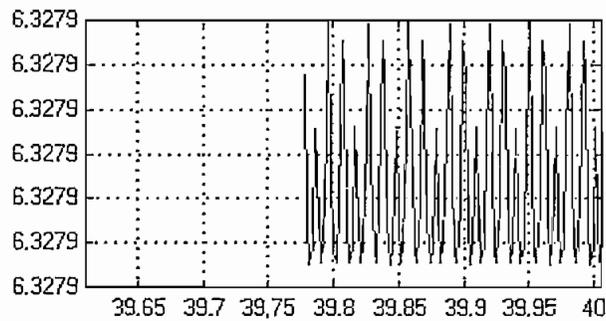


Figura 3.50. Respuesta del control con zona muerta obtenida en Simulink

De igual manera se tienen que el comportamiento del sistema es estable para los valores de M y h establecidos para cada una de las figuras. (Figura 3.49 y 3.50)

3.4.2.4. Respuesta en el tiempo utilizando un control on-off con histéresis.

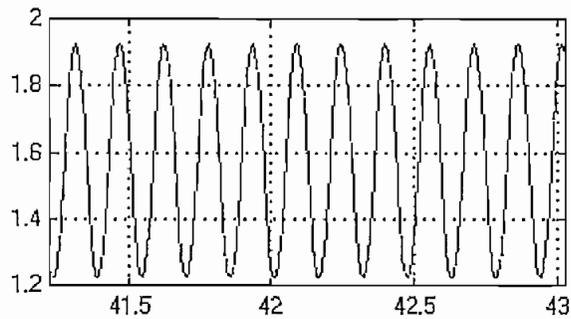


Figura 3.51. Respuesta del control on-off con histéresis obtenida en Simulink

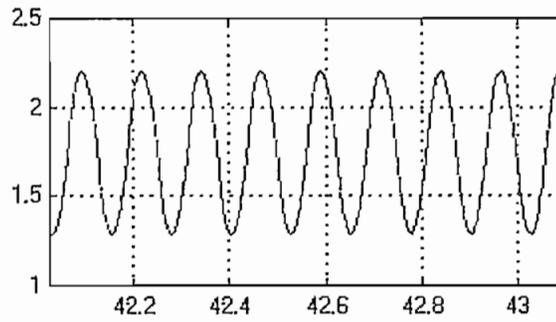


Figura 3.52. Respuesta del control on-off con histéresis obtenida en Simulink

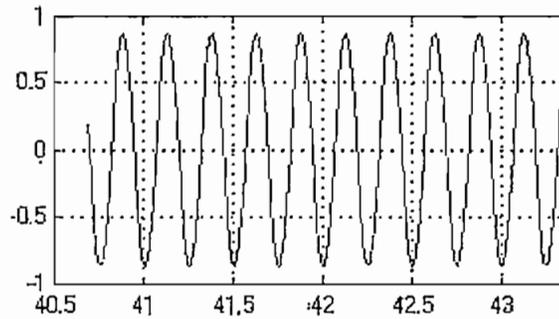


Figura 3.53. Respuesta del control on-off con histéresis obtenida en Simulink

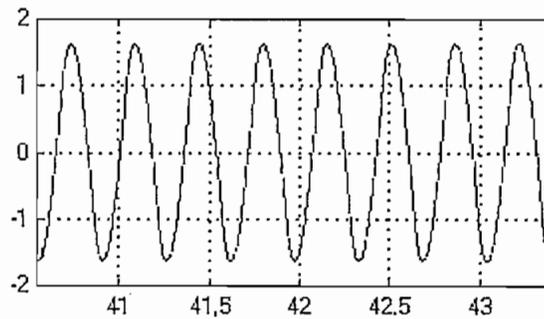
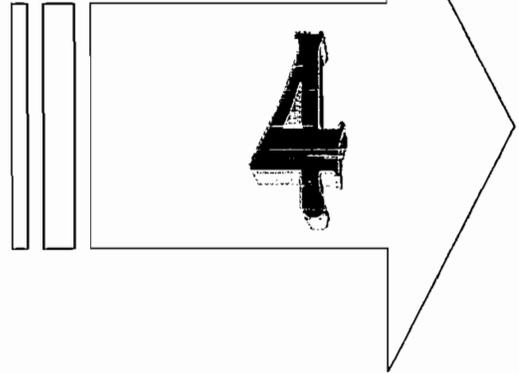


Figura 3.54. Respuesta del control on-off con histéresis obtenida en Simulink

En este control con histéresis se puede notar que tanto la frecuencia como la amplitud de los ciclos límites depende de los parámetros M y h . De esta manera tenemos que para valores más grandes de h se obtiene un incremento en la amplitud de las oscilaciones, así como una reducción de la frecuencia de las mismas.

Finalmente, los resultados obtenidos tanto en el análisis mediante la función descriptiva como los obtenidos de la simulación serán utilizados posteriormente para compararlos con los resultados que se obtengan de la parte práctica y así determinar las conclusiones finales sobre el desarrollo de esta tesis.

Capítulo



Alternativas de control No-Lineal
para el sistema Motomatic MCSL 100

DISEÑO DE SOFTWARE

Y HARDWARE

4.1. DISEÑO DEL HARDWARE

Para el desarrollo del hardware a implementarse, y basándose en el diagrama de bloques del sistema de control general (figura 2.3); se puede desarrollar el esquemático particular que se implementará con el objetivo de controlar el sistema MCSL 100 y se lo puede apreciar en la figura 4.1.

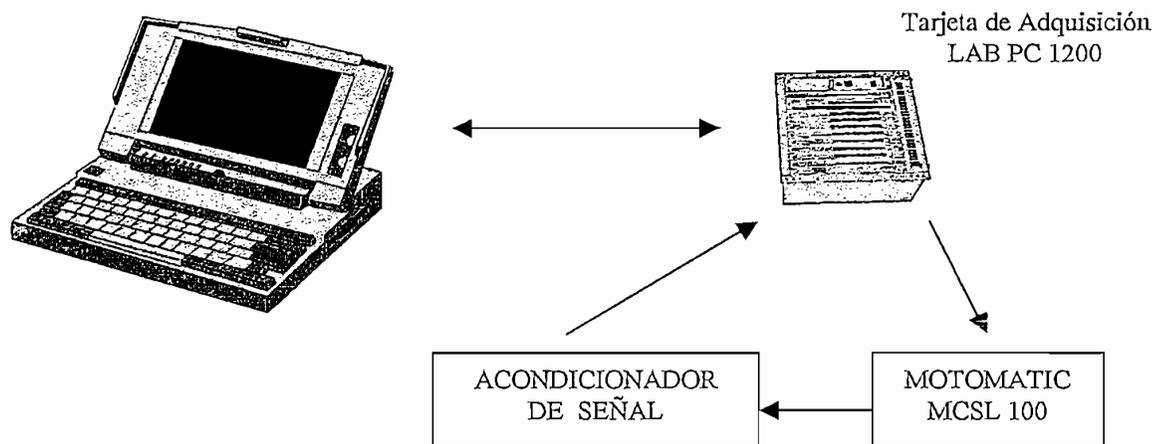


Figura 4.1. Esquema del sistema de control a implementarse.

Como se puede apreciar en la figura 4.1, aparte de la planta que consiste esencialmente del sistema Motomatic, se puede observar la presencia de un computador, en el cual se programará el control de la planta y que será tratado en el punto 4.2 de este capítulo; en este punto interesa de sobremanera el conjunto conformado por los sensores tanto de posición como de velocidad, la tarjeta de adquisición de datos y el bloque denominado "acondicionador de señal".

Antes de proceder a la parte relacionada con el diseño de los acondicionadores de señal es importante mencionar las características que posee la tarjeta de adquisición de datos.

4.1.1. Tarjeta de Adquisición de Datos LAB PC 1200

La tarjeta de *adquisición de datos* (DAQ) LAB-PC-1200 /AI posee canales de entrada y salida tanto analógicos como digitales. Debido a la naturaleza de las señales que nos proporcionan los sensores, se van a utilizar canales de entrada y salida analógicos los cuales tiene las siguientes características de operación:

4.1.1.1. Características de la tarjeta.

Entrada Analógica:

Número de canales	Ocho canales de entrada simple, ocho seudo diferenciales o cuatro diferenciales, seleccionables por software.		
Resolución	12 bits		
Taza máxima de muestreo	100 kS/s en un solo canal		
Rangos de señal de entrada		Rango	
	Ganancia	±5 V	0 a 10 V
	1	±5 V	0 a 10 V
	2	±2.5 V	0 a 5 V
	5	±1 V	0 a 2 V
	10	±500 mV	0 a 1 V
	20	±250 mV	0 a 500 mV
	50	±100mV	0 a 200 mV
	100	±50 mV	0 a 100 mV
Protección de sobrevoltaje	±35 V cuando está encendida, ±25 V cuando esta apagada.		

Tabla 4.1. Características de las entradas analógicas

Salida analógica:

Número de canales	Dos canales
Resolución	12 bits
Taza típica de actualización	1kS/s, dependiendo del sistema
Rango de salida	±5 V, 0 a 10 V, seleccionable por software
Impedancia de salida	0.2 Ω typ
Corriente que maneja	±2 mA
Protección	Cortocircuito a tierra

Tabla 4.2. Características de las salidas analógicas.

Características del amplificador:

Impedancia de entrada	100 GΩ en paralelo con 50 pF
Corriente de entrada	±100 pA
Corriente offset de entrada	±100 pA
RRMC	70 dB

Tabla 4.3. Características del amplificador operacional.

La figura 4.2 nos indica el amplificador de instrumentación que posee la tarjeta DAQ 1200.

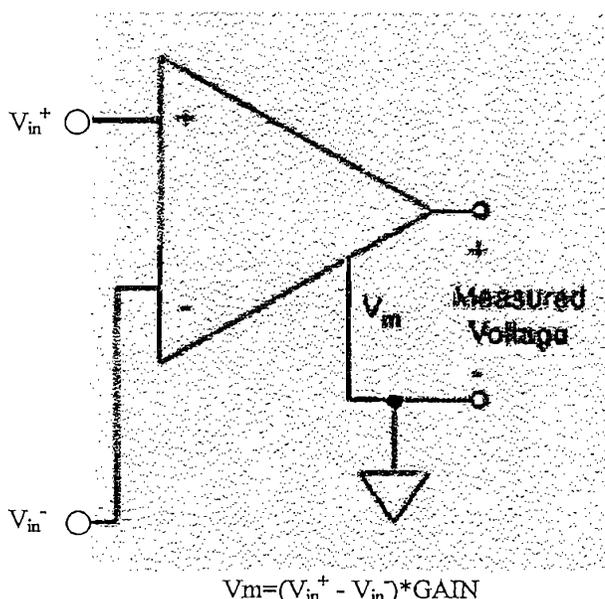


Figura 4.2. Amplificador de Instrumentación de la serie 1200

Esta tarjeta permite además adquirir dos tipos de señales: de referencia flotante y referenciadas a tierra. Con este objetivo es posible configurar (por software) la tarjeta en tres modos distintos: DIFF, RSE y NRSE.

4.1.1.2. Modos de Operación.

Modo diferencial. (DIFF)

Permite adquirir el voltaje diferencial entre dos fuentes distintas conectadas a 2 canales de entrada analógicos (ACH0 y ACH1); donde la una señal va conectada a la entrada no inversora del amplificador de instrumentación y la otra señal a la entrada inversora del amplificador. Como se indica en la figura 4.3.

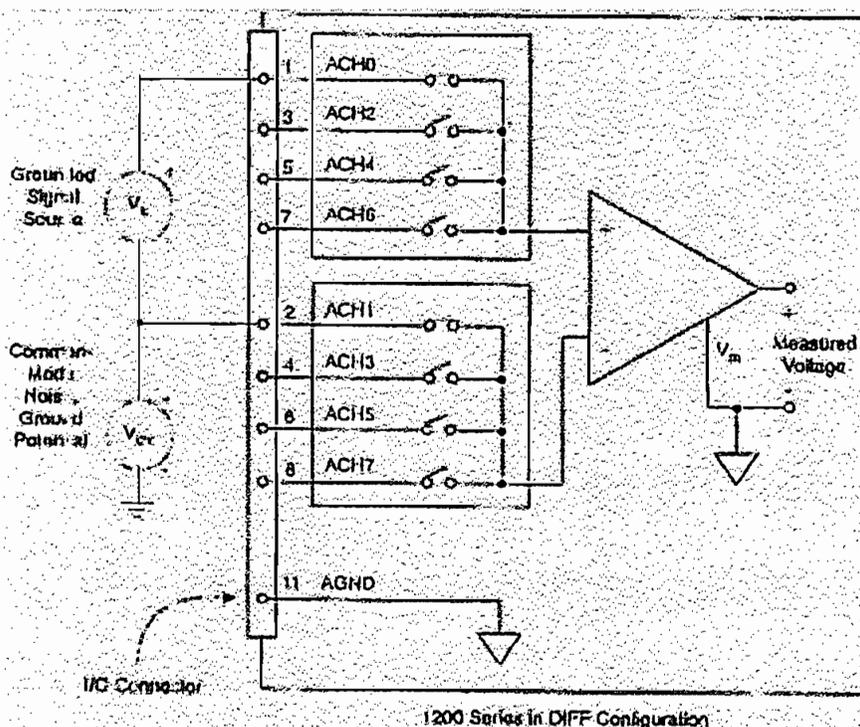


Figura 4.3. Tarjeta LAB-1200 en configuración diferencial.

Modo de conexión para señales referenciadas a tierra. (NRSE)

Conecta la señal a ser medida a la entrada no inversora del amplificador de instrumentación y la entrada inversora del mismo se conectará a la tierra local del sistema (AISENSE/AIGND); mas no a la referencia de la tarjeta LAB PC 1200 (AGND). Véase figura 4.4.

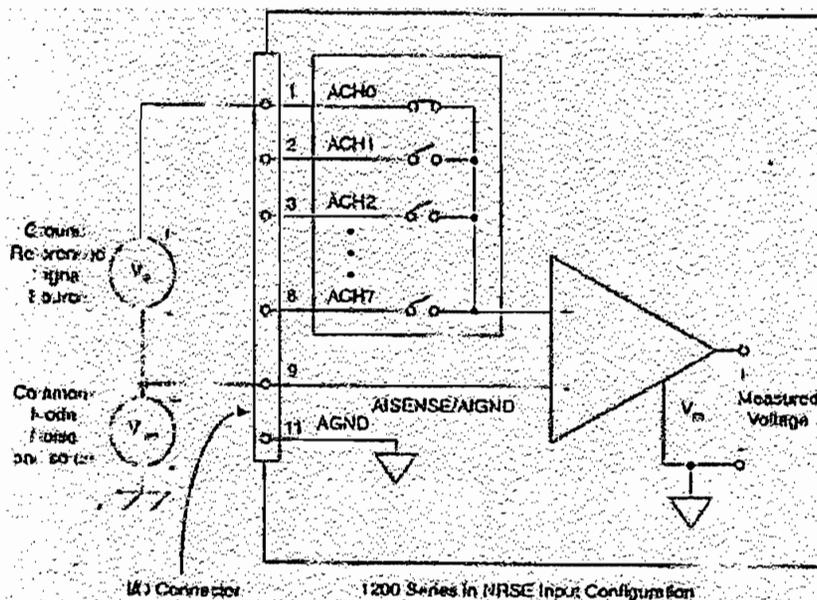


Figura 4.4. Configuración para entrada NRSE

Modo de conexión para señales flotantes. (RSE)

Conecta la señal a ser medida a la entrada no inversora del amplificador de instrumentación y la entrada inversora del mismo se conectará a la referencia de la señal flotante(AISENSE/AIGND) y a la vez a la referencia general de la tarjeta DAQ 1200 (AGND). Según se indica en la figura 4.5.

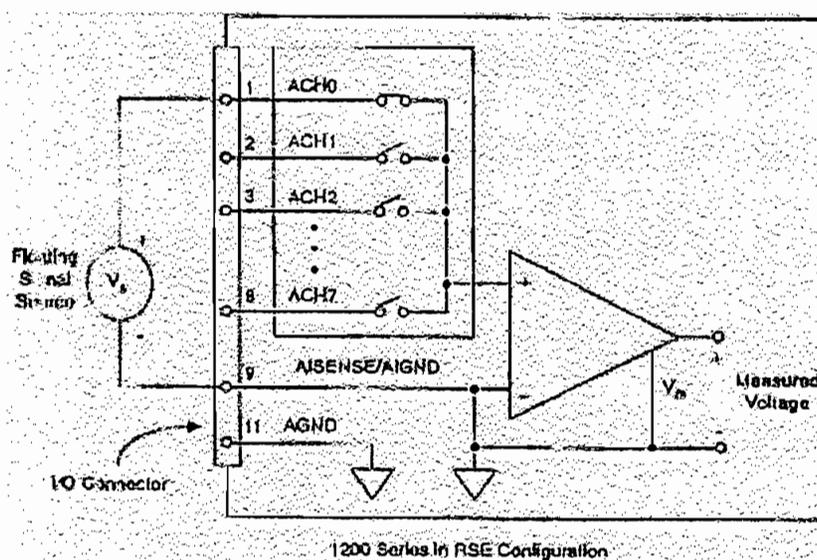


Figura 4.5 Tarjeta DAQ en configuración RSE

La figura 4.6 nos muestra la manera apropiada para la hacer la conexión de la salida analógica de la tarjeta.

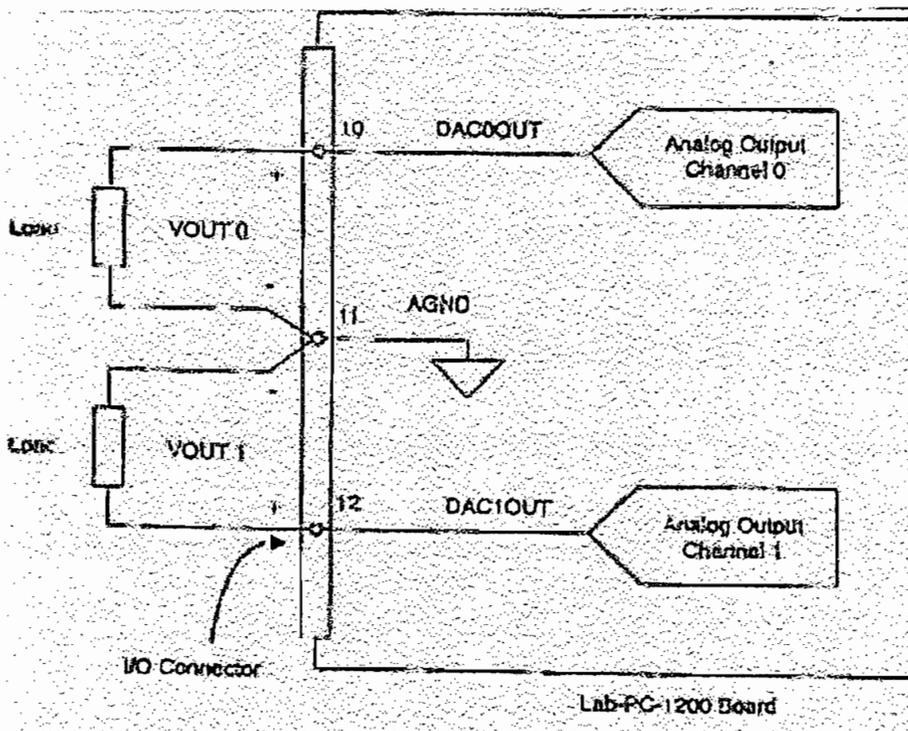


Figura 4.6. Conexiones para la salida analógica.

4.1.2. Diseño de los acondicionadores de señal.

En este punto se procederá al análisis de las señales que se obtienen para definir el correcto acondicionamiento de la señal de entrada a la tarjeta de adquisición de datos.

4.1.2.1. Acondicionamiento de la señal de velocidad.

Ahora bien, si se toma en cuenta la señal que proporciona el sensor de velocidad, el cual provee un rango de voltaje de -62 V a 62 V para un rango de velocidad de -4000 a 4000 r.p.m., entonces para poder adquirir la señal de entrada correspondiente a la tarjeta DAQ LAB PC 1200 en un rango de $\pm 5\text{ V}$, es necesario reducir el nivel del voltaje del sensor. Para conseguir esto se implementará un divisor de tensión, como el que se indica en la figura 4.7.

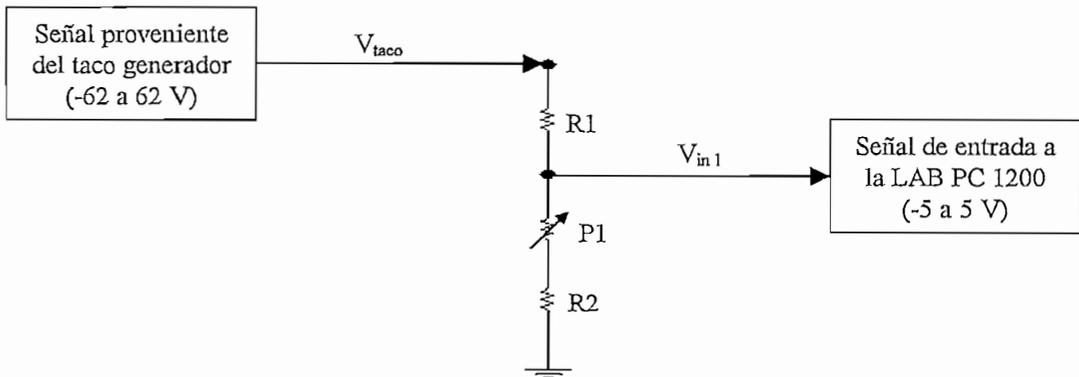


Figura 4.7. Acondicionamiento de la señal de velocidad.

La expresión correspondiente a este divisor de tensión es:

$$V_{in1} = \frac{R_2 + P_1}{R_1 + R_2 + P_1} V_{taco} \quad (4.1)$$

El objetivo del potenciómetro que se muestra el esquema es el de permitir una calibración más exacta de los niveles de voltaje máximos que se pretenden obtener; es decir, con esto se logra que a -4000 r.p.m. se obtenga -5 V y a 4000 r.p.m. sus respectivos 5 V. Mediante los siguientes cálculos se obtendrán el valor de las resistencias a utilizarse:

Tomando en cuenta las siguientes condiciones:

para: $V_{taco} = 62$ V, se debe tener: $V_{in1} = 5$ V;

para: $V_{taco} = 0$ V, se debe tener: $V_{in1} = 0$ V; y,

asumiendo $R_1 = 56$ k Ω

Se tiene:

$$5 = \frac{R_2 + P_1}{56k + R_2 + P_1} 62$$

$$4516 + \frac{5(R_2 + P_1)}{62} = (R_2 + P_1)$$

$$(R_2 + P_1) = \frac{4516}{0.919} = 4.912k \quad (4.2)$$

Considerando la expresión 4.2 puede asumirse los siguientes valores de R_2 y P_1 :

$$R_2 = 3.9 \text{ k}\Omega, \text{ y } P_1 = 1.5 \text{ k}\Omega$$

4.1.2.2. Acondicionamiento de la señal de posición.

De igual manera el sensor de posición nos provee una señal entre -20 y 20 V, para un rango de posición entre -170 y 170 grados. El circuito de la figura 4.8 nos permitirá obtener los niveles de entrada requeridos por la tarjeta LAB PC 1200.

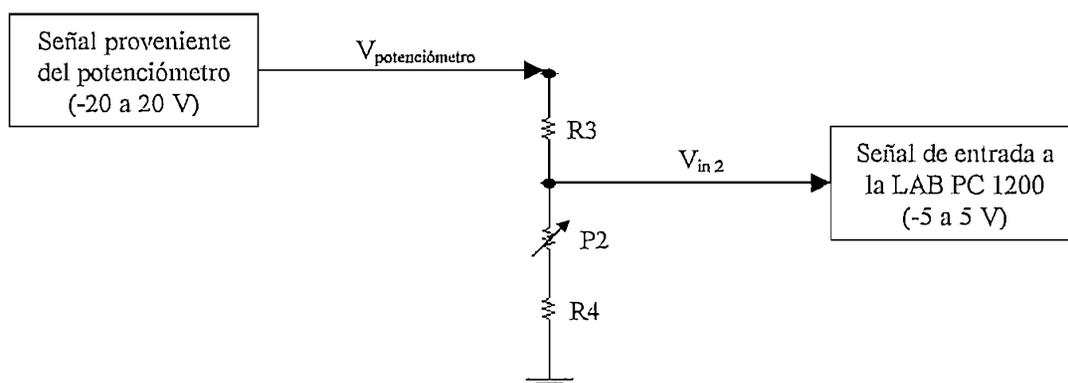


Figura 4.8. Acondicionamiento de la señal de velocidad.

Tomando en cuenta las siguientes condiciones:

para: $V_{\text{potenciómetro}} = 20\text{V}$, se debe tener: $V_{\text{in}1} = 5\text{V}$;

para: $V_{\text{potenciómetro}} = 0\text{V}$, se debe tener: $V_{\text{in}1} = 0\text{V}$; y,

asumiendo $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$

Se tiene:

$$5 = \frac{R_4 + P_2}{15\text{k} + R_4 + P_2} 20$$

$$3750 + \frac{5(R_4 + P_2)}{20} = (R_4 + P_2)$$

$$(R_4 + P_2) = \frac{3750}{0.75} = 5\text{k} \quad (4.3)$$

Considerando la expresión 4.3 puede asumirse los siguientes valores de R_4 y P_2 :

$$R_4 = 4.7 \text{ k}\Omega, \text{ y } P_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

Entonces, una vez que se ha logrado reducir las señales a niveles de $\pm 5 \text{ V}$ se pensaría que para ingresar estas señales a la DAQ LAB PC 1200, se las debería hacer mediante un amplificador operacional en configuración seguidor de emisor, para evitar efectos de carga y etc.; pero al fijarse en la figura 4.2 la cual indica el amplificador de instrumentación que posee la tarjeta de adquisición y al observar sus características de operación (tabla 4.3); se puede llegar a la conclusión que no es necesaria la presencia de este seguidor de emisor, sino más bien hay que tener mucho cuidado en las conexiones de las señales tanto de entrada como de salida a la tarjeta de adquisición de datos LAB PC 1200.

4.1.2.3. Selección del modo de operación de la tarjeta de adquisición de datos.

Si se observa la figura 4.6, podemos ver la forma de conexión de la señal de salida analógica de la tarjeta, donde la carga a la que hace referencia el esquema, no es más la entrada del sistema Motomatic MCSL 100. Entonces se puede observar claramente; primero, que la corriente requerida por la entrada del MCSL 100 es muy baja ya que a la entrada del mismo está presente un amplificador operacional (véase figura 3.xx), razón por la cual esta corriente estará dentro de los parámetros de operación de la salida analógica de la tarjeta de adquisición ($\pm 2 \text{ mA}$). Segundo, que el terminal de referencia de la señal de salida es AGND, que debería ser el mismo que el terminal de referencia del sistema Motomatic, por lo que es indispensable utilizar la configuración RSE (véase figura 4.5), la cual nos permite hacer que AGND sea la misma que AIGND, donde AIGND vendría a ser la referencia del sistema MCSL 100. Con esto se evita tener niveles de voltaje flotantes que podrían ocasionar cortocircuitos, previniendo de esta manera daños tanto a la tarjeta DAQ 1200 como al sistema Motomatic MCSL 100.

Para terminar, en la figura 4.1 el bloque identificado como acondicionador de señal, esta constituido por una tarjeta que se detalla en el esquemático de la figura 4.9.

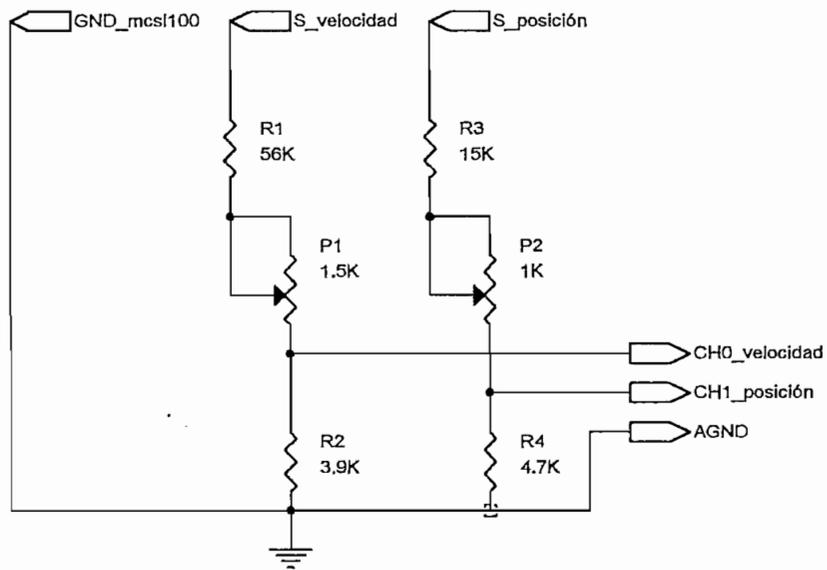


Figura 4.9. Esquemático del circuito acondicionador a implementarse.

4.2. DISEÑO DEL SOFTWARE

Ya que uno de los objetivos es el de realizar el control en tiempo real, es indispensable que todo, o en su mayor parte, el proceso computacional sea realizado por un lenguaje de rápida ejecución y de fácil programación, cualidades que están presentes en el lenguaje C++. Además, como se mencionó en el punto 4.1, se dispone de la tarjeta de adquisición de datos LAB-1200 que interactúa con el programa LabView.

Entonces, basándose en estos dos programas, se puede diseñar el software que permita hacer el control del sistema MCSL 100. La figura 4.10 indica el esquema general del software a implementarse.

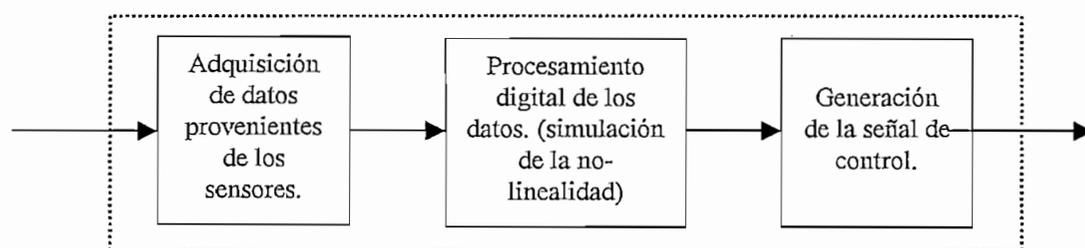


Figura 4.10. Esquema general del software a desarrollarse.

Como se puede apreciar, consta de tres etapas bien definidas; la primera que consiste en la adquisición de datos provenientes de los sensores de posición y velocidad, y la tercera que es la generación de la señal de control, pueden realizarse de manera muy sencilla con la ayuda de las librerías (VI's) disponibles en el programa LabView. Mientras que, la segunda etapa que es la simulación de la no-linealidad se la realizará en C++.

Una característica muy importante que presenta el LabView, es que permite ejecutar funciones definidas dentro de una librería dinámica (DLL) compilada en lenguaje C; es decir, cuando se está ejecutando el programa LabView, este permite hacer llamadas a programas en lenguaje C el cual ejecutará todas sus instrucciones en un lenguaje de bajo nivel a una velocidad de procesamiento bastante alta y devolverá un valor de retorno al LabView para continuar con su proceso. Gracias a esta propiedad de interacción entre LabView y C, se pueden programar todas las no linealidades a simularse de manera más fácil y más rápida en lenguaje C.

4.2.1. Programación en LABVIEW.

Las figuras 4.11 y 4.12, indican la forma de adquirir datos y generar señales, respectivamente, mediante la tarjeta DAQ LAB PC 1200.

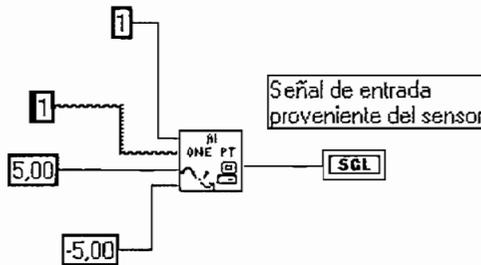


Figura 4.11. Adquisición de datos utilizando la tarjeta LAB PC 1200.

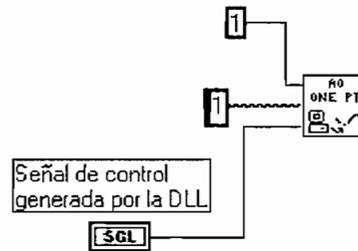


Figura 4.12. Salida de datos utilizando la tarjeta LAB PC 1200.

Como se puede ver en las figuras anteriores, LabView permite un fácil manejo de la tarjeta de adquisición de datos ya que se hallan desarrollados VI's que hacen estas operaciones más sencillas. De esta manera tenemos, en la figura 4.11 un subVI que permite la adquisición de datos en los cuales se define: Dispositivo utilizado, entrada analógica utilizada y rango de voltaje de la señal de entrada. De igual manera, en la figura 4.12 se tiene un subVI que despliega en la salida analógica el valor entregado por la librería dinámica.

El otro punto importante en la programación en LabView es la interacción con la librería DLL. Este punto se desarrollará en detalle en el punto 4.2.3.

4.2.2. Programación en lenguaje C.

Para la creación y compilación de las librerías DLL's a utilizarse, se utilizará el Programa Visual C++ 5.0. Visual C++ es un programa orientado a objetos, el cual permite definir clases y funciones dentro de un programa; es decir, dentro de una librería se pueden definir funciones, que actuarán independientemente una de la otra cuando estas sean llamadas.

Para este caso se crearán dos librerías diferentes con cuatro funciones definidas dentro de cada una de ellas, la primera librería DLL será para realizar el control de velocidad y la otra para el control de posición. Las cuatro funciones definidas en cada una de las librerías serán las correspondientes a las no linealidades on-off, saturación, zona muerta e histéresis.

En la figura 4.13 se puede ver que la simulación de la no-linealidad, tanto para el control de posición como para el de velocidad son exactamente iguales, la única diferencia es la naturaleza de la señal de error, razón por la cual la implementación del algoritmo en C++ del sistema de control será muy semejante para ambos casos.

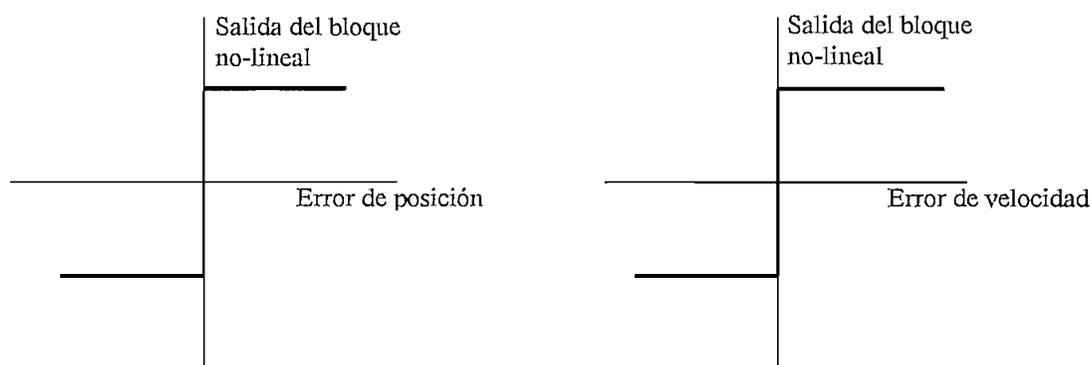


Figura 4.13. Operación del bloque no-lineal.

De esta manera tenemos que los diagramas de flujo que se presentan a continuación de cada uno de los algoritmos implementados es el mismo tanto para el control de velocidad como para el de posición, la única diferencia son algunas consideraciones particulares que se hacen para el manejo de las magnitudes de entrada. Así por ejemplo, los valores de referencia fijados para el control de velocidad (-4000 a 4000 rpm) deben ser procesados de manera que sean coherentes con los valores de velocidad adquiridos por la tarjeta LAB PC 1200 (-5 a 5V).

4.2.2.1. Diagramas de flujo.

En primer lugar la figura 4.14 presenta el diagrama de flujo del programa principal implementado en LabView.

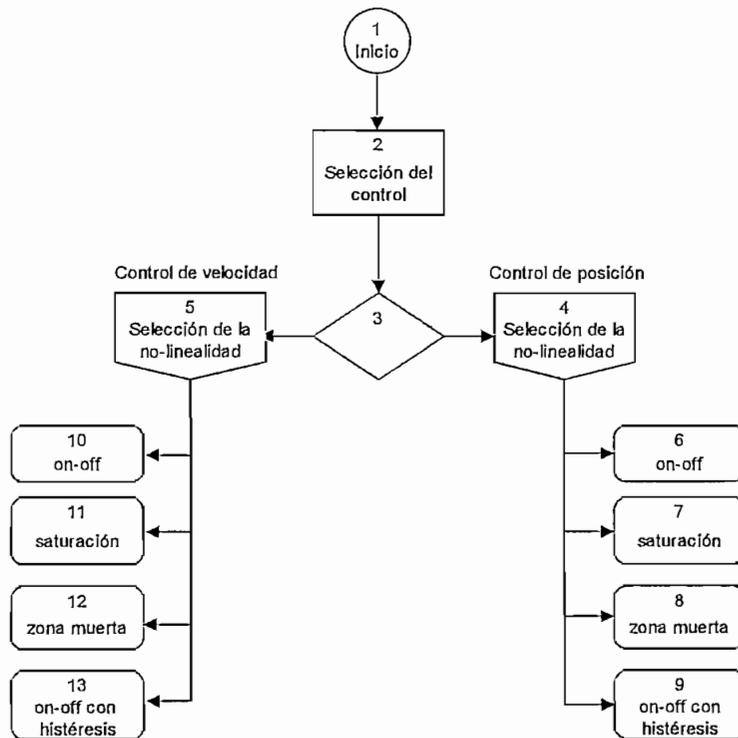
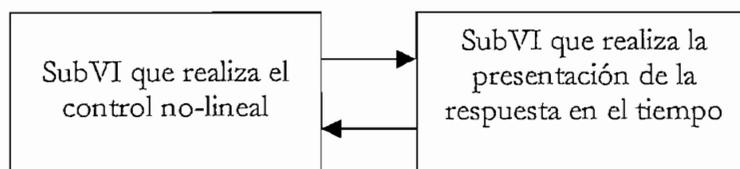


Figura 4.14. Diagrama del programa principal implementado en LabView.

Además, cada uno de los bloques que se encarga del control ya sea de posición o velocidad, puede llamar a un subVI que se encarga de presentar la respuesta en el tiempo que presenta la salida del sistema de control que se halle ejecutando.



A continuación se describen los diagramas de flujo de los algoritmos que se encargan de simular el bloque no-lineal del sistema de control.

4.2.2.1.1. CONTROL ON-OFF

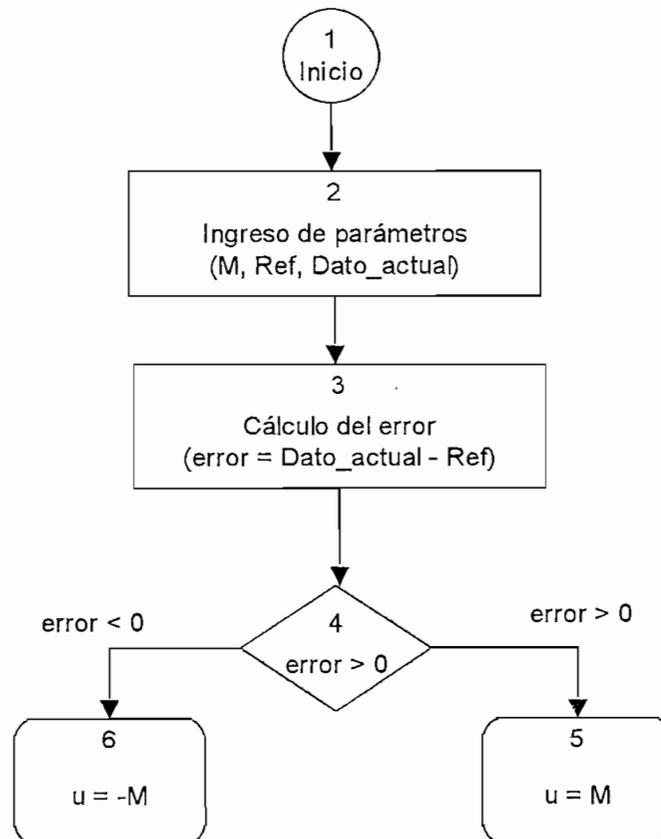


Figura 4.15. Diagrama de flujo que simula la no-linealidad on-off.

4.2.2.1.2. CONTROL CON SATURACIÓN

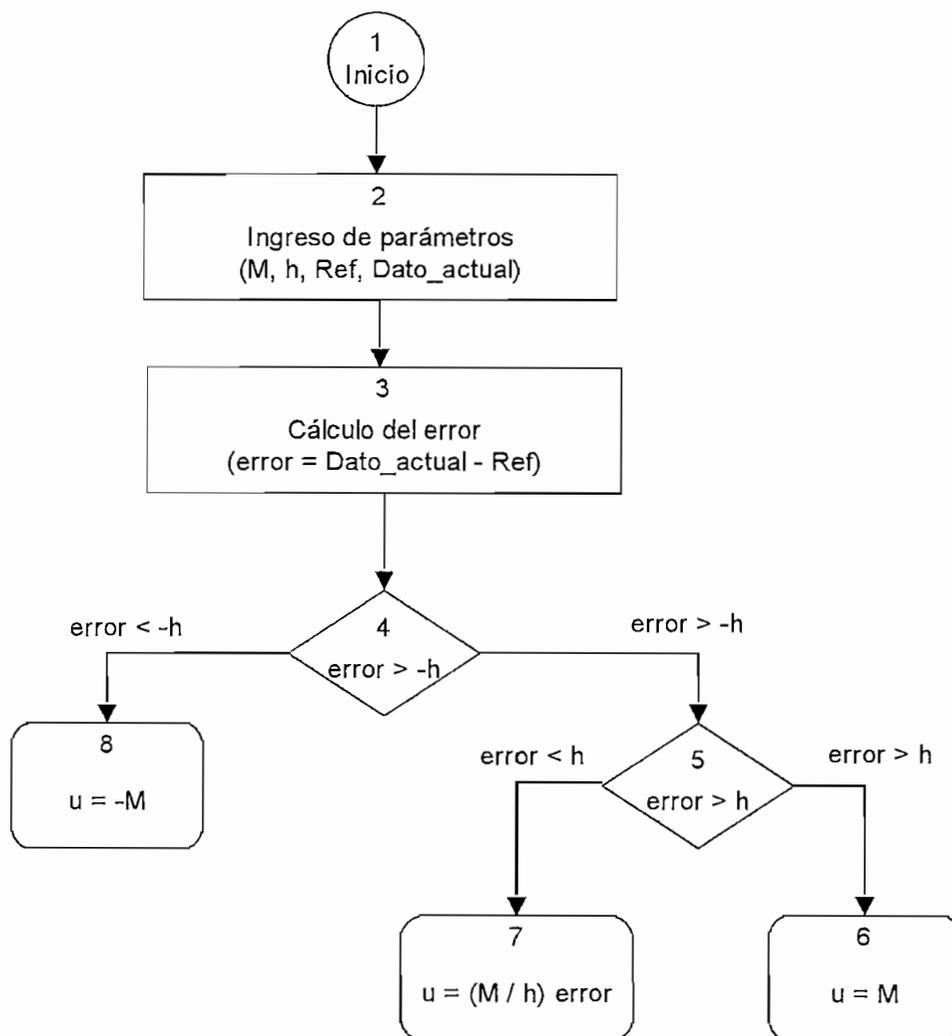


Figura 4.16. Diagrama de flujo que simula la no-linealidad con saturación

4.2.2.1.3. CONTROL CON ZONA MUERTA

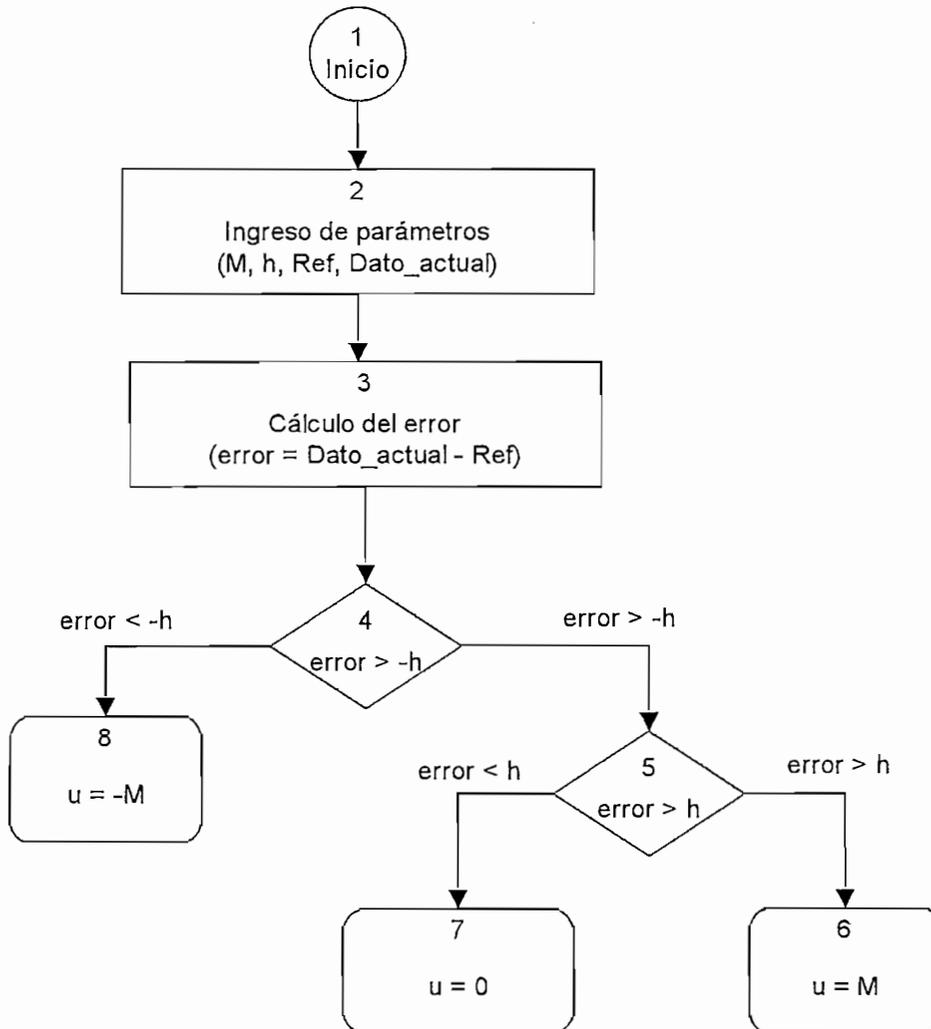


Figura 4.17. Diagrama de flujo que simula la no-linealidad con zona muerta

4.2.2.1.4. CONTROL CON HISTÉRESIS

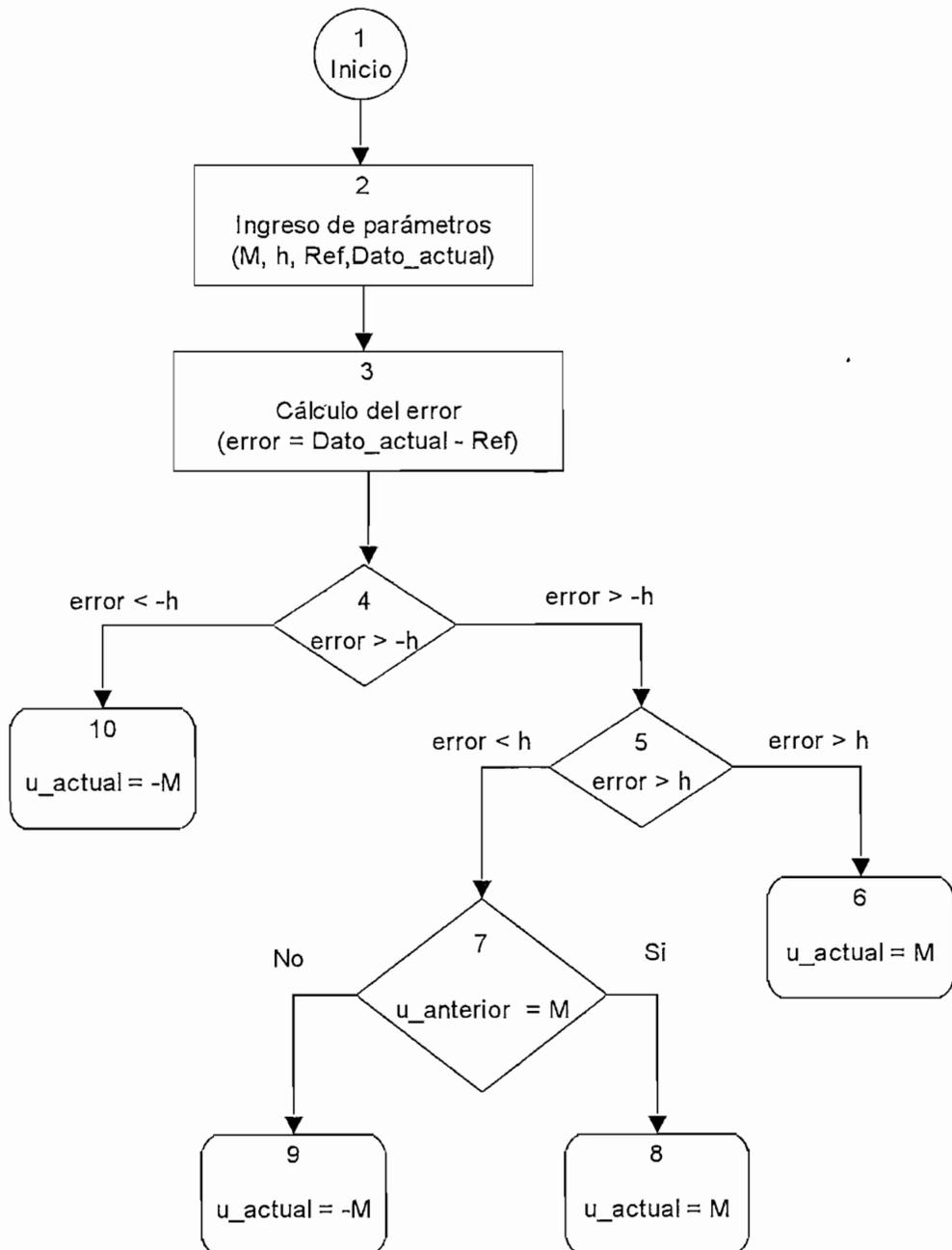


Figura 4.18. Diagrama de flujo que simula la no-linealidad on-off con histéresis

Entonces, en C++ se implementan las rutinas y algoritmos que nos permitan procesar los datos como se indicaron en las figuras 4.15, 4.16, 4.17 y 4.18.

4.2.3. Utilización de librerías dinámicas en LabView.

La figura 4.19 muestra el bloque que ejecuta una DLL desde LabView y la figura 4.20 indica los parámetros a definir para hacer la llamada de una función definida dentro de una librería DLL.

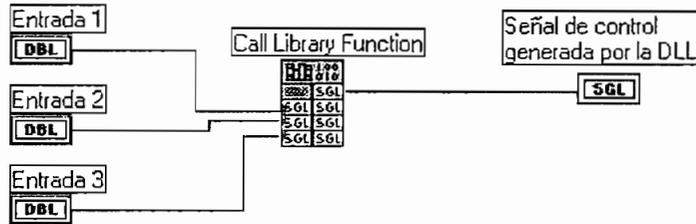


Figura 4.19. Llamada de una librería DLL en LabView.

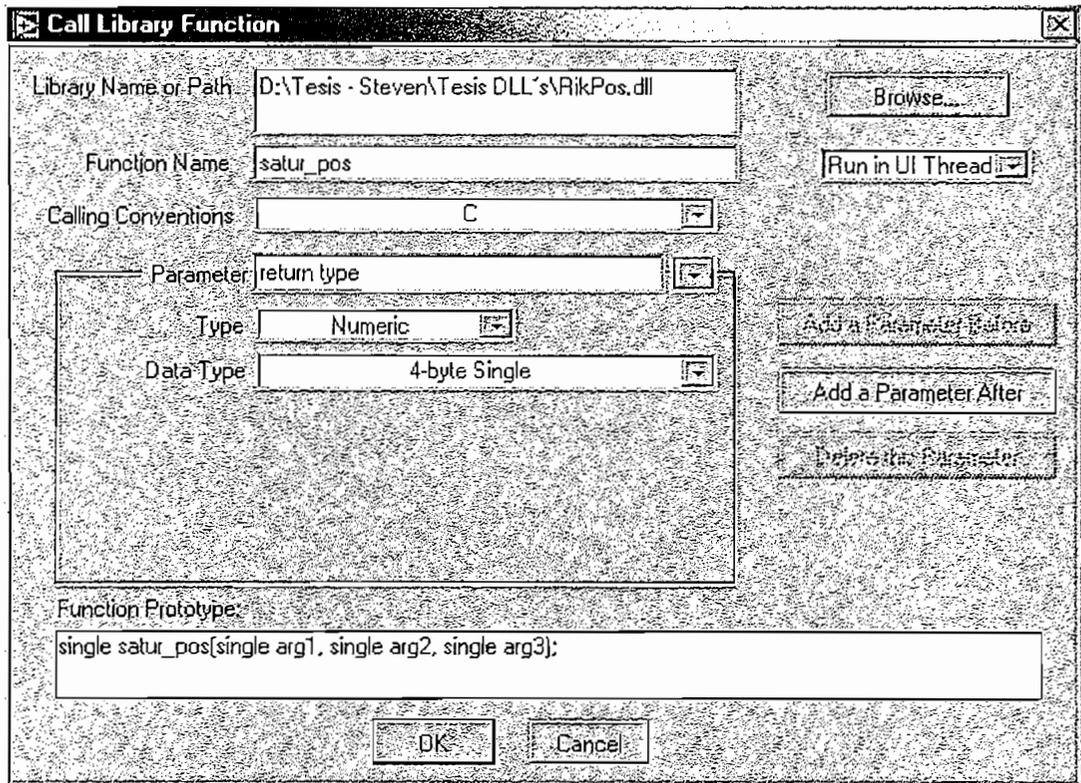


Figura 4.20. Cuadro de diálogo para llamar una DLL.

Como se puede ver en la figura 4.20, para utilizar una librería DLL desarrollada por Visual C++ en LabView es necesario definir el nombre y ubicación de la librería, nombre de la función a ejecutarse, tipo de llamada a realizarse y definir cuantas y que tipo de entradas necesita la función, lo que dependerá de cómo se haya definido a la función en lenguaje C.

Así por ejemplo, se tiene que la librería de nombre RikPos.dll contiene todas las funciones que se encargan de realizar el control de posición, de esta manera se puede ver que el nombre de la función a ejecutarse es satur_pos() que es la encargada de realizar el control no-lineal con saturación. El tipo de llamada a realizarse es C ya que el programa ha sido desarrollado en lenguaje C. Para la ejecución de esta función se han definido tres entradas (arg1, arg2 y arg3), las cuales se pueden ver, también, en el diagrama de la figura 4.19.

De esta manera tenemos que, para el programa destinado a realizar el control, las entradas a la librería DLL serán los parámetros M, h y Valor_referencia, que son las variables que pueden ser manipuladas por el usuario; y además el valor resultante de la adquisición de datos.

Es importante mencionar que las unidades de los diferentes parámetros son:

- ✓ M en *voltios*.
- ✓ h en *voltios*.
- ✓ Valor_referencia en *grados* para el control de posición y *rpm* para el de velocidad.

Capítulo

5

Alternativas de control No-Lineal
para el sistema Motomatic MCSL 100

ANÁLISIS Y COMPARACIÓN

LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.1. RESULTADOS EXPERIMENTALES

A continuación se presentan los resultados obtenidos en la implementación del sistema de control no lineal del sistema Motomatic MCSL 100, así como un análisis del comportamiento de los mismos en función de la variación de los parámetros de las no linealidades utilizadas.

5.1.1. Control de velocidad

A continuación se presenta primero un análisis preliminar sobre los resultados que se pretenden obtener basados en el análisis teórico realizado en el capítulo 3. Luego se presentarán los resultados obtenidos para cada una de las no linealidades aplicadas en el control de velocidad, seguido de un análisis comparativo de los resultados obtenidos en cada no-linealidad basándose en la variación de los parámetros de la misma.

Primeramente, los resultados que se esperan para el control de velocidad en los casos en que se aplica el control: on-off, con saturación y con zona muerta, sean los que posee un sistema estable, es decir, una señal que sigue a la referencia con un tiempo de establecimiento, sobre impulso y error en estado estable relativamente pequeño. Ya que, debido a que el diagrama $-1/N(A)$ para estas tres no-linealidades se hallan sobre el eje horizontal del plano $GH(j\omega)$ y al ser un sistema de tipo 0, mediante el criterio de estabilidad de Nyquist para sistemas no lineales, como el diagrama $G(j\omega)$ no rodea al diagrama $-1/N(A)$ entonces el sistema es estable.

Al contrario, en el control on-off con histéresis existe intersección entre los dos diagramas, razón por la cual se espera que en la respuesta del sistema es inestable y presente ciclos límites.

5.1.1.1. Resultados del control on-off.

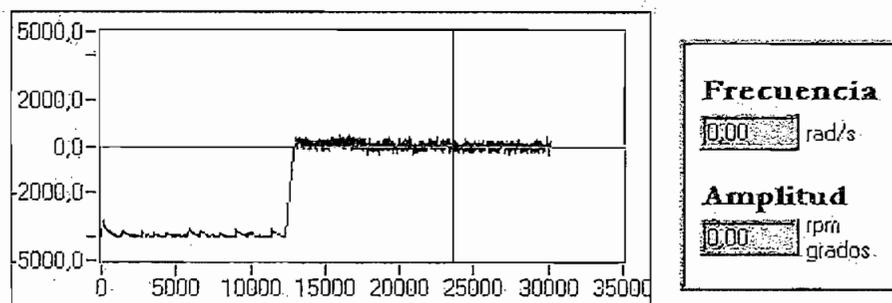


Figura 5.1 Respuesta del control on-off para $M=5$, $ref=0$ rpm

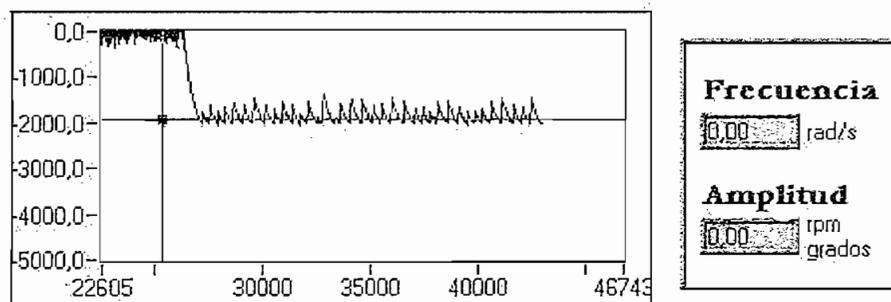


Figura 5.2 Respuesta del control on-off para $M=3$, $ref=-2000$ rpm

Como ya se mencionó anteriormente, y en el capítulo 3, la función de transferencia de velocidad para el Motomatic al ser un sistema tipo 0, no cortará al eje horizontal del plano $GH(j\omega)$ en el mismo que se hallan todos los puntos del diagrama de $-1/N(A)$, razón por la cual se tiene que el sistema de control es estable. (criterio de Nyquist para sistemas no lineales, véase capítulo 2.3.2.4)

En tal razón, se puede apreciar tanto en la figura 5.1 como en la figura 5.2 que la respuesta se estabiliza en el valor de referencia fijado. En la figura 5.2 se puede apreciar la existencia de oscilaciones las que se presentan principalmente debido a la naturaleza de la señal de control ya que se presentan conmutaciones entre un valor de voltaje $-M$ y un valor de voltaje M en intervalos de tiempo muy rápidos y de manera continua, razón por la cual al

presentase un dV/dt bastante pronunciado en cada conmutación se genera distorsión la cual se manifiesta como estas oscilaciones en la salida del sistema.

Conforme a lo anterior, se puede ver que las oscilaciones se incrementan con el incremento del valor del parámetro M .

5.1.1.2. Resultados del control con saturación

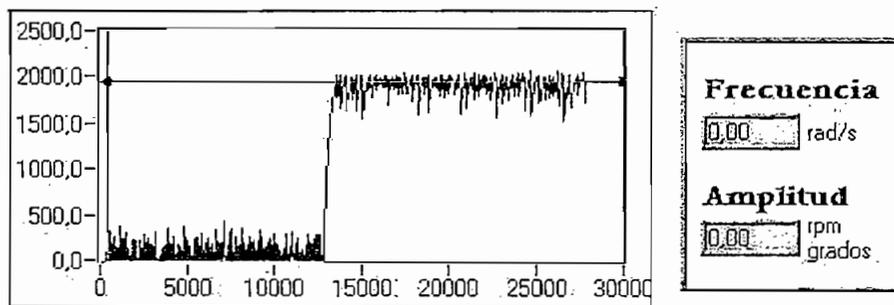


Figura 5.3 Respuesta del control con saturación para $M=3$, $h=0.05$ y $ref=2000$ rpm

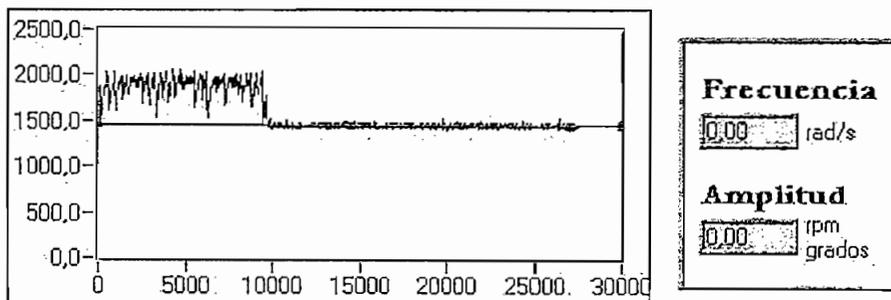


Figura 5.4 Respuesta del control con saturación para $M=3$, $h=1$ y $ref=15000$ rpm

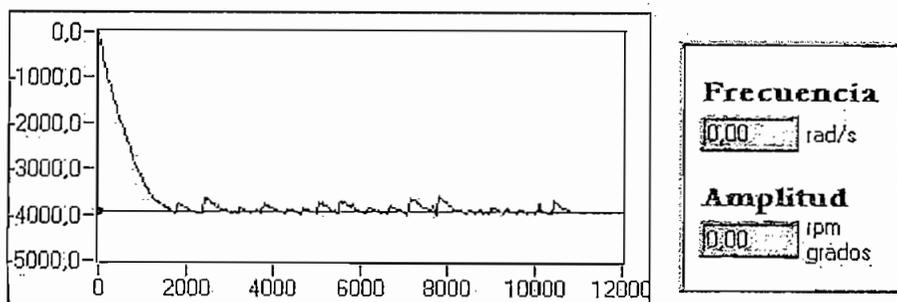


Figura 5.5 Respuesta del control con saturación para $M=5$, $h=0.05$ y $ref=-4000$ rpm

En las figuras 5.3, 5.4 y 5.5 se presenta la respuesta del control utilizando saturación para diferentes valores de los parámetros M y h .

Como se puede ver el sistema es estable para los tres casos. Cabe resaltar la siguiente observación, si se aprecia la amplitud de las oscilaciones presentes en la salida del sistema entre las figuras 5.3 y 5.4 se presenta una considerable reducción en las mismas cuando se incrementa el valor del parámetro h . Gracias a este hecho se corrobora la observación anteriormente planteada respecto a la presencia de estas oscilaciones en el punto 5.1.1.2. Ya que el parámetro h permite manipular la inclinación que posee el dV/dt en las conmutaciones de la señal de salida; de esta manera se tiene que al aumentar el valor de h se reduce el valor que posea dV/dt haciendo que la distorsión producida se reduzca considerablemente y obteniendo así una menor presencia de estas oscilaciones en la salida del sistema.

5.1.1.3. Resultados del control con zona muerta

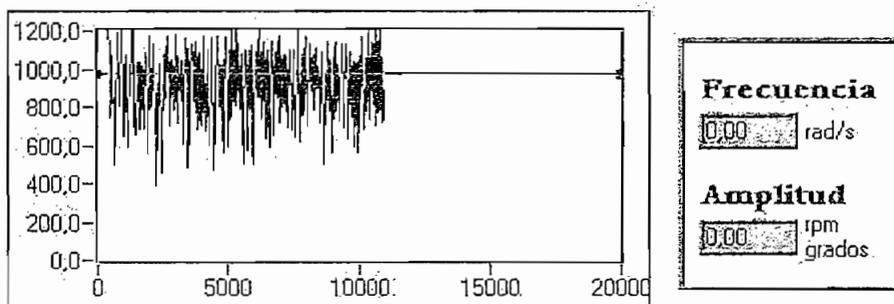


Figura 5.6 Respuesta del control con zona muerta para $M=5$, $h=0.05$ y $ref=1000$ rpm

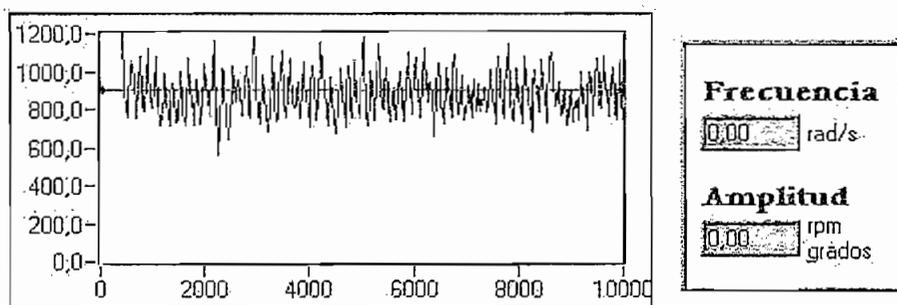


Figura 5.7 Respuesta del control con zona muerta para $M=5$, $h=0.2$ y $ref=1000$ rpm

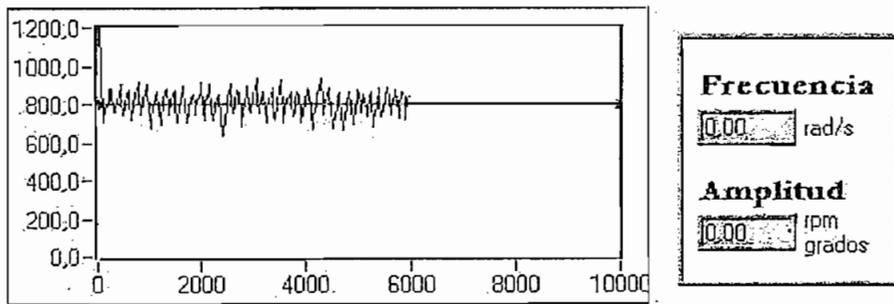


Figura 5.8 Respuesta del control con zona muerta para $M=2$, $h=0.2$ y $ref=800$ rpm

En las figuras 5.6, 5.7 y 5.8 se puede ver la respuesta cuando se aplica el control con zona muerta, que al igual que en los dos casos anteriores, se puede ver la existencia de oscilaciones alrededor del punto de referencia fijado. Este control es muy similar al control on-off con la diferencia que en la señal de control existen dos conmutaciones de alto dV/dt , la primera entre $-M$ y 0 , y la siguiente entre 0 y M . Por lo que los resultados obtenidos son muy semejantes al control on-off cuando se opera con valores de h bastante bajos.

5.1.1.4. Resultados del control on-off con histéresis

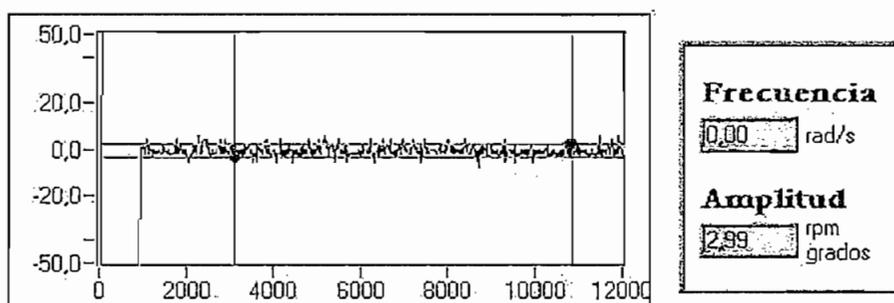


Figura 5.9 Respuesta del control on-off con histéresis para $M=2$, $h=0.2$ y $ref=0$ rpm

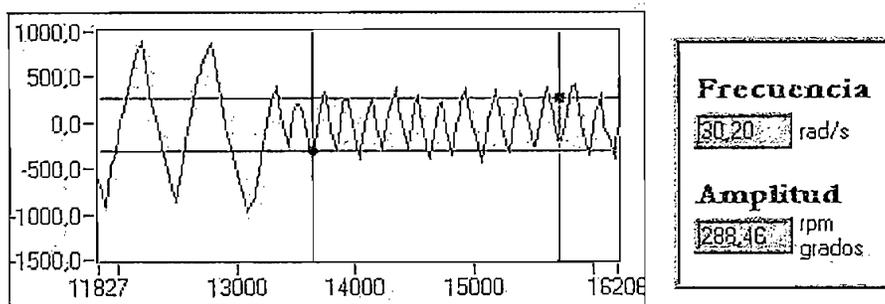


Figura 5.10 Respuesta del control on-off con histéresis para $M=5$, $h=0.2$ y $ref=0$ rpm

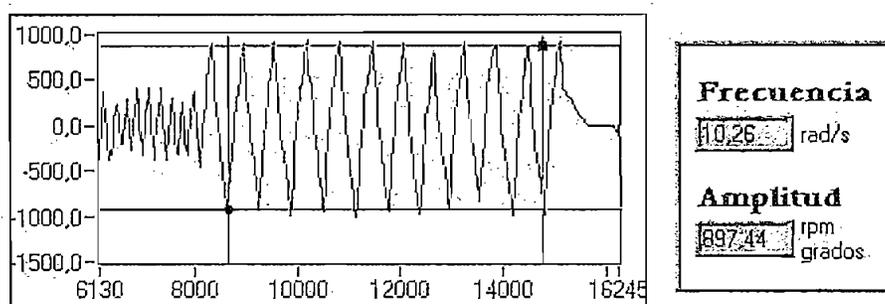


Figura 5.11 Respuesta del control on-off con histéresis para $M=5$, $h=1$ y $ref=0$ rpm

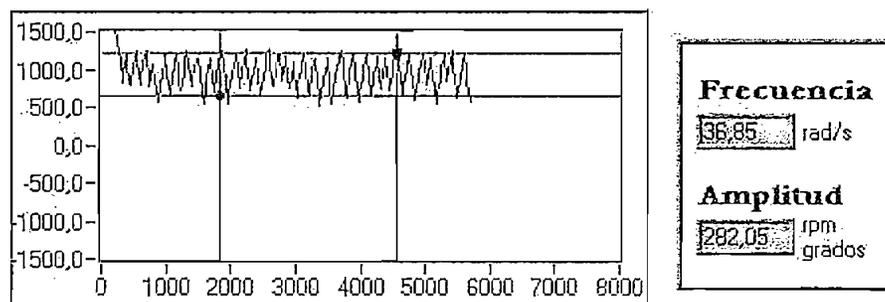


Figura 5.12 Respuesta del control on-off con histéresis para $M=4$, $h=0.08$ y $ref=1000$ rpm

Como se ve en las figuras 5.10, 5.11 y 5.12 las oscilaciones a la salida tienen un comportamiento similar al esperado basándose en los resultados obtenidos de los diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$ y de la simulación. Es decir la amplitud de las oscilaciones aumenta cuando h crece y su frecuencia de oscilación disminuye.

Cabe señalar que en el control de velocidad, sea cual sea la no-linealidad utilizada, se puede producir un error de velocidad si el valor de velocidad de referencia fijada es superior al valor de M que pueda suministrar dicha velocidad. Así por ejemplo, si se fija la velocidad de referencia en 3500 rpm y el valor de M fijado es 2V entonces la salida del sistema de control se estabilizará en 1600 rpm que es la velocidad máxima que puede suministrar 2V. Como se puede apreciar en la figura 5.13.

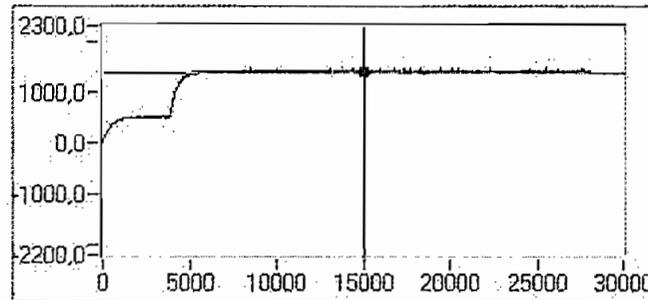


Figura 5.13. Respuesta temporal cuando la referencia supera el valor de M

5.1.2. Control de posición

De manera semejante a lo realizado para el control de velocidad, a continuación se presenta primero un análisis preliminar de los resultados esperados y luego los resultados obtenidos experimentalmente.

Entonces, debido a que la función de transferencia de posición corresponde a un sistema de tipo 1, y al comportamiento particular de cada una de las no-linealidades utilizadas para el control (que se menciona en el capítulo 3 punto 3), se esperaría que para el control con saturación y el control con zona muerta se tengan tanto sistemas estables como sistemas con presencia de ciclos límites dependiendo de los valores que tomen los parámetros M y h . Pero en la realidad sólo se pueden obtener sistemas estables debido a: Primero, para la realización del control de posición se deben usar valores relativamente bajos de M (hasta 1.5V) ya que al utilizar valores más altos, el sensor de posición provea de datos erróneos. Y segundo, que es consecuencia de lo anterior, analizando el comportamiento de los

diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$ en cada caso así por ejemplo, para el control con saturación se obtienen ciclos límites para valores de K mayores a 15 ($K=M/h$) lo que quiere decir que h debe ser muy pequeño y prácticamente el resultado es igual al que se obtiene de aplicar un control on-off; y para el control con zona muerta se tiene la presencia de ciclos límites para valores de M superiores a 5V.

Tanto para el control on-off como para el on-off con histéresis si se obtienen respuestas con ciclos límites como se esperan.

5.1.2.1. Resultados del control on-off

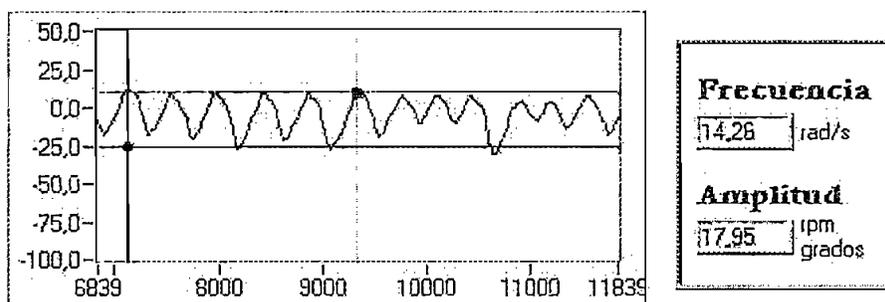


Figura 5.14 Respuesta del control on-off para $M=0.5$, $ref=0^\circ$

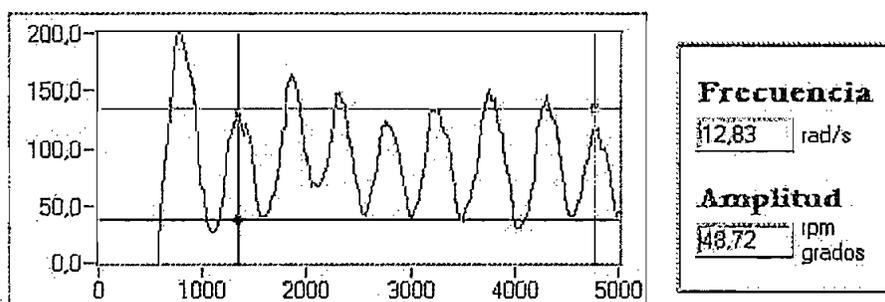


Figura 5.15 Respuesta del control on-off para $M=0.8$, $ref=90^\circ$

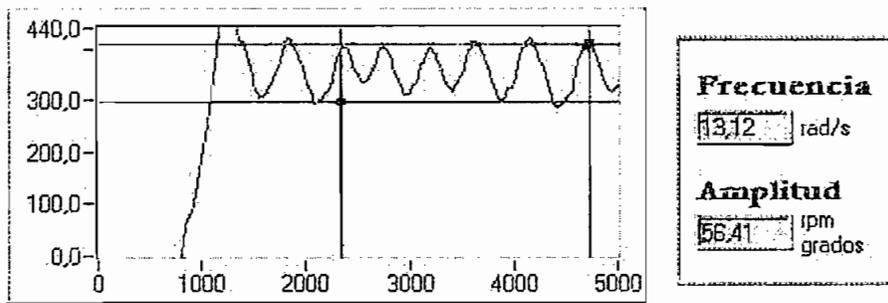


Figura 5.16 Respuesta del control on-off para $M=0.65$, $ref=360^\circ$

En las figuras 5.14, 5.15 y 5.16 se puede apreciar la respuesta del control on-off de posición. En estas se puede apreciar que conforme al análisis de estabilidad mediante la función descriptiva, para los tres casos, la frecuencia de oscilación prácticamente se mantiene constante y la amplitud de las oscilaciones incrementa cuando se incrementa el valor del parámetro M .

5.1.2.2. Resultados del control con saturación

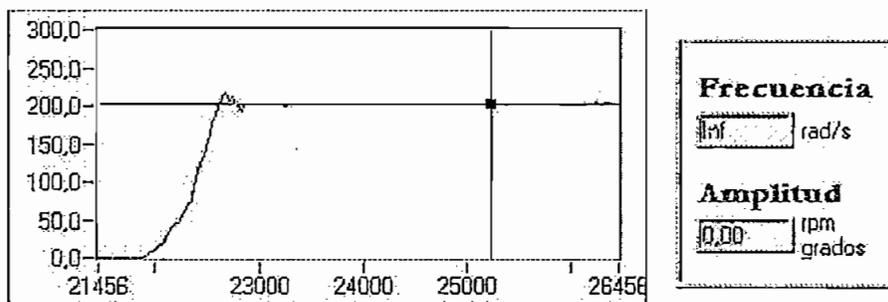


Figura 5.17 Respuesta del control con saturación para $M=0.5$, $h=0.05$ y $ref=200^\circ$

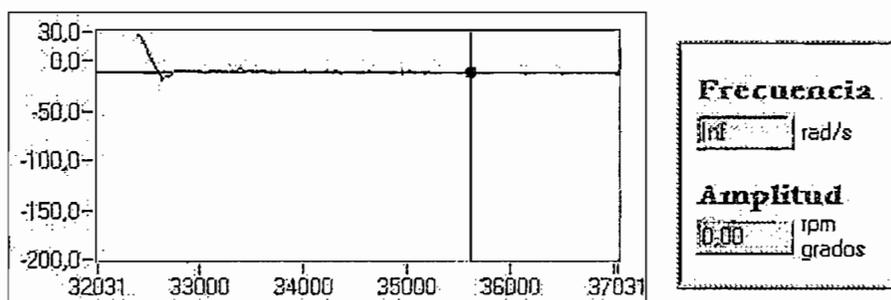


Figura 5.18 Respuesta del control con saturación para $M=0.5$, $h=0.2$ y $ref=0^\circ$

Conforme a lo expresado en el punto 5.1.2, en las figuras 5.17 y 5.18 se puede apreciar la respuesta del sistema de control con saturación.

5.1.2.3. Resultados del control con zona muerta

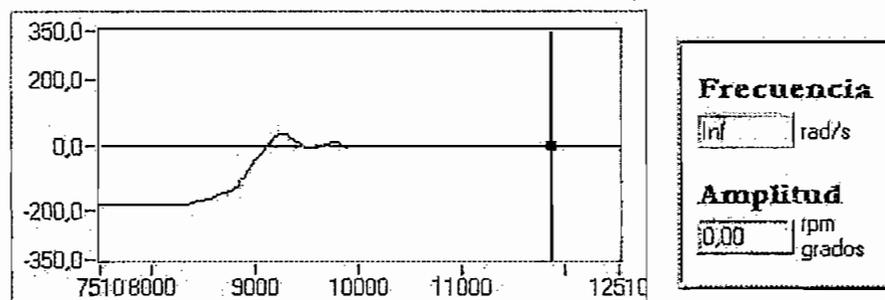


Figura 5.19 Respuesta del control con zona muerta para $M=0.5$, $h=0.05$ y $ref=0^\circ$

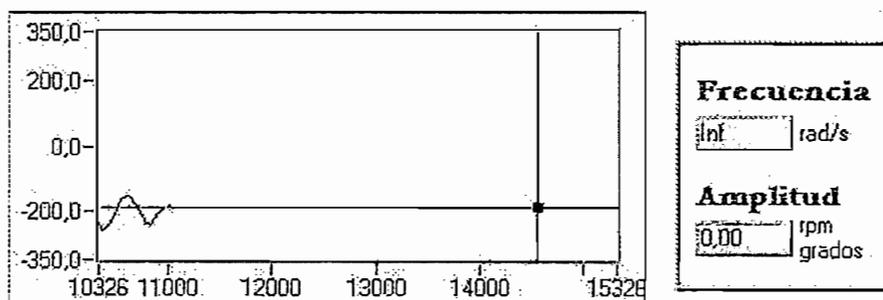


Figura 5.20 Respuesta del control con zona muerta para $M=0.8$, $h=0.2$ y $ref=-200^\circ$

Las figuras 5.19 y 5.20 presentan la respuesta del sistema de control con zona muerta. En la figura 5.19 la señal de salida se estabiliza en -2.99° y en la figura 5.20 se puede ver que la señal se estabiliza en un valor de -188.46° , produciéndose en ambos casos un error de posición el cual se incrementa cuando se incrementa el valor del parámetro h lo cual es lógico ya que el ancho de la zona muerta representa el valor máximo en el error de posición. Así por ejemplo, en la figura 5.20, el ancho de la zona muerta es de $0.2V$ que representa 0.356 radianes o lo que es lo mismo 20.4° y en este caso el error es de 11.6° .

5.1.2.4. Resultados del control on-off con histéresis

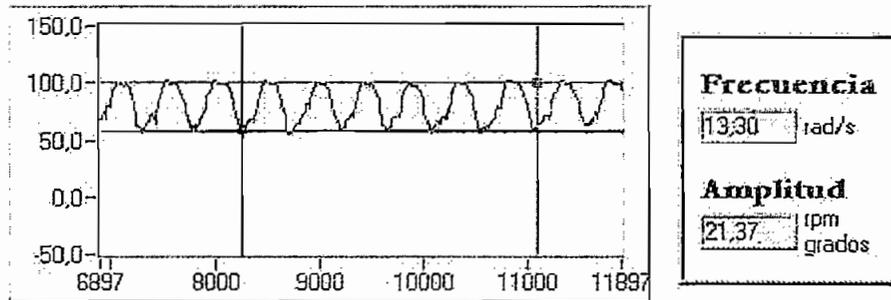


Figura 5.21 Respuesta del control on-off con histéresis para $M=0.5$, $h=0.05$ y $ref=90^\circ$

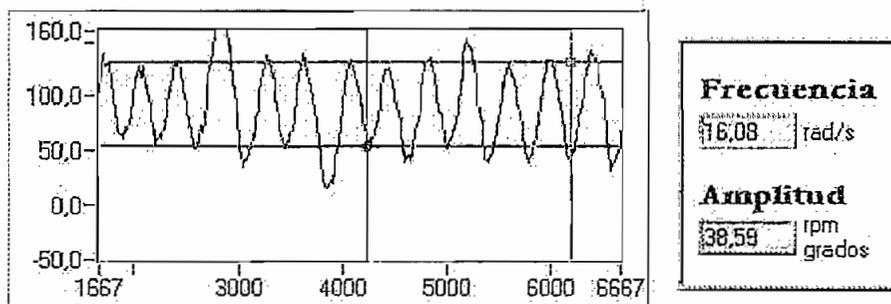


Figura 5.22 Respuesta del control on-off con histéresis para $M=1$, $h=0.05$ y $ref=100^\circ$

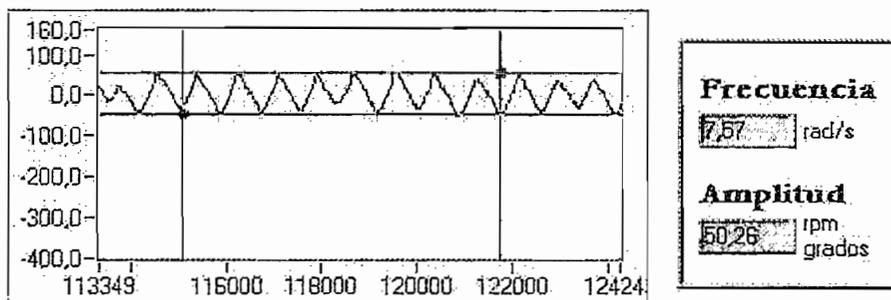


Figura 5.23 Respuesta del control on-off con histéresis para $M=0.5$, $h=0.2$ y $ref=0^\circ$

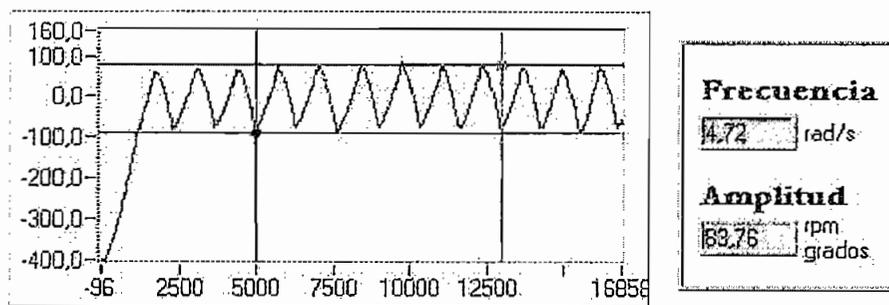


Figura 5.24 Respuesta del control on-off con histéresis para $M=0.5$, $h=0.5$ y $ref=0^\circ$

En las figuras 5.21, 5.22, 5.23 y 5.24 se pueden apreciar los ciclos límites esperados según el análisis teórico utilizando la función descriptiva. Conforme a la expresión 3.20:

$$y = -\pi h / 4M$$

Se puede predecir que la frecuencia de oscilación de los ciclos límites disminuirá y la amplitud de las mismas aumentará cuando el valor de dicha expresión se vea incrementada. De esta manera se tiene que en las figuras 5.21, 5.23 y 5.24 en las cuales M es constante y h incrementa respectivamente para cada una de ellas, se cumple de la manera esperada el comportamiento de la señal de salida.

5.2. ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS RESULTADOS.

Si se comparan los resultados obtenidos en la implementación del control no lineal de velocidad se puede ver:

- A pesar que el sistema debería ser completamente estable para todos los casos, excepto para el control on-off con histéresis que si presenta ciclos límites, se hacen presentes oscilaciones en la salida del sistema.
- Se puede observar un comportamiento muy semejante entre los controles on-off, con zona muerta y con histéresis. Debido básicamente a su principio de funcionamiento ya que en los tres casos la señal de control se genera por la conmutación inmediata entre niveles de voltaje diferentes.

- Únicamente en el control con saturación se presenta una variación moderada en los niveles de voltaje de la señal de control cuando se asigna valores más amplios de h .
- En tal razón, el control con saturación presenta la mejor respuesta temporal en la cual se reduce considerablemente la presencia de oscilaciones a la salida del sistema, cuanto mayor sea el valor asignado a h .
- El inconveniente que se presenta en el control con saturación es que a costa de reducir las oscilaciones en la salida mediante el incremento de h se incrementa, en cambio, el error de velocidad en estado estable.

Con respecto al control no lineal de posición se tiene que:

- Teóricamente se puede obtener en todos los casos, oscilaciones sostenidas a la salida del sistema de amplitud y frecuencia constantes. Lo que desde el punto de vista de un control exacto es indeseable.
- Mediante la manipulación de los parámetros M y h de las no-linealidades, se puede obtener sistemas completamente estables en el control con saturación y el control con zona muerta.
- Entre las cuatro no linealidades aplicadas, la de saturación es la que presenta mejores características de respuesta transitoria, tanto en velocidad como en exactitud.
- El control con zona muerta, también, presenta una muy buena respuesta transitoria cuyo único inconveniente es la presencia de un error de posición en estado estable igual al ancho de la zona muerta (h).
- En conclusión se puede afirmar que el mejor control se logra con la no-linealidad de saturación. Debido a su velocidad y exactitud. Pero procesos en los cuales no sea necesaria mucha precisión se puede utilizar el control con zona muerta.

Si comparamos los resultados obtenidos tanto en el análisis de estabilidad mediante la técnica de la función descriptiva como en la simulación en del sistema de control no lineal realizada en Simulink para el control de posición (puntos 3.3.2 y 3.4.2) con los resultados obtenidos experimentalmente, se puede apreciar una notoria diferencia entre los valores obtenidos en ambos casos.

Así por ejemplo, para un control on-off con parámetro $M=0.5$, mediante el análisis en el plano $G(j\omega)$ utilizando la función descriptiva, se obtiene una frecuencia de los ciclos límites igual a 132.6 rad/s; en la simulación de la misma con el mismo valor de M se obtiene una frecuencia de aproximadamente 126 rad/s; y en la parte experimental se obtiene una frecuencia de oscilación de 14.26 rad/s.

Como se puede ver, la diferencia es bastante grande lo cual supondría en un principio una mala estructuración del sistema de control, de hecho el problema sí radica en el procesamiento digital de las señales pero no en el algoritmo mismo sino en el tiempo que tarda el LabView en las etapas de adquisición, procesamiento y salida de la señal de control, es decir, en el tiempo de muestreo de la señal de salida.

Experimentalmente se ha determinado que el tiempo que le toma a LabView en realizar todo este proceso está entre 10 y 12 mseg. Entonces el error se genera de la siguiente manera: Considérese la figura 5.25:

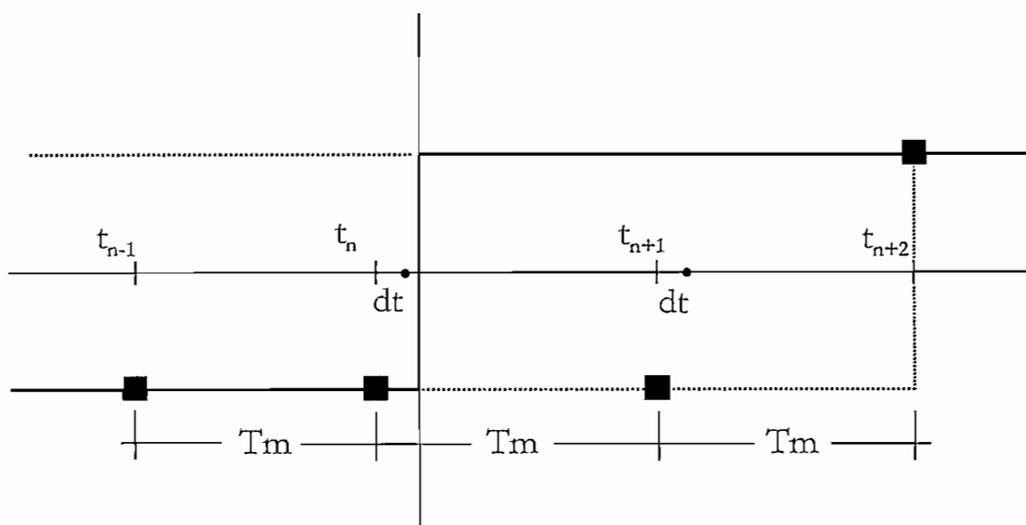


Figura 5.25. Generación de histéresis en el algoritmo de control.

En primer lugar se puede observar la característica ideal de operación del relay ideal, y los puntos correspondientes al tiempo en el que se realiza la discretización la señal de error. T_m corresponde al período de muestreo. t_i corresponde al instante de tiempo en el cual se actualiza el valor de la salida del elemento no lineal. Y dt corresponde a un espacio de tiempo infinitesimal que se tarda entre la actualización del último dato de salida y la toma del siguiente valor de la señal de error.

Entonces si tenemos en cuenta que el *último valor negativo* del error tomado por LabView se lo realiza en un tiempo t_n+dt , que corresponde a un punto cuyo límite tiende al punto de conmutación ideal, el dato de salida correspondiente a este *último valor negativo* se actualiza en el tiempo t_{n+1} . Luego, en el tiempo $t_{n+1}+dt$ se realiza la toma del *primer valor positivo* y el valor de la salida correspondiente a este se actualiza en el tiempo t_{n+2} .

Como se puede apreciar la salida correspondiente tanto al *último valor negativo* como al *primer valor positivo* se encuentran del lado derecho del punto de conmutación ideal. De igual manera se presenta este fenómeno en sentido inverso cuando la tasa cambio del error es negativa.

De esta manera se genera una **histéresis**, marcada en la figura 5.25 con línea punteada, con un ancho de histéresis h aproximadamente igual a $2T_m$.

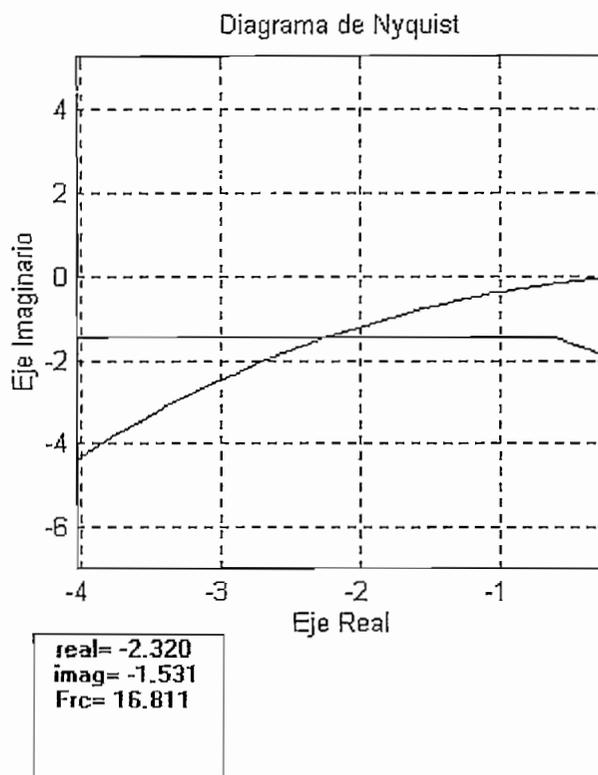


Figura 5.26. Diagrama $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$

En la figura 5.26 se puede observar los diagramas $G(j\omega)$ y $-1/N(A)$, para una linealidad on-off con histéresis, cuyos parámetros son: $M=0.5$ y $h=0.5$.

Como se puede ver la frecuencia de los ciclos límites para este caso es de 16.8 rad/s, valor que si es comparable al obtenido experimentalmente.

5.3. COMPARACIÓN CUALITATIVA DEL SISTEMA CUANDO ESTE TIENE CARGA MECÁNICA

En las figuras de la 5.27 a la 5.34, se presenta una comparación entre la respuesta del sistema en vacío y la respuesta del mismo cuando este está sometido a carga mecánica.

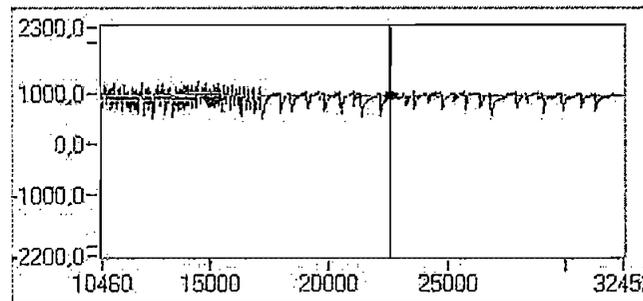


Figura 5.27. Respuesta del control de velocidad on-off sometido a carga mecánica.

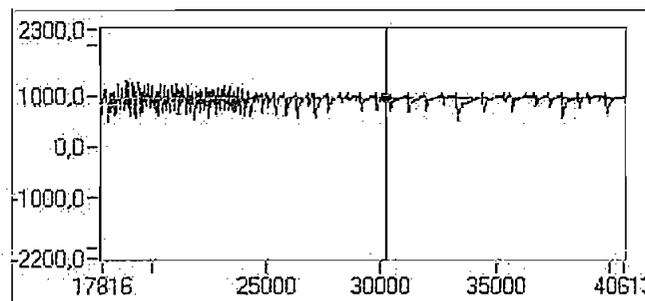


Figura 5.28. Respuesta del control de velocidad con saturación sometido a carga mecánica.

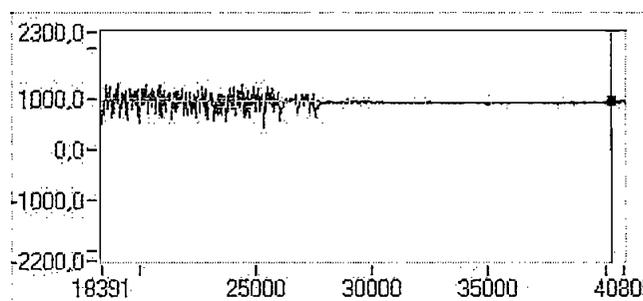


Figura 5.29. Respuesta del control de velocidad con zona muerta sometido a carga mecánica.

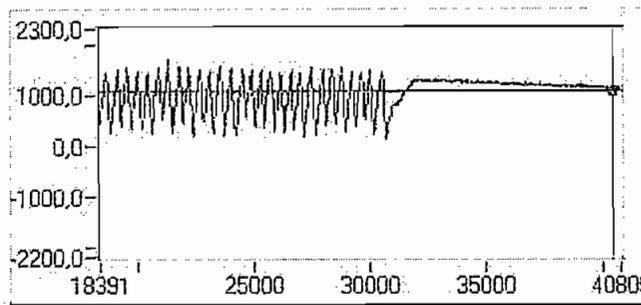


Figura 5.30. Respuesta del control de velocidad on-off con histéresis sometido a carga mecánica.

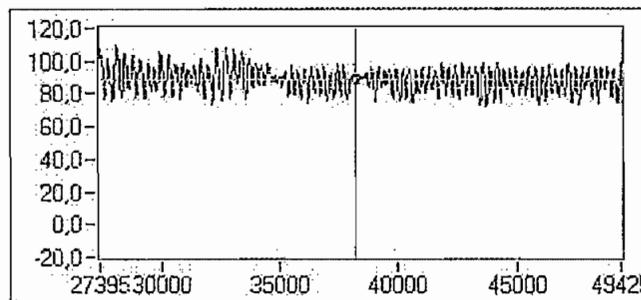


Figura 5.31. Respuesta del control de posición on-off sometido a carga mecánica.

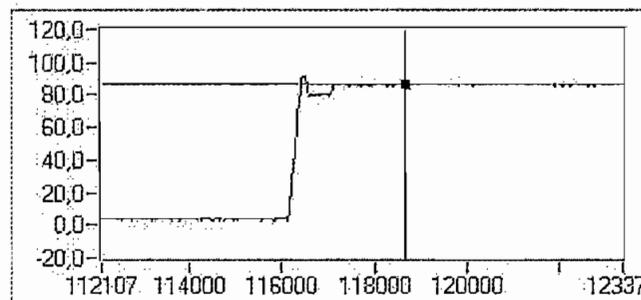


Figura 5.32. Respuesta del control de posición con saturación sometido a carga mecánica.

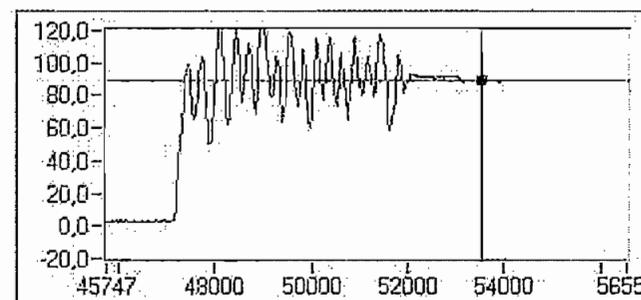


Figura 5.33. Respuesta del control de posición con zona muerta sometido a carga mecánica.

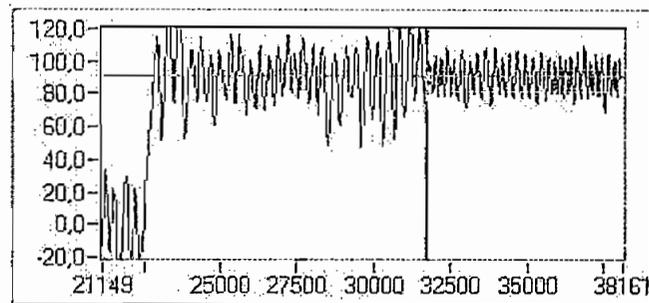


Figura 5.34. Respuesta del control de posición on-off con histéresis sometido a carga mecánica.

En las figuras 5.27 a la 5.30, correspondientes al control de velocidad se puede ver claramente que el comportamiento en la señal de salida mejora considerablemente, ya que las oscilaciones que se presentan se ven atenuadas notablemente. Es así, se tiene que en la figura 5.27 las oscilaciones se reducen tendientes al valor 954 rpm para un valor de referencia de 1000 rpm. De igual manera, en la figura 5.28 y 5.29, el valor al que se estabiliza la salida es de 953 rpm, obteniéndose así un error relativo del 4.7%. Y en la figura 5.30 que se estabiliza en 1069 se tiene un error relativo de 6.9%.

En las figuras 5.31 y 5.34 correspondientes al control de posición on-off y on-off con histéresis, se puede ver una reducción en la amplitud de los ciclos límites. Mientras que en las figuras 5.32 y 5.33 que corresponden al control con saturación y con zona muerta respectivamente se puede ver que la respuesta en el tiempo es rápida y precisa, sobresaliendo de estas dos la que presenta el control con saturación.

En términos generales se puede ver que el comportamiento del sistema de control mejora notablemente con la presencia de carga mecánica.

Capítulo

6

Alternativas de control No-Lineal
para el sistema Motomatic MCSL 100

CONCLUSIONES

Como consecuencia de la implementación del sistema de control no-lineal para el sistema Motomatic MCSL 100 utilizando LabView y en función de los objetivos y el alcance de esta tesis, se obtienen varias conclusiones que se presentan a continuación.

En primer lugar, respecto al software utilizado y desarrollado se tiene:

- La utilización de Visual C++ presenta varias facilidades que permiten al usuario un fácil y rápido desarrollo del software. De esta manera se tiene, por ejemplo, que para crear una librería dinámica (DLL), Visual C++ se encarga de escribir todo el código necesario para la implementación del mismo dejando al usuario la definición y desarrollo de las variables y funciones que contendrá dicha librería dinámica.
- El objetivo de emplear DLL's y no realizar todo el desarrollo del software en LabView es el de lograr una mayor velocidad en el procesamiento digital de las señales, ya que está comprobado que el LabView es un programa bastante lento cuya velocidad depende de cuan largo y complejo sea el algoritmo implementado. Es más, LabView fue concebido como un programa de instrumentación virtual, más que para realizar rutinas de control.
- Pese a lo señalado anteriormente, la utilización de DLL's permite que el procesamiento de rutinas más complicadas se realice en un tiempo menor. Así por ejemplo, se ha determinado experimentalmente que el tiempo que tarda entre la adquisición del dato, el procesamiento del mismo en la DLL y la salida del dato, le toma a LabView alrededor de 12 milisegundos; tiempo que puede considerarse bastante rápido si se toma en cuenta que si el algoritmo completo se lo hubiese implementado en LabView sería tres o cuatro veces mayor.
- Aun así, la respuesta de la programación no será lo suficientemente buena para sistemas de dinámica muy rápida, por lo que se sugiere la utilización del LabView para el control de sistemas que sean relativamente lentos, es decir en sistemas cuyas variaciones en la salida se ejecuten en tiempos superiores al tiempo de muestreo del programa.

Con respecto al hardware empleado se tiene:

-
-
- La utilización de LabView introduce una gran ventaja y esta es la tarjeta de adquisición de datos LAB PC 1200.
 - Gracias a las características físicas de esta tarjeta se logra que la implementación del hardware sea mucho más sencilla; en el caso de esta tesis, se restringe al acondicionamiento de las señales entregadas por los sensores a niveles entre -5 y 5 voltios que son los que utiliza la tarjeta de adquisición de datos.
 - En cuanto al sistema Motomatic, específicamente respecto al servomotor, se conoce su función de transferencia mediante su respectivo manual y guía de información que data de 1968, razón por la cual tras tantos años de utilización del sistema los parámetros tanto mecánicos como eléctricos deben haberse alterado. Sin embargo puede considerarse que la función de transferencia originalmente señalada representará de manera aproximada al comportamiento actual del sistema.

Ahora, tomado en cuenta los resultados obtenidos se puede concluir que:

- Efectivamente se logra establecer un sistema de control no-lineal del sistema Motomatic MCSL 100 mediante la utilización de LabView y Visual C++, cuyos resultados desde el punto de vista del control son satisfactorios, aunque desde el punto de vista teórico existan algunas diferencias.
- En cuanto al control, se puede ver que en todos los casos presentados tanto en el control de posición como en el de velocidad la señal de salida responde correctamente al valor de referencia fijado. Ahora bien, las diferencias se pueden notar en la calidad de esta respuesta del sistema que dependerá tanto de los parámetros internos de las no-linealidades como de factores externos.
- Uno de los principales factores externos, por así llamarlo, es el denominado tiempo de muestreo; dicho parámetro es de muy importante consideración en la implementación de un sistema de control digital; así por ejemplo, de este dependerá que la señal discretizada refleje de manera aproximada a la forma de onda real, así también puede generar errores de aliasing.

-
-
- En este caso la demora en el tiempo de muestreo genera una histéresis en el algoritmo de control. Obteniéndose por ejemplo, que en la aplicación del control on-off de posición en lugar de tener la respuesta correspondiente a un relay ideal (conmutación instantánea), se tiene la respuesta de un relay con histéresis.
 - Esta histéresis generada por la demora en el tiempo de muestreo provoca discrepancias entre la calidad de la respuesta del sistema obtenida experimentalmente y la que se obtiene mediante un análisis teórico. Lo que en un principio genera dudas sobre la correcta implementación del algoritmo de control.
 - En el caso de esta tesis, al generarse la histéresis (como se puede ver en el capítulo 3) provoca un comportamiento completamente diferente al esperado, lo que se refleja en la disminución de la frecuencia de oscilación de los ciclos límites y en el incremento de la amplitud de los mismos, comportamiento explicado en el punto 2 del capítulo 5.
 - En el control de velocidad del Motomatic se puede ver la presencia de oscilaciones a la salida del sistema, dichas oscilaciones se manifiestan debido a la distorsión que se produce por la presencia de altos dV/dt generados en la conmutación entre niveles de voltaje a la salida del bloque no-lineal.
 - En el control de velocidad con saturación se puede ver que la respuesta es mucho mejor que en el resto, ya que en esta mediante la manipulación del parámetro h se amplía el rango de operación lineal con lo que se consigue reducir el valor de dV/dt produciéndose una notable disminución en las oscilaciones de salida, pero a costa de generar un mayor error de velocidad en estado estable.

Conclusiones finales:

- Un inconveniente importante en la implementación de estos sistemas de control, es que al existir estos dV/dt considerables y presentes de manera continua, se necesita que los elementos electrónicos que manejen estas señales, sean capaces de resistir estos dV/dt y operar a estas frecuencias. Lo que implica un mayor costo tanto en los elementos que manejan estas magnitudes como en los circuitos de protección de los mismos.

-
- En cuanto al contraste suscitado en la parte teórica debido a la presencia de la histéresis, se puede despreciar de cierta manera ya que los resultados prácticos muestran que con LabView sí es posible obtener un buen sistema de control para el sistema Motomatic MCSL 100. Y así lo demuestran los resultados obtenidos, especialmente cuando se aplica el control no lineal con saturación.
 - La implementación de un sistema de control no-lineal dependerá en si del proceso al que se destine el control. Así por ejemplo, resultaría más conveniente tanto desde el punto de vista técnico como económico la implementación de un control no-lineal en procesos lentos donde no sea primordial un alto grado de exactitud, como podría ser el control de nivel de un líquido de un reservorio grande en el cual sea suficiente la implementación de un control on-off que gobierne una válvula de escape, o un on-off con histéresis para el control de temperatura de un refrigerador doméstico, etc.
 - Ahora bien, si se trata de un control en el cual sea importante tanto la velocidad como la exactitud, se puede ver que el control no-lineal con saturación presenta muy buenas características de respuesta transitoria. Se puede decir que la respuesta obtenida es comparable a la que se obtiene de aplicar un control PID.
 - Finalmente, se considera que la aplicación de sistemas de control no-lineales tiene un amplio campo de aplicación, y se pueden superar las limitantes suscitadas y obtener mejores resultados mediante el análisis lógico adecuado de las no-linealidades logrado mediante variaciones y combinaciones de los métodos aplicados. Así por ejemplo, se puede lograr un mejor sistema de control de velocidad mediante la implementación de un sistema de control no lineal que involucra variaciones a los conceptos utilizados en esta tesis, y consiste en un *control no lineal on-off infinitesimal acumulativo* que operaría con el siguiente principio: el valor de M sería un valor relativamente pequeño el cual se sumará o restará al valor de la señal de control dependiendo de la naturaleza del error, con lo que se conseguiría que la señal de control actúe como un control on-off alrededor del punto de referencia consiguiendo de esta manera una alta exactitud, oscilaciones en la salida reducidas prácticamente a cero y se eliminaría por completo los dV/dt .

REFERENCIAS

- ⇒ NONLINEAR CONTROL SYSTEMS
Robert Lien Cosgriff, Ph.D.
McGraw-Hill Book Company, INC.
New York - 1958

- ⇒ APPLIED NONLINEAR CONTROL
Jean-Jacques E. Slotine - Weiping Li
Prentice Hall International
New Jersey - 1991

- ⇒ COMPUTER-CONTROLLED SYSTEMS: Theory and design
Karl J. Astrom - Bjorn Wittermark
Prentice Hall, Tercera edición
New Jersey - 1997

- ⇒ MOTOMATIC CONTROL SYSTEM LABORATORY
General Information and Laboratory Experiments
Electro-Craft Corporation
Minnesota - 1968

- ⇒ RETROALIMENTACIÓN Y SISTEMAS DE CONTROL
DiStefano, Stubberud y Williams
McGraw-Hill Interamericana, S.A.
Santa Fé de Bogotá - 1992

- ⇒ INGENIERÍA DE CONTROL MODERNO
Ogata Katsuhiko
Prentice Hall, Tercera edición
México 1998

- ⇒ DAQ LAB-PC-1200 MANUAL DEL USUARIO
National Instruments - Julio 1996

- ⇒ LabView: DATA ACQUISITION BASICS MANUAL
National Instruments - Enero 1996

- ⇒ LabView: FUNCTION AND VI REFERENCE MANUAL
National Instruments - Enero 1996

- ⇒ LabView: USER MANUAL
National Instruments - Enero 1996

**Alternativas de control No-Lineal
para el sistema Motomatic MCSL 100**

ANEXOS

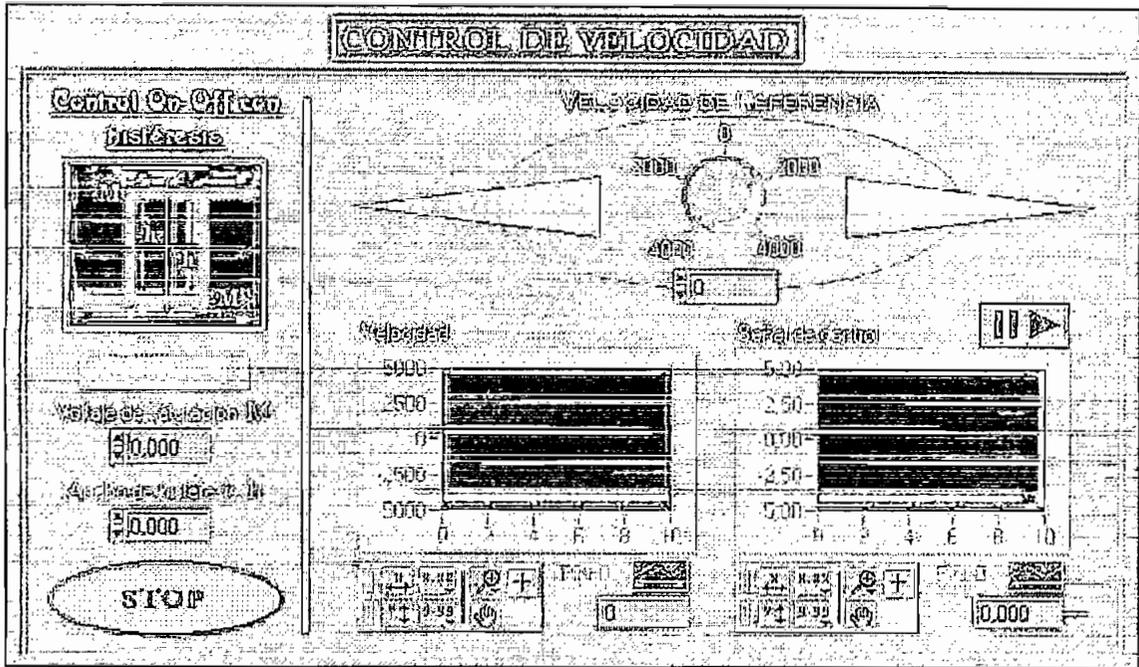


Figura 3.

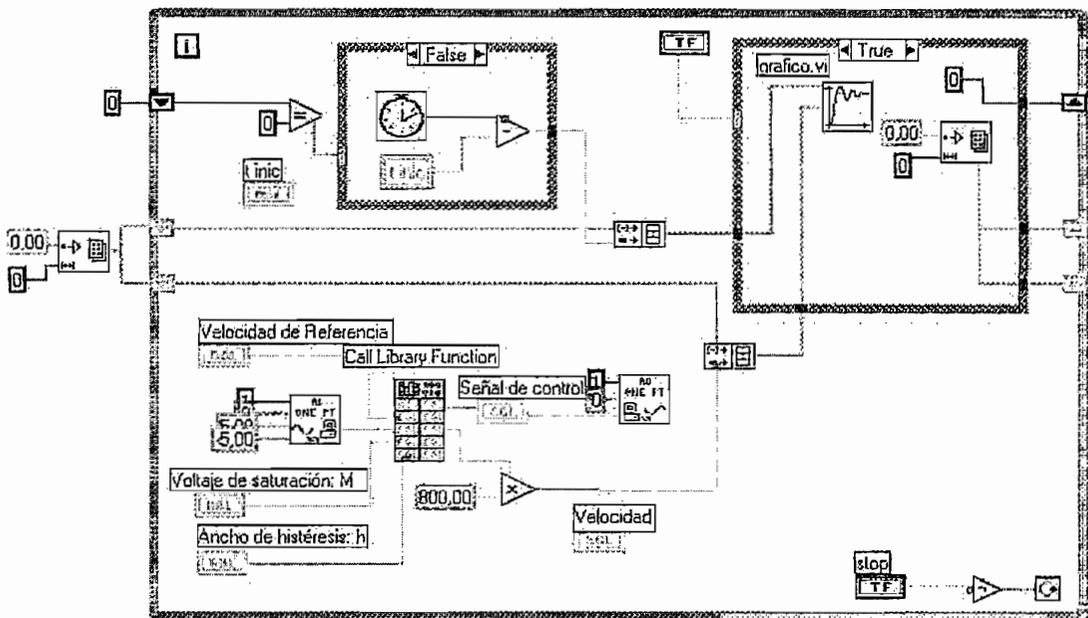


Figura 4.

El esquema de programación en LabView es igual para todas las no-linealidades, en la realidad la diferencia radica en el bloque *Call Library Function* (véase figura 4.) que es la encargada de simular la no-linealidad correspondiente.

De igual manera, para el control de posición se tiene:

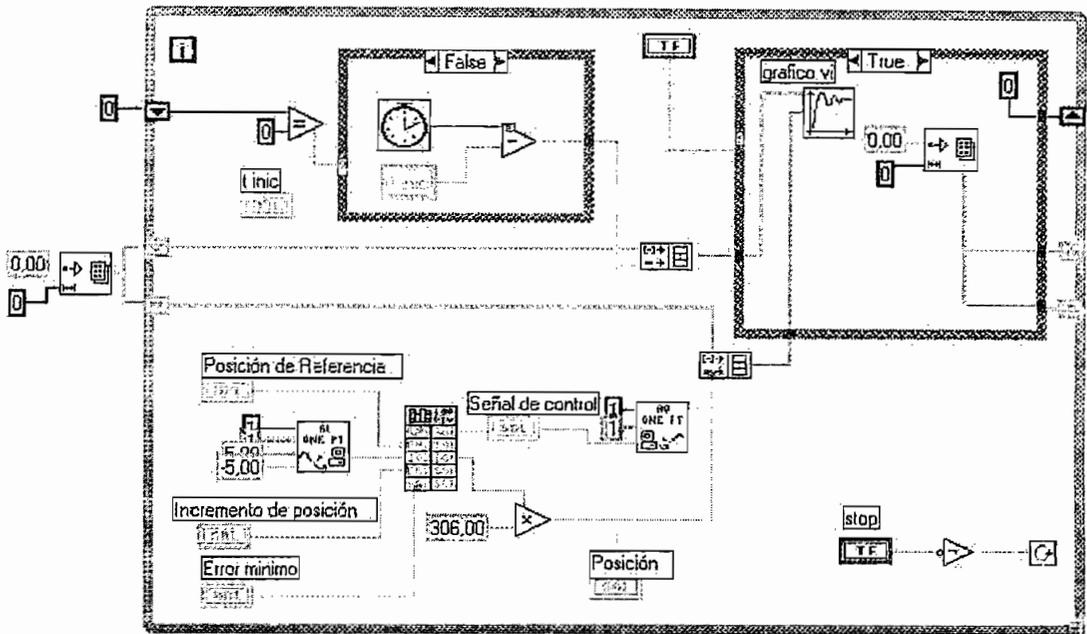


Figura 8.

A continuación se presenta el programa que permite la visualización de la respuesta del sistema en el tiempo.



Figura 9.

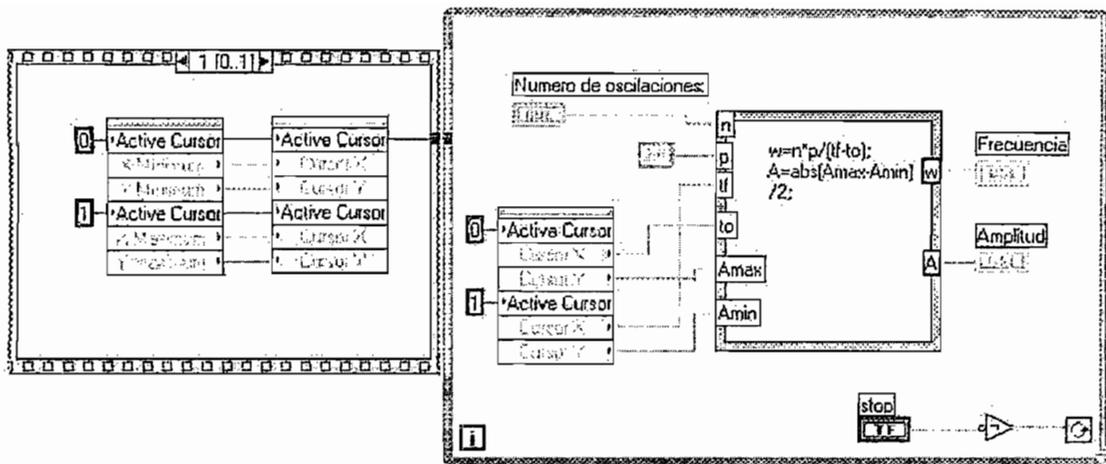


Figura 10.

Ahora, se presenta el código en C++ de la implementación del control no lineal del Motomatic MCSL 100.

CONTROL DE VELOCIDAD

```
// Velocid.c
// Este programa desarrollado en lenguaje C++ permitirá realizar el control de velocidad del sistema Motomatic MCSL 100 en tiempo real.
```

```
#include<stdio.h>
#include<extcode.h>
#include<windows.h>
```

```
// Se definen las variables comunes a utilizarse en todos los métodos de control no lineal.
```

```
float Vol_cont;
float delta_vel;
```

```
BOOL WINAPI DllMain(HANDLE hDLL, DWORD dwReason, LPVOID lpReserved)
{
return TRUE;
}
```

```
// La siguiente es la definición de la función on_off_vel que permitirá realizar el control de velocidad cuya no-linealidad es la de relay o también llamada on-off.
```

```
__declspec(dllexport) float on_off_vel(float Vel_ref, float Vol_taco, float delta_vel)
{
```

// Tomando en cuenta el voltaje procedente del acondicionador de señal correspondiente al sensor de velocidad que se halla entre -5V y 5V se procede a hallar el voltaje equivalente al valor de velocidad en rpm ingresado por el usuario.

```
float Vol_ref=Vel_ref/800;
```

// Se halla el valor de la señal de error usando el voltaje de referencia hallado en el punto anterior y el voltaje entregado por al acondicionador de señal correspondiente al sensor de velocidad.

```
float error=Vol_ref-Vol_taco;
```

// Se procede a la implementación del control no lineal.

```
if (error<0)
    Vol_cont=delta_vel;
else
    Vol_cont=-delta_vel;
return Vol_cont;
}
```

// La siguiente es la definición de la función satur_vel que permitirá realizar el control de velocidad cuya no-linealidad es la de saturación.

```
__decispec(dllexport) float satur_vel(float Vel_ref, float Vol_taco, float
delta_sat, float err_sat)
{
float Vol_ref=Vel_ref/800;
float error=Vol_ref-Vol_taco;
if (error<=-err_sat)
    delta_vel=delta_sat;
else
    if ((error>-err_sat) & (error<err_sat))
        delta_vel=-delta_sat*error/err_sat;
    else
        delta_vel=-delta_sat;
Vol_cont=delta_vel;
return Vol_cont;
}
```

// La siguiente es la definición de la función zoma _m_vel que permitirá realizar el control de velocidad cuya no-linealidad es la de zona muerta.

```
__decispec(dllexport) float zona_m_vel(float Vel_ref, float Vol_taco, float
delta_sat, float zona_m)
{
float Vol_ref=Vel_ref/800;
float error=Vol_ref-Vol_taco;
if (error<=-zona_m)
```

```

        delta_vel=delta_sat;
else
    if ((error>-zona_m) & (error<zona_m))
        delta_vel=0;
    else
        delta_vel=-delta_sat;
Vol_cont=delta_vel;
return Vol_cont;
}

```

// La siguiente es la definición de la función `hister_vel` que permitirá realizar el control de velocidad cuya no-linealidad es la de relay con histéresis.

```

__declspec(dllexport) float hister_vel(float Vel_ref, float Vol_taco, float
delta_sat, float ancho_his)
{
float Vol_ref=Vel_ref/800;
float error=Vol_ref-Vol_taco;
if (error<-ancho_his)
    delta_vel=delta_sat;
else
    if (error>ancho_his)
        delta_vel=-delta_sat;
    else
        if (delta_vel==delta_sat)
            delta_vel=delta_sat;
        else
            delta_vel=-delta_sat;
Vol_cont=delta_vel;
return Vol_cont;
}

```

CONTROL DE POSICIÓN

```
// Posicion.c
```

// Este programa desarrollado en lenguaje C++ permitirá realizar el control de posición del sistema Motomatic MCSL 100 en tiempo real.

```
#include<stdio.h>
```

```
#include<extcode.h>
```

```
#include<windows.h>
```

// Se definen las variables comunes a utilizarse en todos los métodos de control no lineal.

```
float Vol_cont;
```

```
float delta_pos;
```

```
BOOL WINAPI DllMain(HANDLE hDLL, DWORD dwReason, LPVOID  
lpReserved)
```

```
{  
return TRUE;  
}
```

```
// La siguiente es la definición de la función on_off_pos que permitirá realizar el control  
de posición cuya no-linealidad es la de relay o también llamada on-off.
```

```
__declspec(dllexport) float on_off_pos(float Pos_ref, float Vol_pot, float  
delta_pos)
```

```
{
```

```
// Tomando en cuenta la relación de transformación de velocidad igual a 3 se halla el valor  
en voltios equivalente a la posición de referencia ingresada por el usuario.
```

```
float Vol_ref=Pos_ref/102;
```

```
// Se halla el valor de la señal de error usando el voltaje de referencia hallado en el punto  
anterior y el voltaje entregado por el acondicionador de señal correspondiente al sensor de  
posición.
```

```
float error=Vol_ref-Vol_pot;
```

```
// Se procede a la implementación del control no lineal.
```

```
if (error<0)
```

```
    Vol_cont=delta_pos;
```

```
else
```

```
    Vol_cont=-delta_pos;
```

```
return Vol_cont;
```

```
}
```

// La siguiente es la definición de la función satur_vel que permitirá realizar el control de velocidad cuya no-linealidad es la de saturación.

```
__declspec(dllexport) float satur_pos(float Pos_ref, float Vol_pot, float  
delta_sat, float err_sat)  
{  
float Vol_ref=Pos_ref/102;  
float error=Vol_ref-Vol_pot;  
if (error<=-err_sat)  
    delta_pos=delta_sat;  
else  
    if ((error>-err_sat) & (error<err_sat))  
        delta_pos=-delta_sat*error/err_sat;  
    else  
        delta_pos=-delta_sat;  
Vol_cont=delta_pos;  
return Vol_cont;  
}
```

// La siguiente es la definición de la función zona_m_vel que permitirá realizar el control de velocidad cuya no-linealidad es la de zona muerta.

```
__declspec(dllexport) float zona_m_pos(float Pos_ref, float Vol_pot, float  
delta_sat, float zona_m)  
{  
float Vol_ref=Pos_ref/102;  
float error=Vol_ref-Vol_pot;  
if (error<=-zona_m)  
    delta_pos=delta_sat;  
else  
    if ((error>-zona_m) & (error<zona_m))
```

```

        delta_pos=0;
    else
        delta_pos=-delta_sat;
Vol_cont=delta_pos;
return Vol_cont;
}

```

// La siguiente es la definición de la función hister_vel que permitirá realizar el control de velocidad cuya no-linealidad es la de relay con histéresis.

```

__declspec(dllexport) float hister_pos(float Pos_ref, float Vol_pot, float
delta_sat, float ancho_his)
{
float Vol_ref=Pos_ref/102;
float error=Vol_ref-Vol_pot;
if (error<-ancho_his)
    delta_pos=delta_sat;
else
    if (error>ancho_his)
        delta_pos=-delta_sat;
    else
        if (delta_pos==delta_sat)
            delta_pos=delta_sat;
        else
            delta_pos=-delta_sat;
Vol_cont=delta_pos;
return Vol_cont;
}

```

ANEXO B

Demostración matemática que la función descriptiva de la no-linealidad de zona muerta posee un valor de amplitud (A) máxima para un valor específico de h:

$$N = \frac{4M}{\pi A} \sqrt{1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2}$$

$$-\frac{1}{N} = -\frac{\frac{\pi A}{4M}}{\sqrt{1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2}} = f(A)$$

Para hallar el máximo debe cumplirse que:

$$\frac{df(A)}{dA} = 0$$

Entonces se tiene:

$$\frac{\pi}{4M} \sqrt{1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2} - \frac{\pi A}{4M} \frac{1}{2} \left(2 \left(\frac{h}{A^2}\right) \left(\frac{h}{A}\right) \left(1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2\right)^{-\frac{1}{2}} \right) = 0$$

$$\left(1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}} - \frac{\left(\frac{h}{A}\right)^2}{\left(1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}} = 0$$

$$\left(1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2\right) - \left(\frac{h}{A}\right)^2 = 0$$

$$1 = 2 \left(\frac{h}{A}\right)^2$$

$$\frac{h}{A} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Entonces se tiene: $A = \sqrt{2} h$