

Universidad Nacional de Ingeniería

Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica



Control de Posición de los Tornillos
de Presión de un Tren Laminador

T E S I S

Para Optar el Título Profesional de

INGENIERO ELECTRONICO

Walter Oscar Castellanos Pantoja

Promoción 1978 - 2

Lima - Perú

1985

RESUMEN

La automatización de una planta de producción acorde con el avance tecnológico juega un rol importante, no tanto como para disminuir la cantidad de trabajo sino más bien, para asegurar la efectividad y continuidad del mismo proceso de producción.

El presente trabajo describe el principio de funcionamiento y operación del sistema de control de posición de los tornillos de presión de un tren laminador usando un microcomputador, para hacer frente a los cada días más exigentes requerimientos del mercado de chapas laminadas en caliente y de esta manera mejorar la calidad de los productos terminados del acero; así como cumplir con el objetivo de ahorro de energía y materia prima para lograr un buen rendimiento en la producción.

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCION	8
CAPITULO I. SISTEMAS DE CONTROL EN INDUSTRIAS METALURGICAS	11
I.1. Sistemas de Control típicas en industrias metalúrgicas	11
I.2. Sistemas de Control de velocidad	14
I.2.1. Sistemas de Control análogo	14
1.2.2. Sistemas de Control digital	15
1.3. Sistemas de Control de posición	16
CAPITULO II. CONTROL DE ESPESOR EN UN TREN DE LAMINACION	19
II.1. Descripción del Proceso de laminación	19
II.2. Principio de Funcionamiento del Control automático de espesor	26
II.2.1. Estrategia de Control	26
II.2.2. Influencia de la película de lubricación en el proceso de laminación.	35
II.2.3 Influencia de la temperatura	37
II.2.4 Influencia de la excentricidad de los cilindros	39
II.3. Organización del Sistema de Control de espesor	41
II.3.1. Modelo del Sistema	41
II.3.2. Estructura del Sistema	

II.3.2.a.	Sistema de Medición de la fuerza de laminación	44
II.3.2.b.	Sistema Calibrador de rayos X	46
II.3.2.c.	Controlador de posición	49
II.3.2.d.	Control de Velocidad y Corriente del motor de accionamiento	52
II.3.2.e.	Compensación de la Carga y Control de Tensión	54
CAPITULO III. DESCRIPCION DEL CONTROLADOR DE POSICION		56
III.1.	Operación del Sistema	56
III.2.	Hardware del Controlador	60
III.2.1.	Diagrama de Bloques del Sistema	60
III.2.2.	Unidad Central de Proceso	61
III.2.3.	Memorias del Controlador	66
III.2.4.	Interface al Sensor de Posición	68
III.2.5	Interface a las señales análogas de entrada	70
III.2.6	Interface a las señales análogas de salida	72
III.2.7	Interface al keyboard	74
III.2.8.	Interface al display	74
III.3.	Software del Sistema	76
III.3.1.	Controlador de Posición sin carga	76
III.3.2	Algoritmo de cálculo de la raíz cuadrada	81
III.3.3.	Algoritmo del Controlador P.I.	82
III.3.4	Compensación de la Fuerza de Laminación	87
III.3.5	Algoritmo de Linealización	87
III.3.6	Algoritmo de la multiplicación	89
III.3.7	Algoritmo de la división	91

CAPITULO IV. ANALISIS DEL SISTEMA		
IV.1.	Estabilidad del Sistema	
IV.2.	Criterio de estabilidad de Jury y Blanchard	98
IV.3.	Análisis en el dominio del tiempo	98
IV.3.1.	Respuesta del sistema	98
IV.3.2	Respuesta en el tiempo y localización de las raíces en el plano "s" y el plazo "z"	100
IV.3.3.	Máximo sobreimpulso y tiempo pico de la respuesta transitoria.	101
IV.3.4	Análisis del error de estado estacionario	107
IV.3.4a.	Entrada escalón	110
IV.3.4.b.	Entrada rampa	110
IV.3.4.c.	Entrada parabólica	111
IV.4.	Análisis del regulador de posición digital	111
IV.4.1.	Función de transferencia del sistema	111
IV.4.2.	Sistema sin compensar	113
IV.4.3.	Sistema compensado	114
CAPITULO V. RESULTADOS		116
V.1.	Resultados teóricos	116
V.2.	Realización del controlador	116
CONCLUSIONES		132
BIBLIOGRAFIA		135
APENDICE		
A.	Características generales del microcomputador AIM65	
B.	Programas utilizados en el controlador	
C.	Especificaciones Técnicas en los circuitos utilizados.	

TABLA DE ILUSTRACIONES

I.1.	Diagrama de bloques del regulador de velocidad análogo.	17
I.2.	Diagrama de bloques del regulador de posición digital.	17
II.1.	Movimiento relativo de los cilindros durante la laminación de chapas.	21
II.2.	Deformación producida por el laminado	21
II.3.	Diagrama general del proceso de laminación	24.
II.4.	Principio de medición.	27
II.5	Trayectoria de fuerza en el tren laminador	29
II.6	Diagrama fuerza-desplazamiento del tren laminador.	33
II.7	Diagrama fuerza-desplazamiento y regulación	33
II.8	Variación de la temperatura en la superficie del cilindro.	40
II.9	Influencia de la excentricidad de los cilindros	40
II.10.	Modelo del sistema de regulación	42
II.11.	Diagrama de bloques del control de espesor de chapas de acero.	45
II.12.	Geometría de radiación	48
II.13.	Diagrama de bloques del control de posición	51
II.14.	Regulador de velocidad y corriente	53
III.1.	Diagrama de bloques del controlador	57
III.2.	Diagrama de flujo del programa de control.	59
III.3.	Unidad central de proceso del controlador de posición.	62
III.4.	Memorias del sistema de control	67
III.5.	Circuito contador de posición	69
III.6.	Interface al conversor análogo digital	71
III.7.	Interface al conversor digital análogo	73
III.8.	Interface al keyboard	75

III.9	Interface al Display	77
III.10.	Gráfico de velocidad aceleración y desplazamiento.	80
III.11.	Diagrama de flujo para el cálculo de la raíz cuadrada.	83
III.12.	Diagrama de flujo para el controlador proporcional integral	85
III.13.	Diagrama de flujo para la linealización	88
III.14.	Diagrama de flujo de la multiplicación	90
III.15.	Diagrama de flujo de la división	92
IV.1.	Respuesta de un sistema de control digital	99
IV.2.	Localización de polos en los planos "s" y "z" mostrando el efecto del muestreo.	102
IV.3.	Respuesta en el tiempo mostrando el efecto del muestreo	102
IV.4.	Localización de las raíces y respuesta en el tiempo de sistemas de segundo orden	103
IV.5.	Representación geométrica en el plano "z" del sistema de segundo orden.	106
IV.6.	Sobreimpulso porcentual del sistema muestreado de segundo orden	108
IV.7.	Tiempo pico de la respuesta al escalón del sistema muestreado de segundo orden	109
IV.8.	Sistema de control digital de lazo cerrado	112
IV.9.	Diagrama del regulador de posición digital	112
V.1.	Método gráfico para el cálculo de T_p y C_m	117
V.2.	Localización de las raíces del Sistema Compensado	118
V.3	Respuesta del Sistema para $aT = 1$	119
V.4	Respuesta del Sistema para $aT = 0.2$	120
V.5.	Respuesta del Sistema para $aT = 0.1$	121
V.6	Respuesta del Sistema para $aT = 0.1$, $K_p = 0.25$ $K_i T = 0.01$	122

V.7.	Fotografía del microcomputador AIM 65	124
V.8	Corriente y velocidad del motor de accionamiento durante el arranque y frenado	127
V.9	Corriente y velocidad del motor de accionamiento con regulación de posición pobre y sin carga en el laminador	128
V.10.	Corriente y velocidad del motor de accionamiento con carga en el laminador.	129
V.11.	Señal del calibrador de rayos x durante la laminación de una chapa	130
V.12.	Señal de velocidad de referencia del controlador en lazo abierto.	131

INTRODUCCION

A fines de la década pasada en nuestro medio ya se conocía de la gran aceptación en el mercado mundial de los sistemas basados en los ya populares microprocesadores de 8 bits INTEL 8080, MOTOROLA 6800, ZILOG Z-80 y otros; al tiempo que algunas empresas nacionales adquirirían sistemas similares.

En la actualidad podemos observar que los sistemas basados en microprocesadores han invadido el mercado nacional desde los sistemas más simples hasta los más sofisticados.

Sin embargo puede notarse dos áreas perfectamente definidos en cuanto a aplicaciones de los sistemas microcomputarizados. En primer término, la aplicación de sistemas basados en microprocesadores para procesamiento de datos, el cual es el más aceptado actualmente, viene aplicándose en el ámbito financiero, en control de producción, en computadoras personales y en muchos casos en sistemas didácticos.

En segundo término, el uso de sistemas basados en microprocesadores en la industria, aplicando directamente a sistemas de control es ampliamente usado.

En esta área podemos observar que en la mayoría de los casos los sistemas en mención son usados como controladores lógicos, es de

circos que manejan señales que van a excitar relés, lámparas, válvulas solenoides, en base a condiciones preestablecidas en el programa de control o condiciones temporales establecidas desde un panel de control.

Asimismo, en la industria, los sistemas basados en microprocesadores son ampliamente usados en medición de parámetros tales como temperatura, análisis, presión, tensión, corriente, etc. Estos parámetros dependen de las instalaciones en las cuales son usados.

En el presente trabajo una combinación de las aplicaciones anteriores de los sistemas computarizados es presentado. Así, una señal de control que debe accionar los tornillos de presión de un tren laminador es procesada tal como en un sistema de procesamiento de datos para obtener una señal que actuará como referencia en el regulador de velocidad del motor de corriente continua que mueve dichos tornillos de presión.

Aún cuando el tema presentado es una aplicación específica a un tren laminador, ya sea para el control de posición o control de espesor cuando hay banda en el laminador, esta puede ser expandida a otros sistemas de control de posición ya que éstos son ampliamente usados en industrias metalúrgicas, tal como se describe en el Capítulo I.

En el capítulo II se enuncian los detalles conceptuales respecto al principio de funcionamiento y operación del sistema de control de espesor en el tren laminador, centrandose en este caso el tema alrededor del controlador de posición.

La organización del controlador de posición es descrita en el capítulo III. Aquí se detallan los circuitos involucrados en el sis-

tema de control digital y se presentan los diagramas de flujo de los programas de control así como su fundamento teórico.

Un análisis matemático del comportamiento del sistema es realizado en el capítulo IV. De esta capítulo pueden ser obtenidos fácilmente todos los parámetros del controlador.

Los resultados obtenidos aplicando el método gráfico son presentados en el capítulo V. En este último capítulo se presenta la respuesta del Sistema para diferentes casos obtenida a partir de un programa escrito en BASIC.

Se ha incluido además resultados de pruebas preliminares hechas en un tren laminador de la planta de laminación de productos planos de una Empresa Siderúrgica.

/

CAPITULO I

SISTEMAS DE CONTROL EN INDUSTRIAS METALURGICAS

I.1 Sistemas de control típicos en Industrias Metalúrgicas

Cada vez que se estudia la posibilidad de implementar una estructura computarizada para el control de una planta, la tecnología de control debe ser observada en primera instancia. El uso de microprocesadores en sistemas de control se va incrementando continuamente debido a la flexibilidad y versatilidad de éstos, ya que el comportamiento del sistema puede variarse con la modificación del programa. Entonces, los sistemas de control con microprocesadores continuarán siendo usados con mayor frecuencia si es posible lograr sistemas standard de acuerdo a lograr soluciones standard para sistemas comunes en la industria metalúrgica.

En la tabla I.1 se muestran los sistemas de control más comunes usados en la actualidad en plantas metalúrgicas de hierro y acero.

En la mencionada tabla podemos observar que ciertos tipos de control son usados con más frecuencia que otros, como es el caso de controles de velocidad y posición por ejemplo.

En tales casos la standarización puede ser realizada.

UBICACION EN PLANTA TIPO DE CONTROL									DISEÑO
	Colada continua	Laminador de alambres	Laminador de seccion	Laminador de varillas	Laminador de placas	Laminador de cintas	Laminador continuo	Linea de Proceso	
Velocidad y corriente	x	x	x	x	x	x	x	x	A
Velocidad					x	x	x		D
Posicion				x	x	x	x	x	D
Tension							x	x	H
Tension minima				x					H
Bucle		x	x			x			H
Espesor					x	x	x		H
Fuerza de laminacion						x	x		H
Sincronismo					x	x	x		D
Curvatura								x	H
Valores de referencia piloto	x	x	x	x	x	x	x	x	D/H
Valores de referencia individuales	x	x	x	x	x	x	x	x	D
Valores de referencia secuencial					x	x	x		D
A : Analogo D : Digital H : Hibrido									

TABLA I.1. SISTEMAS DE CONTROL TÍPICOS EN INDUSTRIAS METALÚRGICAS (según AEG TELEFUNKEN)

Para cumplir nuestro objetivo debe decidirse cual es el método más aconsejable para la realización del sistema, ya que la solución puede ser digital, analógica ó la combinación de ambas.

Los criterios para optar por cualquiera de las decisiones anteriores son requisitos técnicos tales como estabilidad, precisión, dinámica de control, a los que se debe agregar costos, facilidad de servicio de reparación y simplicidad.

La dinámica de control es uno de los aspectos más importantes y está caracterizado por el tiempo de respuesta del sistema " t_0 ".

La constante de tiempo del sistema de control " t_1 " puede ser determinado como:

$$t_1 = \frac{t_0}{2.5} \quad (I.1)$$

Esta constante de tiempo es una medida de la frecuencia límite para la estabilización de influencias anormales.

$$f \text{ limit} = \frac{1}{2\pi t_1} \quad (I.2)$$

En el caso de sistemas de control digital debe ser considerado el tiempo de nuestro " t_s " que debe ser menor que la constante de tiempo del sistema de control. Para una adecuada respuesta un valor usual es considerado:

$$t_s \leq \frac{t_1}{10} \quad (I.3)$$

Para el caso de un control de velocidad en el cual el tiempo de respuesta es 75 ms. se obtiene que el período de muestreo es alrededor de 3 ms. según esto, el control de velocidad con métodos digitales es posible en sistemas con dinámica de control baja.

Sin embargo, por el momento predominarán los sistemas análogos siempre que la dinámica y el rango de control sean comparativamente

altos y la exactitud con métodos análogos pueda ser conseguida.

Para sistemas de control de posición, tensión de banda ó control de espesor con frecuencias límites de alrededor de 2 Hz sistemas de control digital pueden ser usados con tiempos de muestreo de 10 ms ó menos.

I.2 Sistemas de control de velocidad

En sistemas de control con niveles dinámicos bajos, el uso de sistemas con microprocesadores puede mejorar la técnica análoga de control. Sin embargo surgen algunas desventajas cuando se realiza este tipo de control

I.2.1 Sistema de control análogo

En la Fig.I.1 se muestra un sistema de regulación de velocidad análogo. Algunas consideraciones deben ser tomadas en cuenta para estos sistemas:

- Tiempo de respuesta : 40 ms para cambio de valores de referencia.
- Tiempo de corrección: 120 ms bajo efectos de torque en la carga.
- Caída de velocidad : 1% a 10% para cambio de carga.
- Rango de ajuste : 1 a 100.

En la table I.2 se muestran los errores en circuitos de control, comerciales análogos ó digitales (*) entonces la precisión depende de las influencias determinadas en la tabla.

TABLA I.2

ERRORES EN CIRCUITOS DE CONTROL

	Puesta de valores de referencia.	Tacómetro generador de pulsos.	Divisor de valor actual	Controlador de valor actual
Análogo.	0.3 %	0.2 %	0.2 %	0.25 %
Digital.	10^{-6}	10^{-4}	10^{-4}	10^{-4}

El error de velocidad obtenido de acuerdo a la tabla - utilizando el método de control es :

0.95 % Control análogo.

0.65 % Con puesta de valor de referencia digital y sistemas de control análogo.

0.25 % Con puesta de valor de referencia digital, valor actual y transmisor de pulsos.

0.1 % Con control digital directo.

El límite para empleo de sistemas de control de velocidad análogo radica en el 1% obtenido del error absoluto, lo cual es suficiente en sistemas de control.

I.2.2 Sistemas de control digital.

El uso de un sistema de control de velocidad digital se justifica sólo cuando el comportamiento del sistema es mejorado.

Aquí las consideraciones que deben ser tomadas en cuenta son :

- El error absoluto del sistema de control es alrededor de 0.1 % para control digital de lazo cerrado y 1% del valor nominal para control análogo de lazo cerrado.
- El rango de trabajo es de 1:100 para sistemas de con-

trol análogo y por frecuencia y 1:20 para sistemas de control digital.

- El tiempo de conexión es de 120 ms para sistemas análogos y 1 Seg. para sistemas digital.

De acuerdo a esto podemos notar que el uso de sistemas de regulación de velocidad análogos son los más recomendables.

I.3 Sistemas de control de posición.

En la tabla I.1 podemos observar el amplio uso de sistemas de control de posición en la industria metalúrgica. Para estos sistemas la constante de tiempo $T_{sust} \approx 100$ ms y el período de muestreo es $T_{sam} = 10$ ms, por tanto la implementación de sistemas de control digital es posible.

La ventaja radica en la precisión que pueda obtenerse. En la figura I.2 se muestra un sistema de control digital.

Dependiendo la aplicación, este control puede ser realizado con un microprocesador.

En el caso de una planta de laminación de planchas de acero los siguientes controles deben ser usados :

- Control de velocidad y corriente.
- Control y compensación de la carga.
- Control de posición.
- Control de sincronismo.
- Control de espesor.
- Control de tensión.

A esto debe ser sumado el monitor de valores de referencia y de señales actuales.

El presente trabajo se describe el principio de funcionamiento -

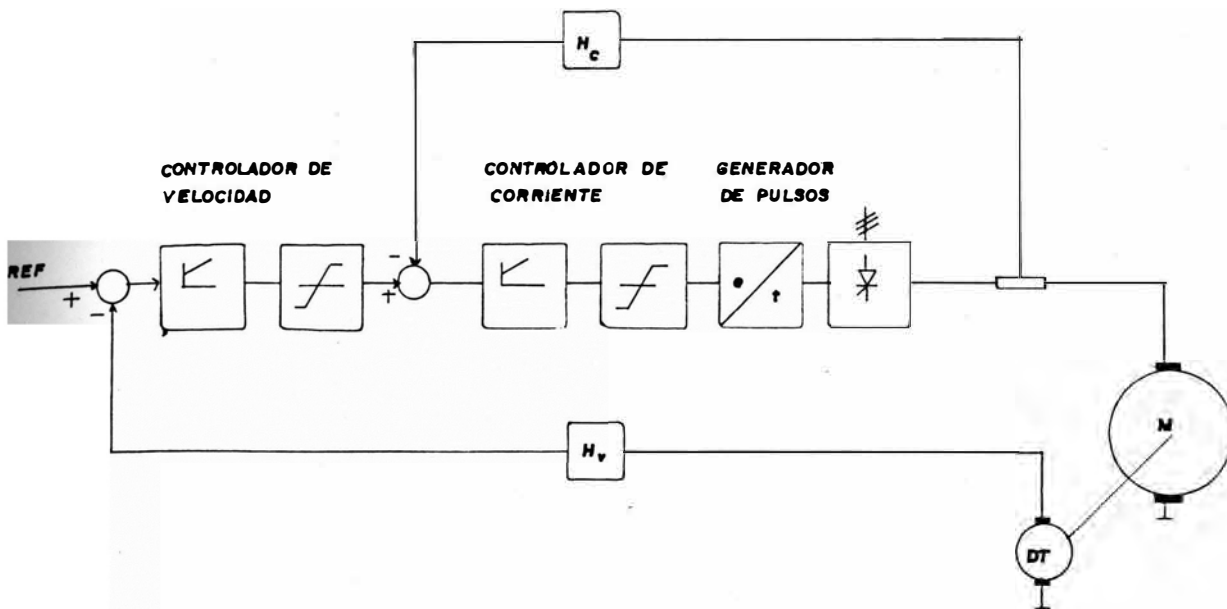


FIG. 1.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR DE VELOCIDAD ANALOGO.

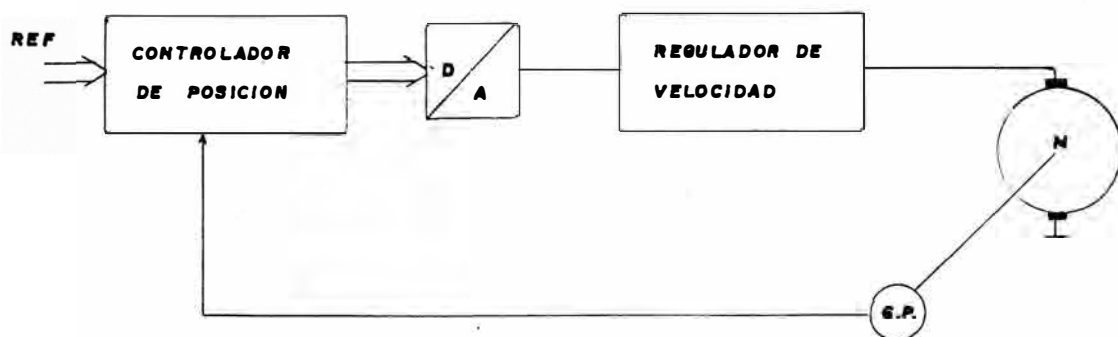


FIG. 1.2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR DE POSICION DIGITAL.

operación y organización de un sistema de control de digital para -
el control de la posición de los tornillos de presión de un tren la
minador usando un microprocesador.

CAPITULO II

CONTROL DE ESPESOR EN UN TREN DE LAMINACION

II.1 Descripción del Proceso de laminación.

Los aceros y otros metales usados en construcciones metálicas deben ser suministrados en formas y tamaños adecuados para su utilización inmediata tanto como para las construcciones de máquinas como para las construcciones mecánicas. En el último caso especialmente listas para ser cortadas y colocadas en las diferentes estructuras.

De allí la necesidad de transformar los lingotes obtenidos por fusión y colado en tochos inicialmente y luego en planchones. La laminación de planchones es la primera etapa de la fabricación de todos los productos comerciales en forma de láminas ya sea de chapas gruesas o de chapas finas. Las gruesas tienen sus aplicaciones en la fabricación de corazas y blindajes de barcos, tanques y otros, mientras que las chapas finas tienen diversos usos industriales.

Las planchas o chapas son laminadas en diversos tamaños dependiendo de cual sea su posterior tratamiento, es decir si serán laminadas en frio o en caliente.

Para la reducción de espesor de la plancha son usados sistemas denominados laminadores, los cuales poseen en su estructura dos cilindros de trabajo lisos separados entre sí una determinada distan

cia. Si suponemos que entre las superficies de estos cilindros se de sea pasar una plancha de espesor mayor que la distancia de los cilindros, este paso será posible sólo si la plancha es deformable y si además se comunica un movimiento de rotación inverso a los cilindros, tal como se muestra en la Fig.II.1.

Si este movimiento es producido por un sistema de accionamiento, ambos cilindros ejercerán una presión sobre la plancha y le comunicará un movimiento de arrastre que la obliga avanzar en el sentido indicado.

El avance de las planchas se produce si la altura de ésta guarda cierta relación con el diámetro de los cilindros, y si la temperatura de la plancha es tal que permite el forjado por aplastamiento.

De acuerdo a esto, los cilindros laminadores comprimen el material que laminan disminuyendo en consecuencia la sección de la chapa por efecto de una disminución de la altura y un alargamiento longitudinal simultáneo.

Esto es posible si se dispone de un movimiento de rotación suficiente a los cilindros para obtener el espesor deseado.

En la Fig.II.2 se muestra la sección de una plancha de sección Q_0 , largo l_0 , altura h_0 y ancho b_0 . Después de una pasada entre los cilindros de laminación tendrá una sección Q_1 , largo l_1 , altura h_1 y ancho b_1 modificados.

Para obtener el espesor deseado de chapas finas la plancha es pasada varias veces entre los cilindros laminadores en uno u otro sentido hasta lograr el espesor final.

Para la obtención de chapas, generalmente se parte de un lingote de forma rectangular de unos 400 mm. de espesor o planchones habitualmente de unos 120 mm. de espesor,

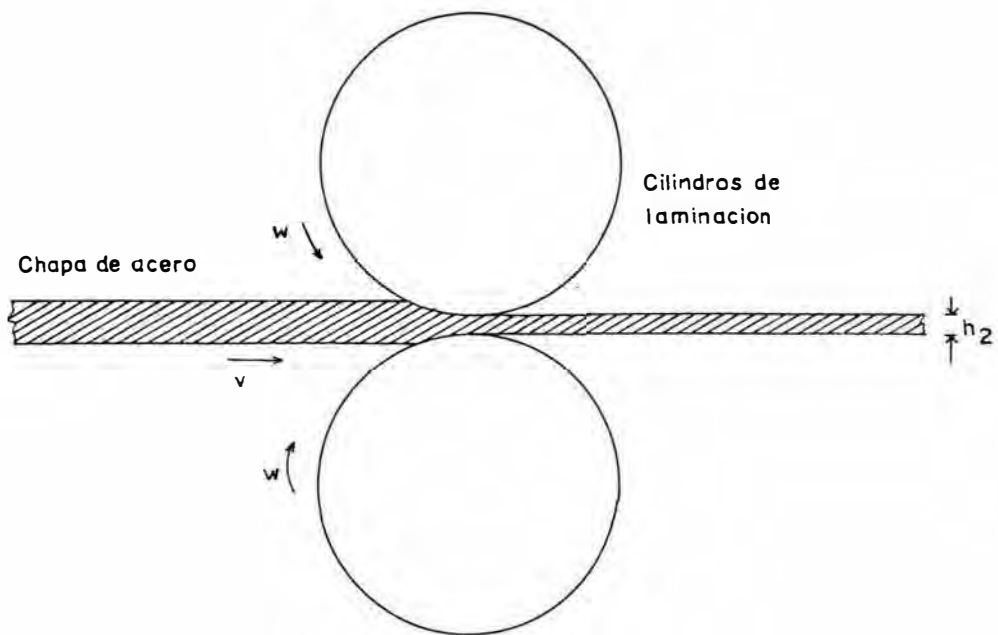


FIG II.1. MOVIMIENTO RELATIVO DE LOS CILINDROS DURANTE LA LAMINACION DE CHAPAS

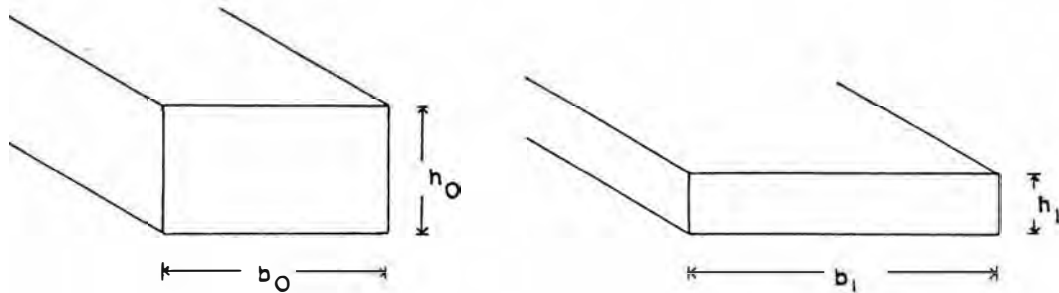


FIG.II.2. DEFORMACION PRODUCIDA POR EL LAMINADO
(a) ANTES Y (b) DESPUES DEL 1º PASE .

Los planchones son laminados en un tren laminador de chapas gruesas comúnmente llamado tren desbastador y de allí son enviados al tren laminador de chapas finas, cada vez que la plancha tenga un espesor aproximado de 13 mm. Los lingotes que son obtenidos por el colado del metal líquido en las lingoteras de la planta de acero son transportados por puentes rodantes en la planta de laminación hasta hornos de calentamiento llamados Soaking Pit con el objeto de hacer de ellos igualadores de calor.

Estos pozos están provistos de material refractario y su profundidad es algo mayor que la altura del lingote para colocarlo y retirarlo con facilidad, Ver Fig. II.3 .

Al llegar el lingote a su lugar, el calor interno es transmitido hacia su superficie exterior y allí se acumula por acción aislante del revestimiento refractario.

Después de aproximadamente media hora la temperatura del lingote es uniforme en toda su masa y puede ser sometido a un tratamiento de forjado.

Quando los lingotes están fríos y solidificados deben calentarse lentamente hasta 400°C . Alcanzada esta temperatura debe procederse a un calentamiento rápido para evitar la formación de fisuras ya que el acero posee un máximo de fragilidad que resulta de la fuerte reducción de la ductibilidad a esta temperatura.

El lingote sale del horno listo para ser laminado a una temperatura de 1200°C .

El lingote, luego pasa por un dispositivo que elimina las escamas adheridas a su superficie procedente de la oxidación superficial en el horno de calentamiento. Luego es laminado en el tren desbastador obteniéndose el planchón.

El tren desbastador puede trabajar como tren dúo o como tren - cuarto; es decir que puede usar dos o cuatro cilindros de trabajo dependiendo del grado de reducción que desea obtenerse.

Cuando el planchón es obtenido, el mismo tren desbastador es usado para obtener la plancha gruesa de 13 mm de espesor.

En otros casos este es almacenado en un parque de planchones.

Una vez obtenidas las planchas gruesas, son enviadas al tren laminador de chapas en caliente que es un tren laminador de cuatro cilindros: dos de apoyo y dos de trabajo.

El tren laminador de chapas es un tren Steckel formado por la estructura o caja de laminación propiamente dicha y dos hornos de calentamiento situados a la entrada y a la salida del tren respectivamente tal como se muestra en la Fig. II.3

Los hornos están provistos de material refractario y son usados para mantener constante la temperatura de la chapa y evitar su enfriamiento debido a que la reducción de espesor no puede ser obtenida en un solo pase. Una secuencia de hasta cinco pasadas es utilizada para obtener chapas finas de hasta 2.0 mm de espesor.

En el proceso de laminación de chapas es iniciado cuando una plancha es recibida desde el tren desbastador. Cuando esto sucede, el extremo de entrada de la chapa es cortada por medio de una cizalla para mantener el borde perfecto y asegurarse que exista un buen enganche en el horno de calentamiento.

La chapa, luego de ser recortada pasa por un chorro de agua que elimina las escamas residuales y es laminada por los cilindros de trabajo del tren.

Luego de ser laminada es enviada por un dispositivo deflector colocado a la salida del tren hacia la bobinadora del horno de sali

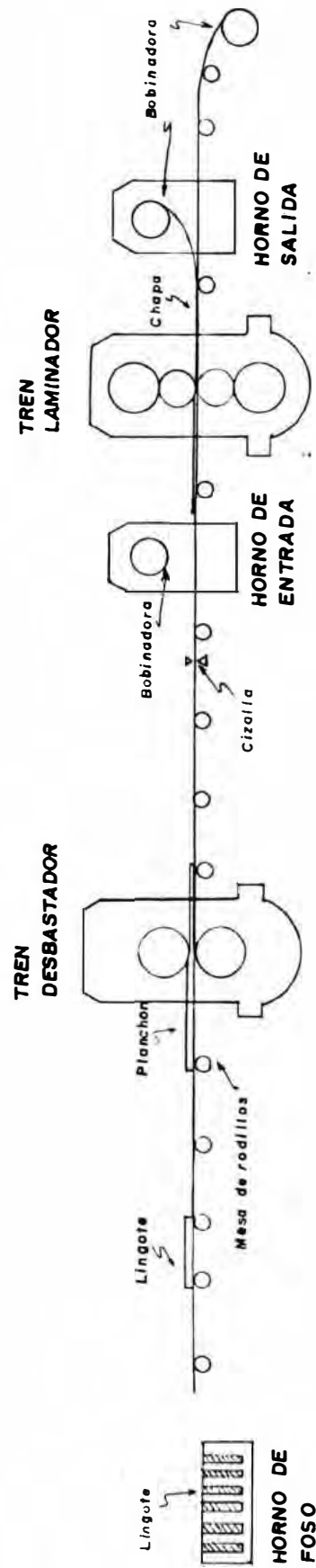


FIG. II.3 DIAGRAMA GENERAL DEL PROCESO DE LAMINACION

da. Tan pronto como la chapa entra en el horno se forma un doblez - debido a que la bobinadora gira en sentido opuesto al avance tangencial de la chapa permitiendo que ésta se enrrolle en la bobinadora - dentro del horno de salida.

Esta operación se realiza a baja velocidad. Cuando se completa una vuelta en la bobinadora el operador acelera el tren y lo lleva a su velocidad nominal. Posteriormente la velocidad es disminuída de modo que el extremo posterior de la chapa es mantenido fuera del horno mediante rodillos de agarre.

La bobina es mantenida en el horno para evitar su enfriamiento. Debido a que los extremos de la chapa son en pases alternados mantenidos fuera del horno, el límite de cinco pasadas es usado para evitar el enfriamiento de dichos extremos. Además las operaciones de enhebramiento son realizadas a bajas velocidades de laminación.

Después que la chapa ha sido embobinada en el horno de salida - el operador cambia el sentido de giro de los cilindros de trabajo - y la chapa es nuevamente laminada, repitiendo la operación anterior pero en sentido contrario.

La chapa se embobina ahora en el horno de entrada.

En el tercer o quinto pase, la chapa debe obtener su espesor final ya que se requiera chapas gruesas o chapas delgadas (mayores que 5 mm. y menores que 3 mm. de espesor respectivamente).

Luego de ser laminada la chapa sale del laminador y es sometida a la acción de chorros de agua distribuídos a lo largo de la mesa - de rodillos, la cual lleva a la chapa hacia una bobinadora final. El agua enfría superficialmente la chapa de modo que la operación - de embobinado se lleva a cabo fácilmente debido al calor interno - que aún posee la chapa.

Las bobinas obtenidas son enviadas a la planta de laminación en frío para obtener su espesor y acabado final.

II.2 Principio de funcionamiento del control automático de espesor.

En un sistema de control automático de espesor directo, el espesor de la chapa es medido por un calibre de contacto o de radiación situada a cierta distancia de los rodillos de laminación. Debido a esto existe una diferencia de tiempo entre el momento que se produce una variación de espesor y la respuesta del circuito de control introduciendo inestabilidad en el sistema de bajas velocidades de laminación.

Esto se elimina usando la laminadora como dispositivo de medición. Si ésta se considera como un ente rígido, el espesor de la chapa podría ser determinado midiendo la separación de los cilindros. Sin embargo, en la práctica los montajes de la laminadora ceden cuando se aplica una fuerza de separación tal como puede apreciarse en la Fig. II.4

En este trabajo se considera el método de medición basado en la deformación elástica de la caja del laminador de acuerdo a la Ley de Sims y Bigg cuando se aplica una fuerza de separación a los cilindros para compensar el ensanche producido en la laminadora y determinar el espesor real de la chapa laminada, tal como se verá a continuación.

II.2.1 Estrategia de control.

La elasticidad constante del laminador es conocida con el nombre de Módulo del laminador y relaciona la fuerza de separación de los cilindros y el ensanche de la caja del laminador. A lo largo de la trayectoria de fuerza, son diversos los componentes que tienen efecto

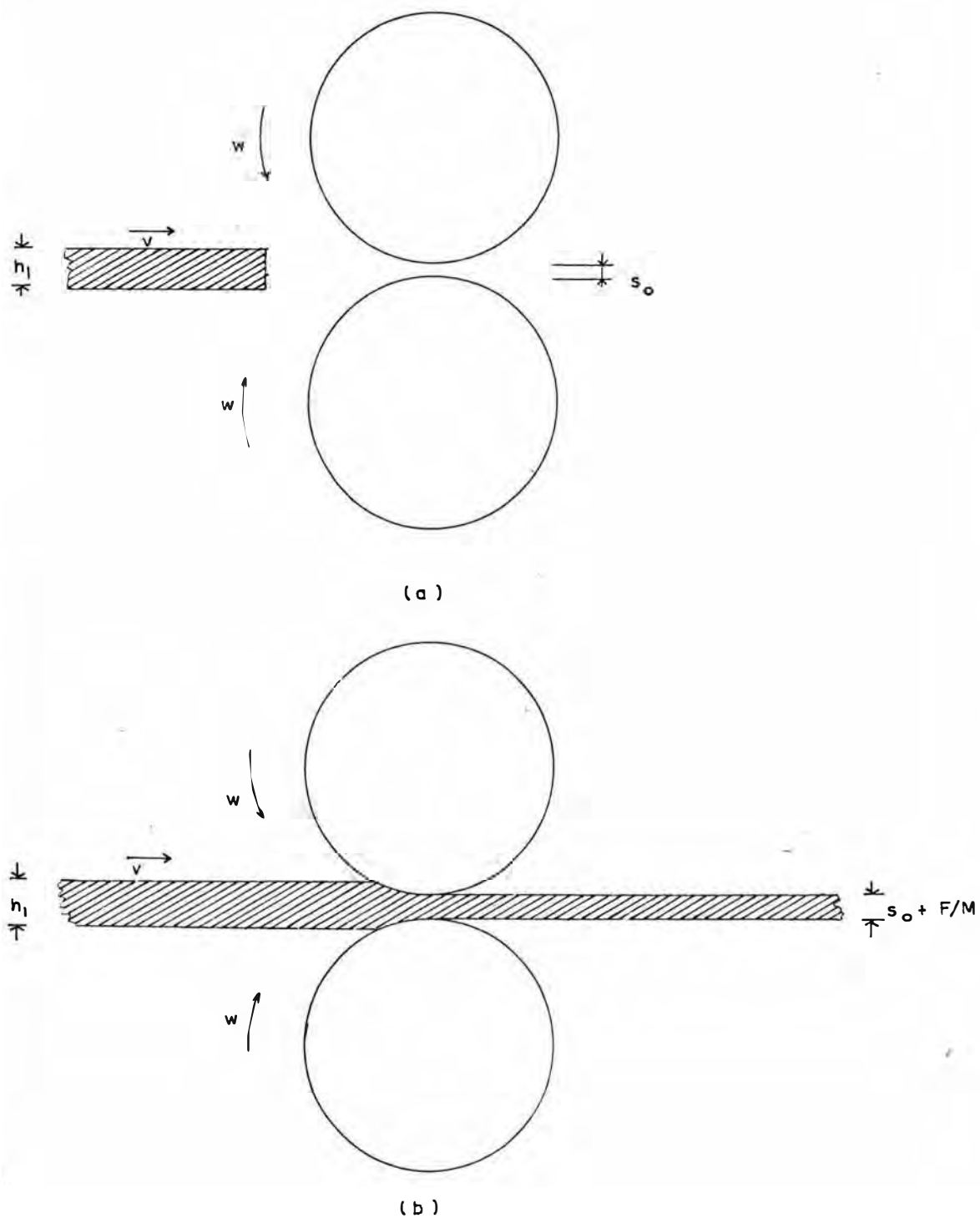


FIG. 11.4. PRINCIPIO DE MEDICION (a) SEPARACION DE CILINDROS SIN CARGA

(b) CON CARGA

sobre la rigidez compuesta del sistema tal como se vé -
en la Fig. II.5

El módulo será :

$$M = F / (d_1 + d_2 + d_3 + \dots + d_9) \quad (II.1)$$

donde

F = Fuerza de separación actuando en la estructura.

d_1 = deflexión axial de los tornillos.

d_2 = deflexión de la rosca del tornillo.

d_3 = deflexión de la tuerca.

d_4 = deflexión de la rosca de la tuerca.

d_5 = deflexión de la película de lubricación.

d_6 = deflexión de las celdas de carga.

d_7 = deflexión de los cilindros.

d_8 = deflexión de la caja del laminador.

d_9 = deflexión de los cojinetes de apoyo.

El módulo es importante para relacionar la fuerza de separación y el desplazamiento de los tornillos de presión y es la pendiente de la curva cuando se grafica la fuerza en función de dicho desplazamiento.

Estas curvas bajo condiciones normales de funcionamiento proporcionan la información completa del estado mecánico del laminador. En la Fig. II.6 se muestra un gráfico típico de la función módulo de elasticidad del laminador.

Sin chapa en el laminador el movimiento de los tornillos de presión con los cilindros en contacto es igual al ensanche total sufrido por la caja y la relación fuerza -

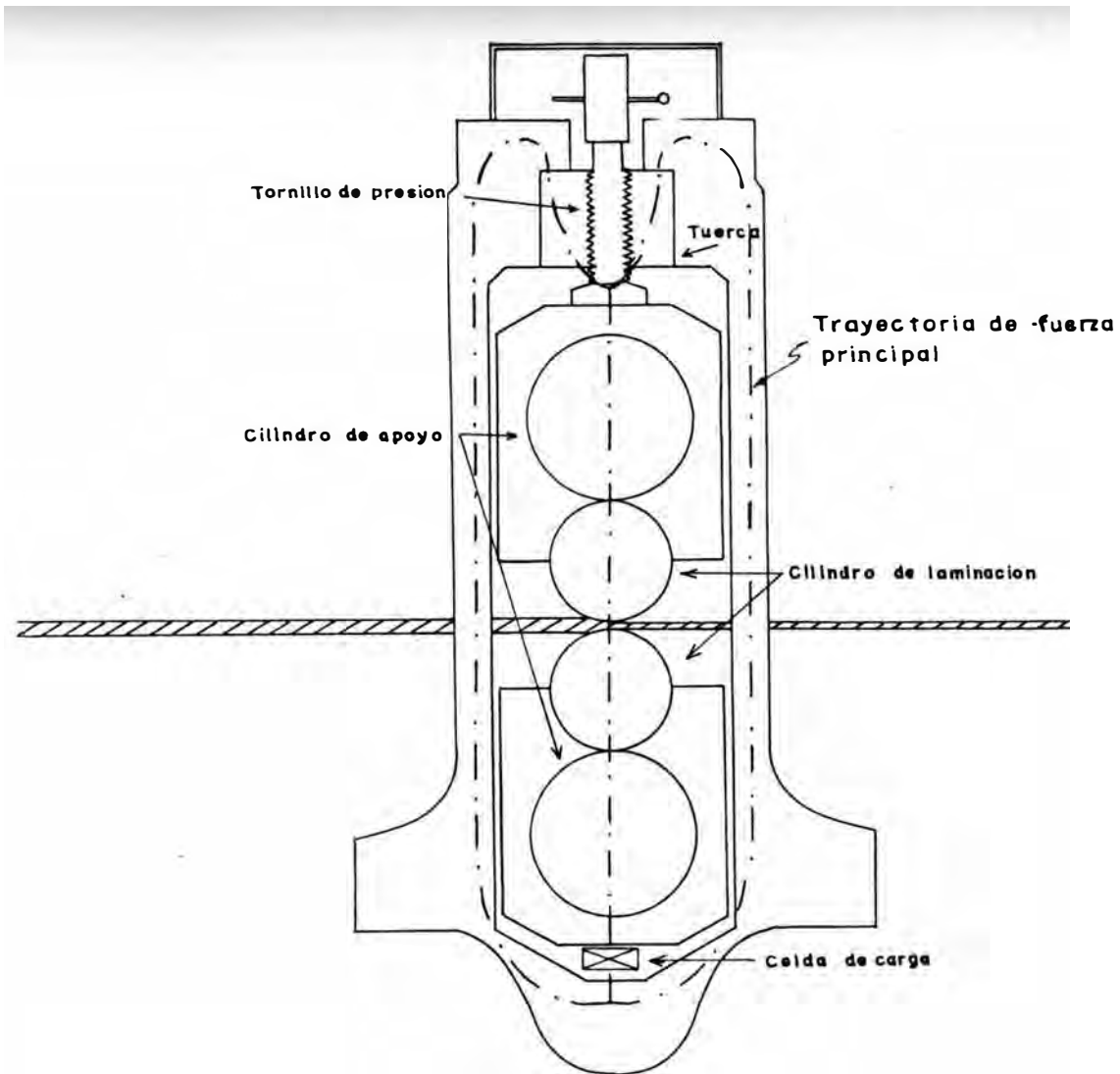


FIG. II.5 TRAYECTORIA DE FUERZA EN EL TREN LAMINADOR.

desplazamiento llega a ser la curva módulo.

Sin embargo, aún con los mejores laminadores y con sistemas de medición de fuerza y desplazamiento precisos, las curvas F/s muestran falta de linealidad.

Entonces, el módulo de elasticidad debe ser especificado para un punto dado de la curva. En la región de cargas altas, el módulo de elasticidad llega a ser constante.

El módulo es influenciado significativamente por la curvatura de los cilindros y el ancho de la chapa laminada.

En un sistema de control automático de espesor, el módulo del laminador debe ser obtenido experimentalmente sin chapa en el laminador para obtener un formador de curva. Este dispositivo debe tener la capacidad de poder ser normalmente variado seleccionando diferentes puntos para compensar el módulo real de la caja del laminador durante el proceso de laminación.

Cuando se lamina bajo un sistema de control automático de espesor, el calibre de la chapa es regulado al espesor seleccionado para una determinada fuerza manejando las desviaciones de la fuerza alrededor de un punto de trabajo. La desviación de fuerza es traducida en el ensanche del laminador a través del formador de la curva módulo.

El ensanche, el cual es el error de salida es entonces alimentado al control de posición de los tornillos de presión para iniciar un movimiento de corrección que -

permita obtener el espesor deseado de la chapa.

El movimiento de corrección de los tornillos de presión crea un cambio en la fuerza de separación causando un ensanche adicional de la caja del laminador el cual debe ser corregido por un movimiento de los tornillos de presión hasta llegar a un punto de estabilidad.

La cantidad de estos movimientos adicionales dependen del módulo de elasticidad de la caja y del módulo plástico del acero utilizado en la chapa.

En la Fig.II.7 se muestran las relaciones entre la fuerza de separación y el ajuste de la separación de los cilindros de trabajo para mantener el espesor constante a lo largo de la chapa.

Este gráfico basado en las fórmulas de Biggs y Sims en el cual la característica del material no necesariamente debe ser conocida, proporciona el espesor de salida de la chapa como la suma de la separación de los cilindros y el ensanche de la laminadora.

$$h = S + F/M \quad (\text{II.2})$$

Donde:

$M = tg \ a =$ Módulo del laminador en Ton/mm

$b =$ característica plástica del material

$s =$ separación de los cilindros sin carga

$h =$ espesor de salida de la chapa

Para desviaciones pequeñas alrededor de un punto de operación se tendrá:

$$\Delta h = \Delta s + \Delta F/M \quad (\text{II.3})$$

El propósito del sistema de control es el de mantener el espesor de la chapa constante, por tanto $\Delta h = 0$. De la relación anterior se obtendrá

$$\Delta s + \Delta F/M = 0$$

y

$$\Delta s = - \Delta F/M \quad (\text{II.4})$$

Esto significa que el control actúa en respuesta a cada variación de fuerza causada por un cambio del espesor de entrada o por un cambio de la temperatura a lo largo de la chapa.

El ensanche de la laminadora es determinado por la fuerza de separación y alimentado al regulador de posición.

La función del control puede ser expresado de la siguiente manera : un incremento del espesor de entrada h_0 resulta en un incremento de la fuerza de separación F_1 conjuntamente con el espesor de salida, de modo que

$$\Delta h_1 = \Delta F_1/M$$

El punto de operación se desplaza de A_1 hasta A_2 correspondiente a la intersección de las características plásticas y elásticas del material y laminadora respectivamente. El sistema de control actúa ajustando la señal

$$\Delta s_1 = \Delta F_1/M$$

lo cual produce un incremento de la fuerza de separación f_2 y una reducción del espesor incrementado ahora desde su valor de referencia a :

$$\Delta h_2 = - \Delta F_2/M$$

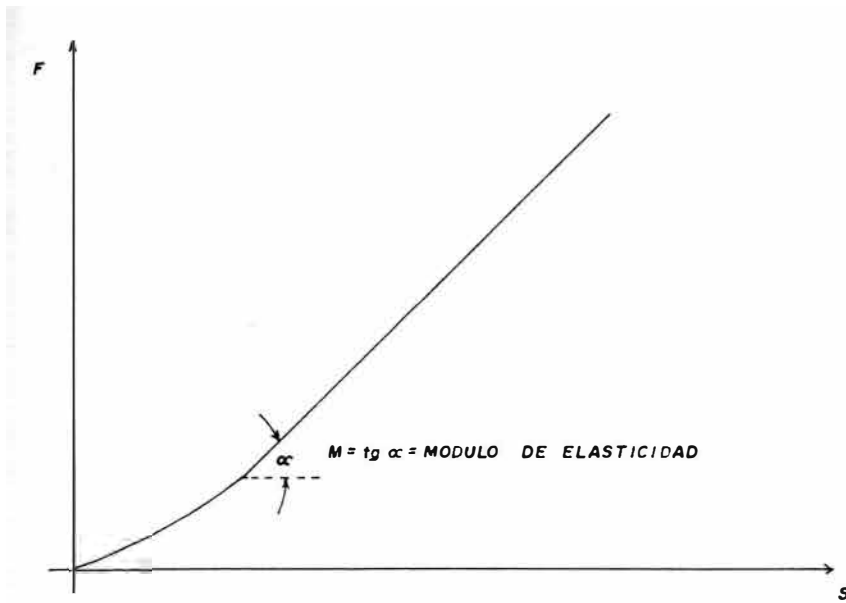


FIG. II.6 DIAGRAMA FUERZA-DESPLAZAMIENTO DEL TREN LAMINADOR

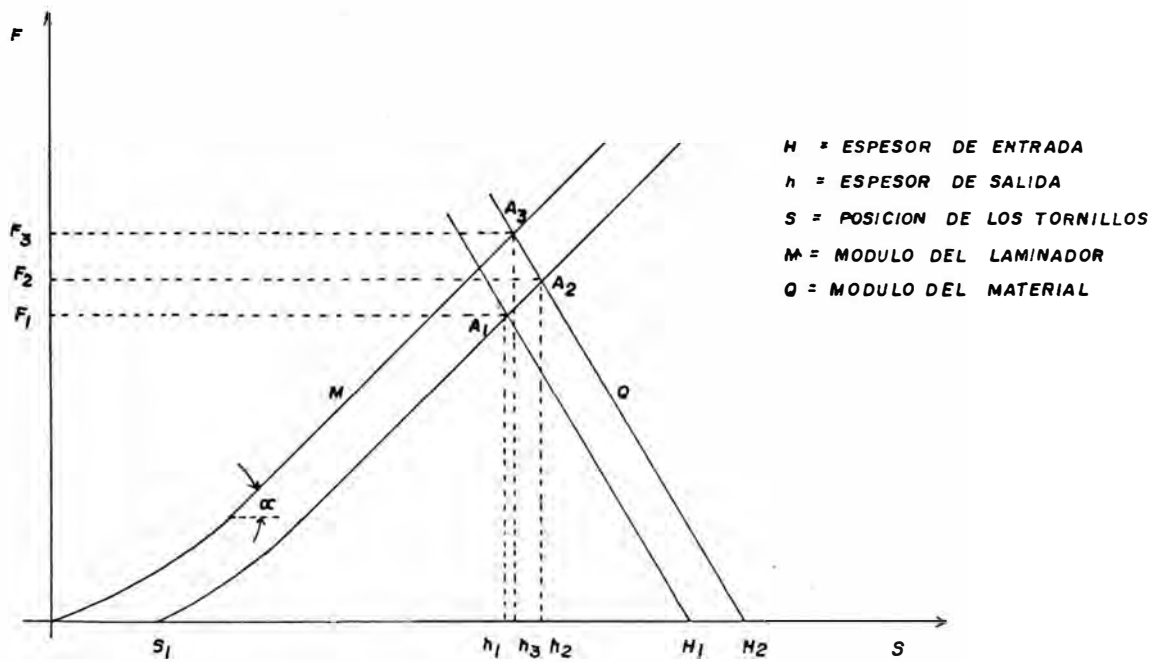


FIG. II.7 DIAGRAMA FUERZA DESPLAZAMIENTO Y REGULACION

obteniéndose un nuevo punto de operación. Esto lleva al sistema de control a realizar un movimiento adicional,

$$\Delta s_2 = - \Delta F_2 / M$$

y trae como consecuencia la obtención de un nuevo punto de operación A_3 .

El proceso se repite tantas veces como sea requerido, para que el punto A_n sea un punto de equilibrio en el cual el espesor deseado de la chapa es obtenido.

El incremento total de la fuerza de separación es:

$$\sum_{i=1} \Delta F_i = \Delta F \quad (\text{II.5})$$

La corrección total será:

$$\Delta s = \sum_{i=1}^{\infty} \Delta s_i = - \sum_{i=1}^{\infty} \Delta F_i / M \quad (\text{II.6})$$

De donde $\Delta s = - \Delta F / M$

Para un óptimo comportamiento del sistema de control automático de espesor el módulo usado en el regulador de posición debe compensar el módulo de la caja del laminador independiente del ancho, espesor o grado de dureza del material laminado, siempre que la fuerza de separación de los cilindros no exceda la máxima carga tolerable por el laminador.

Otros disturbios que influyen sobre el comportamiento del control de espesor son aquellos que se producen en la propia caja del laminador, tales como excentricidad

de los cilindros, cambio en el diámetro de los cilindros de trabajo con la temperatura y variación del espesor de la película de lubricación con la velocidad de laminación. Entonces las inexactitudes en la compensación del control automático de espesor son corregidas usando un calibre - de Rayos X para obtener una señal de realimentación para el sistema, tal como se verá posteriormente.

II.2.2 Influencia de la película de lubricación en el proceso de laminación.

En un proceso de laminación, las condiciones normales de operación están sujetas a grandes variaciones de la velocidad de la chapa.

Las variaciones bajas son normalmente asociadas con el - embobinado y desembobinado de la chapa en los hornos.

Durante estos períodos de aceleración y desaceleración - algunas variaciones en los parámetros alteran las condiciones del laminador, lo cual puede traer como consecuencia indeseable formas de la chapa y una regulación pobre en el espesor de salida.

El grado con el cual la velocidad de laminación influye en la fuerza de separación de los cilindros es grandemente determinado por el mecanismo de lubricación y los cojinetes.

Los laminadores son equipados con cojinetes de apoyo y con una película fluida para soportar la fuerza de los tornillos de presión. La película de lubricación introduce un comportamiento dependiente de la velocidad.

El lubricante es controlado por medio de presión en la chumacera y pasa a través de enfriamiento por agua para mantener el suministro de aceite a temperatura constante.

Un análisis de la influencia de la velocidad en el módulo del laminador involucra la derivación de las relaciones entre la localización del centro del eje del cilindro y la carga aplicada para una velocidad específica; la geometría de la chumacera y del lubricante.

La carga es soportada por la presión del lubricante, la cual es generada por el lubricante trabado por el eje rotativo dentro de la región adelgazada opuesta a la carga.

Haciendo un análisis matemático y práctico de la influencia de velocidad de acuerdo a los parámetros mencionados, se obtiene que la velocidad de laminación afecta a la separación de los cilindros mediante el cambio del espesor en la película de lubricación en los cojinetes de apoyo de los cilindros y por efectos en el enhebramiento del cilindro debido a la dependencia de la cantidad de formación del material laminado, cambios en la temperatura friccional y característica del lubricante usado.

El espesor más grande de la película a velocidades más altas tienden a hacer el centro del eje casi coincidente con el centro del cojinete y por tanto un desplazamiento menos pronunciado del tornillo de presión. Esto tiene por efecto aumentar la fuerza de los cilindros

si la posición del tornillo de presión es mantenida.

Entonces, la separación de los cilindros disminuye con la velocidad para carga constante y la carga de laminación se incrementa con la velocidad para una separación de los cilindros constantes.

La pendiente de la curva fuerza de laminación y separación de los cilindros es la curva del módulo del cojinete.

Los cojinetes pueden ser externamente presionados hasta una cierta velocidad para mantener un adecuado espesor de la película de lubricación a bajas velocidades de laminación. Entonces, los cambios de espesor en la película son más significativos a bajas velocidades ya que una discontinuidad en el espesor de ésta aparece cuando la válvula de estricción hace variar bruscamente la presión.

Una película entre la rosca de los tornillos y la tuerca en el sistema de empuje puede afectar también la separación de los cilindros; sin embargo, debido a que existe poco acuanamiento para producir una película hidrodinámica y las velocidades son relativamente bajas este efecto puede ser despreciado.

II.2.3 Influencia de la Temperatura

La variación de la temperatura durante el proceso de laminación resulta de las fluctuaciones de energía la cual es convertida en calor y cambio en la cantidad de energía calorífica particularmente en los laminadores -

en caliente.

Estos cambios de temperatura no serán uniformes de punto a punto y no afectarán igualmente a todas las componentes.

La separación de los cilindros del tren laminador será afectada por la expansión térmica y por cambios en el ensanche de la caja. La película de lubricación, la cual introduce una componente adicional en el módulo del laminador, también es dependiente de la temperatura. Debido a que las componentes del laminador no son en su totalidad de acero, tal como es el caso de las roscas y los cojinetes que normalmente son de bronce, la expansión o contracción térmica no es uniforme debido a que sus coeficientes de temperatura no son necesariamente idénticos.

La temperatura más alta de los cilindros es producida por el trabajo de laminación, aunque la radiación y conducción desde la chapa incrementará la temperatura del cilindro.

También la energía del proceso de laminación será convertida en calor para producir un aumento de la temperatura de la chapa. Sin embargo, este efecto es normalmente despreciable cuando se lamina en caliente.

Mientras el calor generado en el proceso de laminación es transferido a través de los cilindros y la caja del laminador, existirá un gradiente de temperatura dentro y entre los componentes. Esto se puede apreciar en la Fig.II.8 en la cual se muestra la temperatura axial a

lo largo del cilindro bajo condiciones de estado estacionario.

Estos valores son obtenidos inmediatamente después de que los cilindros han sido retirados del laminador.

Los cambios térmicos producen dos efectos: la carga en la caja del laminador puede variar sin variar la posición de los tornillos de presión debido a las diferentes expansiones de los diversos componentes del laminador, y el módulo del laminador; el cual es usado para relacionar la separación de los cilindros con la carga de laminación puede ser alterado usualmente en una manera no lineal.

Sin embargo algunos de los efectos mencionados tienden a cancelarse. Por ejemplo, al aumentar la temperatura disminuye el espesor de la película de lubricación. En tonces, cambios de carga y módulo de laminador debido a este efecto debe ser estimado para cada instalación específica.

II.2.4 Influencia de la Excentricidad de los cilindros

Otras de las componentes que afectan adversamente la consistencia del módulo del laminador es la excentricidad de los cilindros, la cual debido a su naturaleza cíclica se manifiesta como ruido en el laminador en la señal proveniente de las celdas de carga que determinan la fuerza de laminación.

En la Fig.II.9 se muestra un gráfico en el cual pueden observarse los efectos de excentricidad de los cilindros

en la señal de fuerza de laminación.

Para lograr un óptimo comportamiento del sistema de control de espesor el efecto de excentricidad de los cilindros deberá ser disminuído tanto como sea posible.

II.3 Organización del Sistema de Control de Espesor.

II.3.1 Módulo del Sistema

De acuerdo al principio de control descrito y la influencia de parámetros que afectan la consistencia del método usado un modelo para el control de espesor es mostrado en la Fig.II.10.

En esta se muestra un gráfico del sistema de control — mostrando las interrelaciones de las variables de laminación. En esta se puede apreciar que las variaciones de la fuerza de laminación son producidas por variaciones del espesor de la chapa, dependiendo del módulo de elasticidad de la caja del laminador y el módulo plástico de la chapa.

Un sistema que traduzca las variaciones de fuerza en el ensanche de la laminadora debe ser realizado mediante un circuito que tenga en consideración el módulo de elasticidad del laminador obtenido experimentalmente.

La compensación debido a la influencia de la variación de espesor de la película de lubricación es realizada — mediante el uso de una señal proveniente de la velocidad de laminación, ya que como se vió anteriormente, las variaciones del espesor de la película de lubricación — son dependientes de la velocidad de laminación.

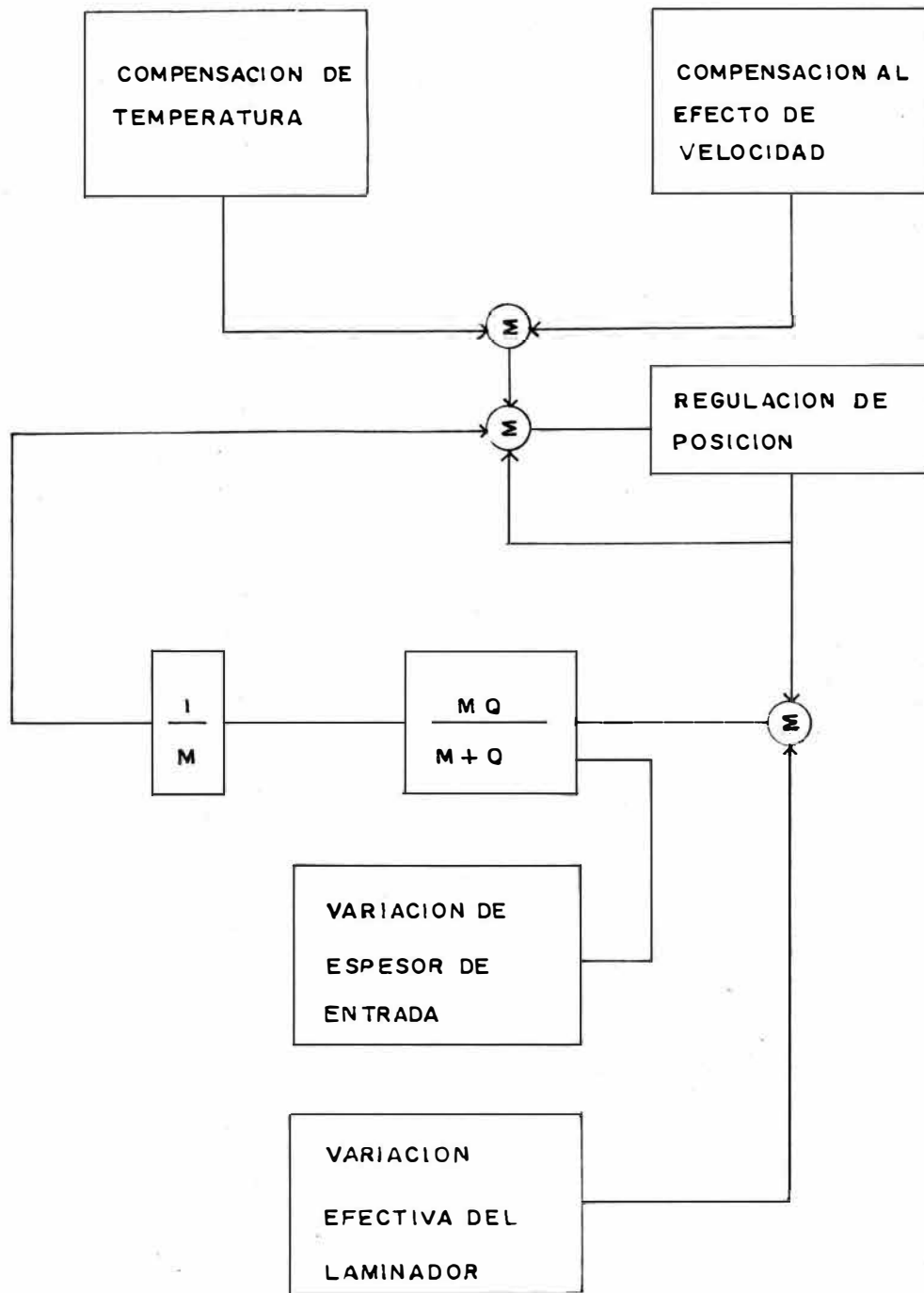


FIG. 11.10 MODELO DEL SISTEMA DE REGULACION

Debido a que en el proceso de laminación en caliente existe transferencia de energía que es convertida en calor en las diferentes partes del laminador además de la radiación y conducción desde la chapa hacia los cilindros de trabajo, se ve la necesidad de incorporar un modelo térmico que compense la dilatación y contracción térmica de los cilindros de trabajo y las diferentes partes del laminador.

Este modelo de expansión térmica puede ser reemplazado por un sistema calibrador de rayos X que mida el espesor de la chapa a la salida del tren y de esta manera corrija inexactitudes producidas por el efecto térmico. Este modelo de control de espesor puede llegar a ser una solución ya sea análoga o digital para reducir las tolerancias del espesor de salida de las bobinas laminadas en un tren laminador en caliente.

II.3.2 Estructura del Sistema

En un tren de laminación el espesor adecuado de la chapa laminada es obtenido por la regulación de la posición de los tornillos de presión de modo que variaciones de espesor de la chapa sean eliminadas a la salida del tren laminador.

Los tornillos de presión son encargados del posicionamiento del cilindro de laminación superior de modo que el espesor adecuado es obtenido moviendo éste horizontalmente.

Considerando que el proceso de laminación es un proceso

complejo, diversas acciones son tomadas en cuenta para lograr el espesor uniforme a lo largo de la chapa laminada.

Básicamente, para un control de espesor óptimo, el tren de laminación debe contar con las siguientes partes:

Control de carga de laminación.

Calibrador de Rayos X.

Controlador de Posición de los tornillos de presión.

Sistema de compensación de la carga.

Control de tensión de la chapa.

Cada una de estas partes será descrita en el presente capítulo.

En la Fig.II.11 se muestra el diagrama de bloques del control de espesor en un tren laminador.

a) Sistema de Medición de la Fuerza de laminación

La medición de la fuerza de laminación o fuerza de separación de los cilindros del tren se lleva a cabo mediante el uso de celdas de carga montadas en la parte inferior del laminador.

Dos celdas de carga situadas dentro de la trayectoria de la fuerza en la caja del laminador son usadas. Cada una de estas celdas está situada en la parte inferior del cilindro de apoyo y en la dirección de cada tornillo de presión. Ver Fig. I.5.

Las celdas de carga son transductores de galgas extensiométricas diseñados específicamente para su instalación en trenes de laminación. El elemento -

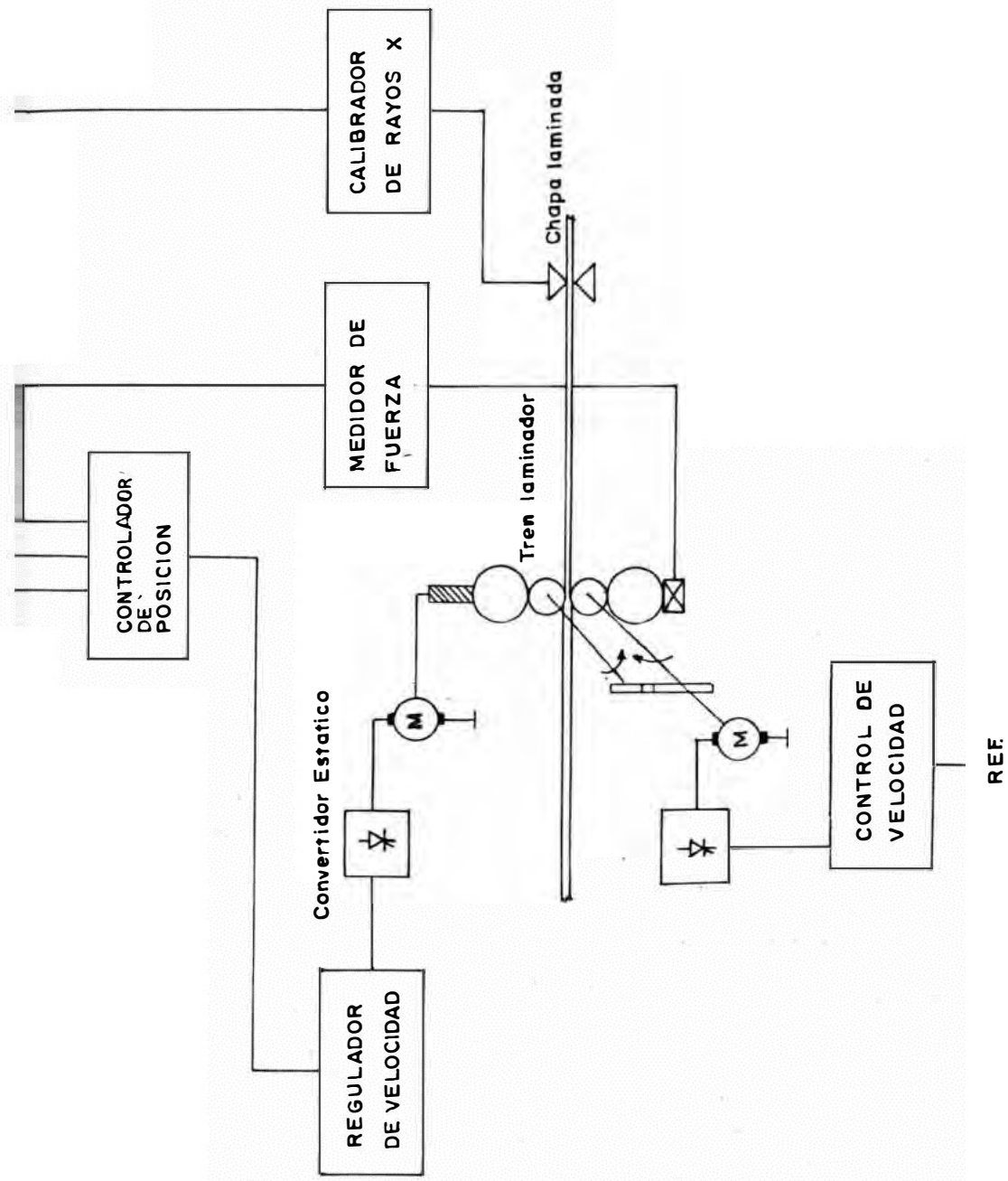


FIG. 11.11 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL DE ESPESOR DE CHAPAS DE ACERO

sensible es una pieza de acero forjado, el cual lleva la resistencia de galgas extensiométricas adherido mediante una resina aislante.

Las celdas varían su resistencia cuando sufren de formación. Para medir esa variación se usa una configuración en Puente Wheastone. La tensión de excitación se aplica a dos vértices opuestos del puente y en los otros dos se toma la señal de desviación - la cual es amplificada para proporcionar una indicación de la fuerza medida.

Las señales individuales de las celdas de carga son amplificadas y sumadas para dar una indicación de la fuerza total de laminación.

Del mismo modo un amplificador adicional es usado para producir la diferencia de las señales de las celdas de carga y en consecuencia dar la indicación del desnivel de los cilindros o "camber".

Estas señales también son disponibles como señales flotantes y completamente aisladas para su uso en sistemas de control de espesor.

En el sistema de control de espesor por control de los tornillos de presión, únicamente es necesaria - la señal de fuerza total de laminación. Esta es una indicación del ensanche de la laminadora cuando se aplica el factor de corrección del módulo de elasticidad, tal como se describió anteriormente.

b) Sistema Calibrador de Rayos X

El sistema de medición por Rayos X está específicamente diseñado para medir chapas de acero al carbón calientes desde 2.0 hasta 16 mm.

La medida de espesor de la chapa laminada se lleva a cabo mediante la medida de energía de Rayos X. Entonces un nivel calibrado de Rayos X atraviesa el material de modo que cambios en el espesor del producto laminado producen cambios en la señal de radiación.

La fuente de Rayos X es montada en la estructura - debajo de la trayectoria recorrida por la chapa. Dicha fuente contiene un tubo de 130 Kv. y dos transformadores de 65 Kv. encerrados en un tanque sellado. El detector de Rayos X está montado en la misma estructura y se encuentra en la parte superior - de la trayectoria recorrida por la chapa.

El detector consiste de un cristal fluorescente, un fotomultiplicador y un amplificador.

La fuente posee un obturador que absorbe la energía de radiación en ausencia de la chapa.

El nivel de rayos X es calibrado con una combinación de muestra patrón de acuerdo al espesor deseado. Cuando la muestra patrón se retira de la trayectoria del haz y en su lugar es colocado el material a medir, la intensidad de radiación fluyente a través de la chapa permanecerá inalterable solo si el material laminado es del mismo espesor, composición y temperatura de la muestra patrón.

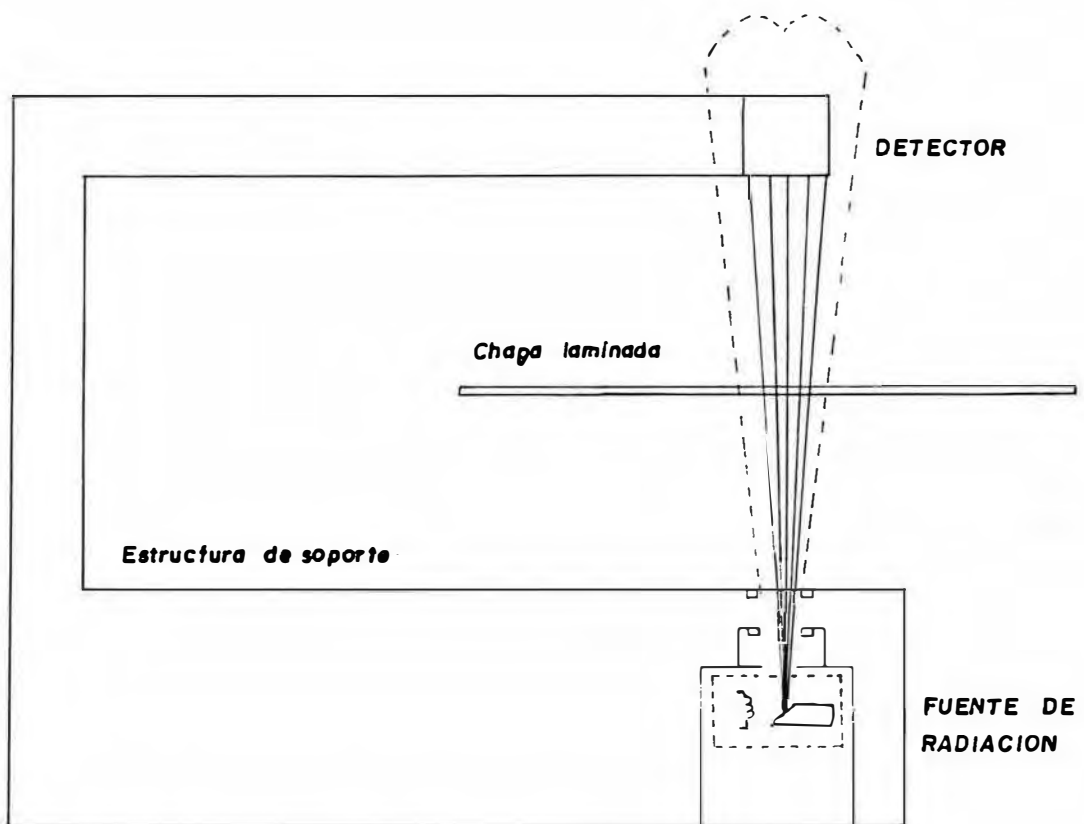


FIG.111.12 GEOMETRIA DE RADIACION

Si existen cambios de espesor a lo largo de la cha-
pa laminada el nivel de radiación detectado varía
en forma inversamente proporcional, generando una se-
ñal de desviación alrededor del punto de referencia
seleccionado.

En la Fig.II.12 se muestra la geometría típica de
radiación para la medida de espesor de chapas del
tren laminador.

Este sistema posee además un circuito de compensa-
ción de la temperatura debido a que la densidad del
acero caliente es más baja que el acero frío. La se-
ñal de compensación es generada en el sistema de
acuerdo a la temperatura medida por un pirómetro.

La señal proporcionada por el sistema de medición -
de Rayos X es un voltaje análogo y actúa en el con-
trolador de posición de los tornillos de presión.

c) Controlador de Posición

En la Fig.II.11 se muestra el diagrama de bloques-
completo del sistema de control de espesor. En este
se puede apreciar la ubicación del controlador de
posición en el sistema.

Tal como se mencionó anteriormente el proceso de la
minación es afectado por diversos factores. Enton-
ces, para un control óptimo de espesor es necesario
tomar en cuenta todos los factores que tienen in-
fluencia sobre éste.

En el control de posición de los tornillos de pre

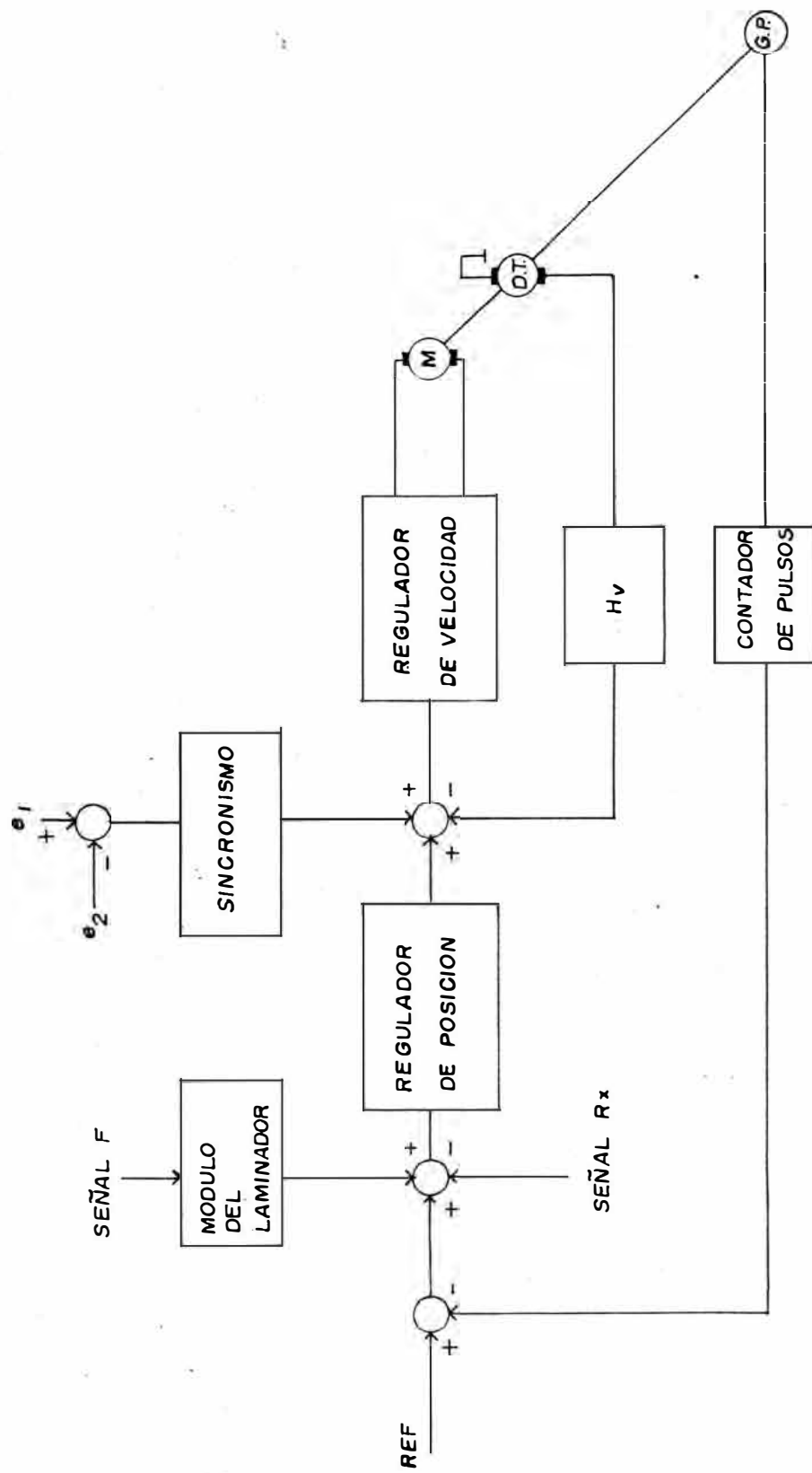
sión la señal de referencia es comparada con la señal de posición instantánea de los tornillos. El error obtenido es procesado de una manera tal que se obtenga la velocidad de referencia que posicione dichos tornillos en la posición deseada en un tiempo mínimo y con una exactitud prefijada.

Esta velocidad de referencia es aplicada a la entrada del regulador de velocidad y de corriente del motor de accionamiento de los tornillos de presión, para mantener el espesor constante de la chapa laminada.

Durante el proceso de laminación, las variaciones de carga son detectadas mediante celdas de galgas extensiométricas montadas en la estructura inferior del tren. Esta señal es traducida al correspondiente ensanche del laminador según el método de medición descrito anteriormente y aplicado al controlador.

El sistema de medición por calibre de Rayos X es usado para mantener el control automático dentro de su rango de trabajo y en consecuencia tomar en cuenta variaciones lentas del cero de referencia causadas por cambios de temperatura en los diferentes componentes mecánicos del laminador.

La señal de desviación del calibre de Rayos X es aplicada al controlador de posición para producir valores realmente necesarios de velocidad de referencia para el regulador de velocidad.



AL TORNILLO
DE PRESION

FIG. 11.13 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL DE POSICION

En la Fig.II.13 se muestra el diagrama de bloques del controlador de posición y las señales actuantes. Para el control de sincronismo las señales de error de posición son comparadas y la diferencia es usada para producir una señal de control adicional que será aplicada al regulador de velocidad, permitiendo que los tornillos de presión muevan el cilindro de trabajo superior paralelamente a la superficie horizontal, eliminando efectos de desnivel y desigualdad de espesor en las partes laterales de la chapa.

d) Control de Velocidad y Corriente del motor de accionamiento.

La señal de salida del controlador de posición actúa como señal de referencia en el regulador de velocidad. Aquí la velocidad de referencia se compara con el valor actual de velocidad de los tornillos de presión que es obtenido mediante el uso de un taquímetro acoplado al eje del motor de accionamiento.

Ver Fig. II.14.

El error obtenido es aplicado a un controlador P.I. que es usado para eliminar error de estado estacionario. Un limitador de pendiente es usado para limitar el valor de referencia del regulador de corriente.

El regulador de corriente contiene un segundo controlador P.I. que mantiene la corriente constante durante disturbios en el voltaje de alimentación y

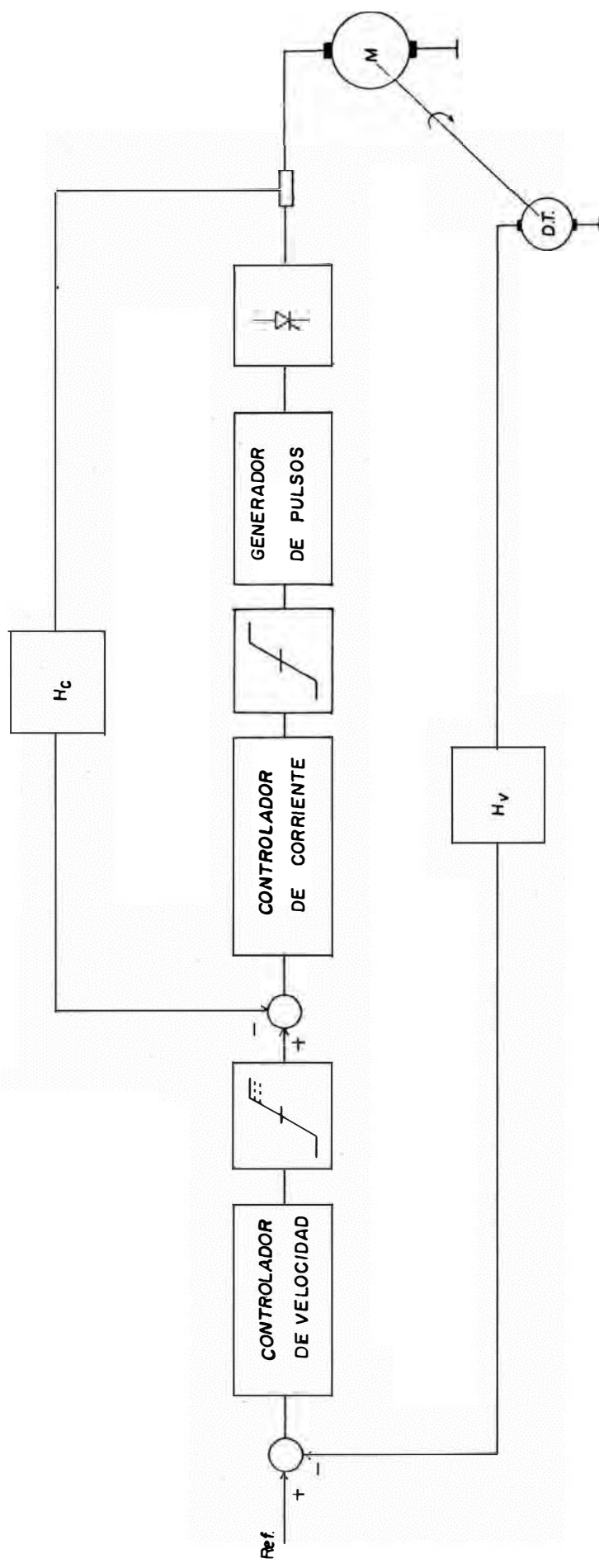


Fig. 11.14. REGULADOR DE VELOCIDAD Y CORRIENTE

proporciona una respuesta rápida del sistema.

Durante el arranque y bajo condiciones de sobrecarga la salida del controlador de velocidad limita la corriente del motor a un valor prefijado por el nivel de saturación del circuito de salida del regulador.

La señal de salida del controlador de corriente es usada para la variación de la posición de los pulsos de disparo de los tiristores del convertidor estático lo cual permite la variación de la corriente de acuerdo a la señal de referencia.

El convertidor estático, proporciona corriente D.C. a la armadura, necesaria al motor de accionamiento de los tornillos de presión.

e) Compensación de la carga y control de tensión.

Un sistema de control de espesor puede tener adicionalmente un control de velocidad de laminación y —sincronismo de velocidad de los motores de accionamiento de los cilindros de laminación. Esto es usado para eliminar el efecto de velocidad en la regulación de espesor así como para mantener constante la tensión de la chapa laminada.

El principio de funcionamiento es el de controlar la tensión de la chapa a la salida del tren controlando la velocidad de laminación.

Para lograr esto, el calibrador de Rayos X mide el espesor de la chapa laminada y la comppara con el va

lor de referencia. La desviación de espesor es alimentada a un controlador que proporciona una señal de corrección al regulador de velocidad del motor de la laminadora. Este control elimina las variaciones de la película de lubricación en el control de espesor.

CAPTULO III

DESCRIPCION DEL CONTROLADOR DE POSICION

III.1 Operación del Sistema

Un regulador de posición puede ser implementado de forma análoga o digital, sin embargo el desarrollo de sistemas con microprocesadores permite la construcción de sistemas automáticos de mejor performance que los análogos, ya que puede ser constituido en base a subsistemas y ordenado jerárquicamente, estructurándose de éste modo un sistema autónomo de acuerdo a nuestras necesidades. Además un sistema con microprocesador puede ser fácilmente variado con simples cambios de programación en vez de cambios de componentes como en un sistema análogo para mejorar su comportamiento.

En la Fig.III.1 se muestra el diagrama de bloques del regulador de posición usando un sistema con microprocesador. Aquí la inteligencia del sistema es almacenada en un programa de control, el cual al interactuar con el microprocesador se encargará de la ejecución de las tareas de control. El microprocesador calcula la velocidad de referencia que debe ser aplicado al regulador de velocidad de acuerdo al error de posición obtenido.

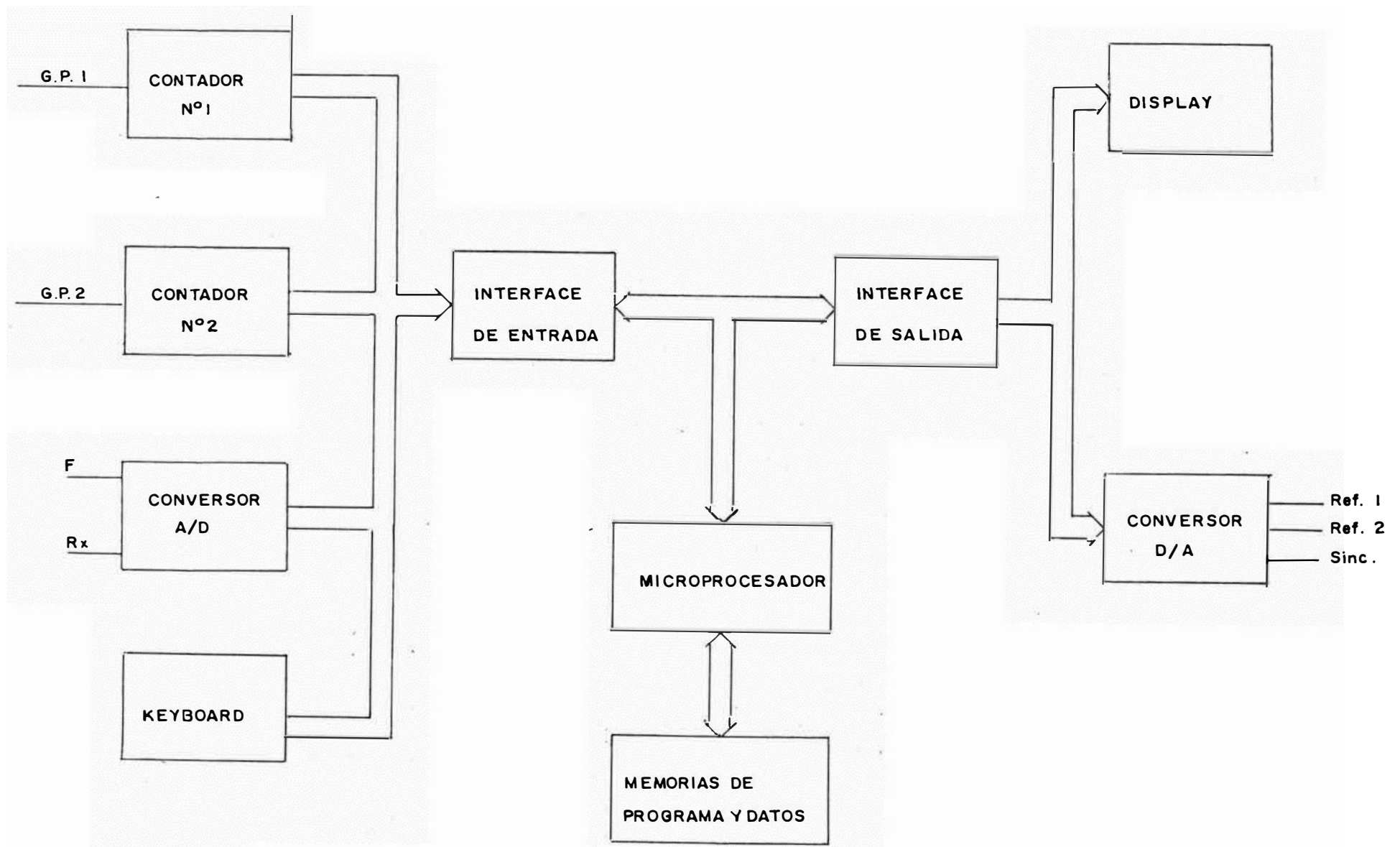


FIG.III.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR

En la Fig.III.2 se muestra el diagrama de flujo del programa principal para el controlador de posición. Una vez que los datos han sido almacenados en memoria, el microprocesador calcula el error de posición de los tornillos de presión sin carga:

$$\Delta h = s_0 - h \quad (\text{III.1})$$

Si hay banda en el tren laminador, existirá una fuerza de separación de los cilindros y en consecuencia debe ser aplicado el factor de compensación de fuerza de laminación y de velocidad descritos en el capítulo II. Al valor obtenido se le suma el error del calibrador de Rayos X para mantener el sistema dentro de su rango de operación.

La desviación o error calculado será:

$$\Delta h = s_0 - h + \Delta F/M + R_x \quad (\text{III.2})$$

Donde "s₀" es la posición de los tornillos de presión y por tanto la separación de los cilindros sin carga; "h" es el espesor de referencia o deseado de la chapa que se va a laminar.

El factor F/M considera el ensanche de la caja de laminación y el factor de corrección por calibrador de Rayos X se considera como R_x.

Cuando se ignoran los factores de corrección de fuerza de laminación y de calibrador de Rayos X el controlador es usado para la regulación automática de los cilindros de trabajo para la espera de entrada de la chapa a laminar.

Una vez calculado el error de posición de los tornillos de presión para lograr el espesor deseado, el microprocesador determina cuando el proceso de frenado debe ser iniciado. Si el error es el doble o mayor que el doble de la trayectoria de frenado (2h_{fr}), enton-

ces la velocidad de referencia máxima debe ser puesta al regulador de velocidad. Durante el arranque la velocidad es incrementada paulatinamente hasta que se alcance la máxima velocidad.

Cuando el error de posición es menor que el doble de la trayectoria de frenado, la raíz cuadrada de este error es aplicado al regulador de velocidad.

Para cubrir distancias pequeñas un control proporcional integral es usado. El detalle se verá posteriormente.

III.2 Hardware del Controlador

III.2.1 Diagrama de Bloques del Sistema

El desarrollo del presente sistema de control está basado en el uso del microprocesador R6502 como Unidad Central de Proceso y sus circuitos de soporte. El microprocesador es el encargado del procesamiento de las señales de los traductores para proporcionar el valor de referencia al regulador de velocidad del motor de accionamiento de los tornillos de presión.

En la Fig. III.1 se muestra el diagrama de bloques completo del controlador de posición. El sistema opera bajo la interacción del microprocesador y del programa de control; entonces el funcionamiento del controlador depende básicamente del programa almacenado en memoria. La señal de referencia de espesor es puesta en memoria de datos a través de un keyboard bajo el control del programa. Las señales de posición actual de los tornillos de presión son determinadas por los contadores 1 y 2

respectivamente. Las señales de compensación de carga de lamina ción y desviación de Rayos X son convertidas en formato digital compatible con el lenguaje del microprocesador a través de un conversor análogo digital. Las señales de salida son aplicadas mediante conversores digital/análogo a cada uno de los reguladores de velocidad de los motores de accionamiento de los tornillos de presión. Una señal adicional es usada para sincronizar el movimiento de los tornillos de presión. Para esto el microprocesador calcula el error entre las posiciones de los tornillos de presión y la salida la aplica a un conversor digital/análogo el cual corrige dicho error. Los valores de referencia y de los traductores son aplicados a un sistema de visualización por intermedio de display.

III.2.2 Unidad Central de Proceso

El microprocesador R6502 es la unidad central de proceso del controlador de posición. En la Fig. III.3 se muestra el circuito de control de tiempo del microprocesador.

Clock ϕ_1 y ϕ_2 .

El MPU R6502 opera a una frecuencia de 1 MHz . Esta frecuencia es obtenida a partir de una frecuencia de 4 MHz de un oscilador controlado a cristal. Un doble Flip-Flop SN 7474 divide la señal de 4 MHz . en una señal de 1 MHz . y la aplica a la fase ϕ_0 del MPU. El microprocesador genera las fases ϕ_1 y ϕ_2 basadas en la fase ϕ_0

Bus de Direcciones

El Bus de direcciones $A_0 - A_{15}$ permite direccionar hasta 64K palabras de memoria. Estas salidas son compatibles —

con TTL y capaz de excitar una carga TTL y 130 pf.

Bus de Datos

El bus de datos $D_0 - D_7$ es un bus bidireccional y permite la transferencia de datos desde y hacia periféricos. Las salidas son Buffer Three State capaces de excitar cargas - TTL Standard y 130 pf.

Ready (RDY)

Una señal ready (listo) permite al usuario parar al microprocesador en todos los ciclos excepto en los ciclos de escritura. Una transición a estado bajo durante o coincidente — con la fase ϕ_1 parará al microprocesador con las líneas de di-rección reflejando la dirección corriente buscada.

Esta condición permanecerá hasta la subsiguiente fase ϕ_2 en que la señal RDY permanecerá baja.

Esta característica permite al microprocesador traba-
jar con memorias de baja velocidad así como acceso directo a -
la memoria . Si la señal RDY es puesta en nivel bajo durante -
un ciclo de escritura, será ignorado hasta la siguiente opera-
ción de lectura.

Interrupt Request (\overline{IRQ})

La señal interrupt request es un nivel TTL que solici-
ta que una secuencia de interrupción sea ejecutada por el mi -
croprocesador . Este completa la instrucción corriente que es
tá siendo ejecutada antes de reconocer la solicitud.

Al mismo tiempo un bit de encubrimiento de interrupción
en el registro de código de estados (Status) será examinado.

Si el flag de encubrimiento no es puesto, el MPU inicia
rá una secuencia de interrupción. El contador de Programa y Re

gistro de Estados del procesador son almacenados en el Stack. El MPU pone el Flag de interrupción de modo tal que no pueda - ocurrir una nueva interrupción.

Terminado este ciclo el Contador de Programa PCL será cargado en la dirección FFFE y el PCH será cargado en la dirección FFFF. Entonces el MPU transferirá el control de programa al vector localizado en esas direcciones.

La señal RDY debe estar en el estado alto para que la interrupción sea reconocida.

Non Maskable Interrupt (NMI)

Una transición negativa sobre esta entrada solicita - que una secuencia de interrupción sea ejecutada por el MPU. Es ta es una interrupción incondicional. Luego de completar la - instrucción corriente la secuencia de instrucciones definidas - por NMI será ejecutada prescindiendo del estado del bit de - encubrimiento.

El vector de direcciones cargado en el contador de Programa PC debe ser localizado en las direcciones FFFA y FFFB para la transferencia de control del programa.

Las entradas IRQ y NMI son líneas de interrupción - por Hardware y son muestreadas durante la fase β_2 . Su ejecución se lleva a cabo en la fase β_1 siguiente al término de la instrucción corriente.

Flag de overflow

Un pulso negativo sobre esta entrada pone el bit de sobreflujo en estado alto en el registro de códigos de estado. Esa señal es muestreada al final de la fase β_1 .

Sync

Esta línea de salida es proporcionada para identificar aquellos ciclos en los cuales el microprocesador está realizando una búsqueda del código de operación.

La línea Sync va a nivel alto durante θ_1 de búsqueda del código de operación y permanece alto el resto del ciclo. Si la línea RDY es puesta en nivel bajo durante la fase θ_1 en la cual Sync está en nivel alto, el procesador parará en su estado corriente y permanecerá en ese estado hasta que la señal RDY vuelva el nivel alto.

Reset

Esta entrada es usada para resetear o inicializar el microprocesador desde una condición de baja de potencia. Durante el tiempo que esta línea permanece baja, la escritura desde o hacia el microprocesador es inhibida. Cuando un flanco positivo es detectado sobre la entrada, el microprocesador inmediatamente iniciará una secuencia de reinicio.

Después de un tiempo de inicialización de seis ciclos de reloj, el flag de encubrimiento de interrupción será llevado al nivel lógico "1" y el MPU cargará el contador de programa desde las localidades de memoria FFFC y FFFD.

El pulsador S_1 es usado para inicializar el programa y a los dispositivos de entrada/salida. El temporizador NE555 mantiene la señal RES en nivel bajo durante 15 ms.

READ / WRITE

Esta señal de salida es usada para controlar la transferencia de datos desde el procesador hacia los demás circuitos sobre el bus de datos.

Un nivel alto indica que el dato va hacia el procesador -

durante un ciclo de lectura, mientras que un nivel bajo transfiere el dato fuera del procesador durante un ciclo de escritura. Esta señal es aplicada a dos inversores para proporcionar una señal aislada a los dispositivos de interfase.

III.2.3 Memorias del Controlador

En la Fig.III.4 se muestra el circuito de memoria para el microprocesador. La memoria de datos es una RAM estática "2114" la cual está organizada de 1024 palabras de 4 bits cada una. Un par de memorias de este tipo son usadas para proporcionar una memoria de datos de 1K y 8 bits por palabra.

Las líneas de entrada/salida de la RAM 2114 son conectadas a las líneas D_0 a D_3 para proporcionar los bits menos significativos; mientras que las líneas de entrada/salida de otra RAM 2114 son conectadas a las líneas D_4 a D_7 para proporcionar los bits más significativos.

Cuando la línea de selección está en nivel bajo el dato almacenado en la RAM será puesto en el bus de datos del microprocesador. La línea \overline{WE} es conectada a la línea R/\overline{W} del microprocesador. Cuando \overline{WE} se pone en nivel alto los buffer de entrada son inhibidos para prevenir la entrada de datos en memoria.

El dato de la memoria es cambiado solo cuando las líneas \overline{CS} y \overline{WE} están en nivel bajo al mismo tiempo.

La memoria de programa usada es la PROM 2732. Esta memoria es eléctricamente programable y puede ser borrada con luz ultravioleta. Está constituida por 4K palabras de 8 bits cada una y opera con una única fuente de alimentación de 5V.

Una línea de habilitación del chip permite la reducción de la disipación de potencia. Esta línea de habilitación es conectada a las líneas de dirección del MPU.

III.2.4 Interface al sensor de posición

La posición de los tornillos de presión es encodificada mediante un codificador electroóptico montado en el eje del motor de accionamiento del tornillo de presión para proporcionar un tren de pulsos proporcional al desplazamiento de este.

En la Fig.III.5 se muestra el circuito del codificador e interface al microprocesador.

Los pulsos del codificador son conformados en un multivibrador monoestable 74121 y son aplicados a un contador de 16 bits formado por cuatro contadores binarios 74191 A. El contador proporciona una indicación de la posición actual de los tornillos. La cuenta es incrementada con cada pulso proveniente del codificador y el modo de ésta depende del sentido de movimiento de los tornillos, ya sea que estén ascendiendo o descendiendo.

El modo de cuenta depende del microprocesador y está sincronizado con el bit de signo de la señal de referencia aplicada al regulador de velocidad.

Entonces, cada vez que el controlador aplica un valor de referencia al regulador de velocidad, actualiza también el modo de cuenta de los contadores.

La señal WRITE CONT LOW y WRITE CONT HIGH son usadas para cargar el dato del contador al MPU para actualizar la posición instantánea de los tornillos.

Para una apropiada indicación de la posición de los tornillos de presión los contadores son puestos a cero mediante la señal CLEAR CONT cuando los cilindros de trabajo son puestos en contacto antes de iniciar un programa de laminación.

Desplazamientos del punto de operación deberán ser corregidos después de cada cambio de cilindros.

III.2.5 Interface a señales análogas de entrada

El MPU debe manejar las señales análogas del sistema de medición de la fuerza de laminación y del calibrador de Rayos X, entonces es necesario convertir dichas señales en formato digital.

Para lograr esto, las señales análogas mencionadas son conectadas al conversor análogo/digital de 16 bits DT5716. En la Fig.III.6 se muestra el circuito de conversión A/D.

Las direcciones del MPU son decodificadas de modo que los bits de dirección $A_0 - A_1$ permitan seleccionar las señales READ MUX/STATUS, READ A/D LOW BYTE, READ A/D HIGH BYTE y WRITE MUX, que habilitan la transferencia de datos del conversor al microprocesador.

La señal WRITE MUX es usada para cargar el dato del bus del microprocesador que contiene la dirección de la señal a ser convertida a formato digital en el registro del multiplexer del DT5716. Esto permite que la señal TIME OUT cambie a nivel alto y el flanco de subida puede ser usado para inicializar el conversor.

Cuando el conversor A/D es inicializado la línea EOC sube a nivel alto y retorna a cero cuando la conversión es ter

minada. Estas dos señales son usadas para chequear el estado del convertor. El estado del multiplexer también puede ser chequeado con la señal READ MUX/STATUS.

Cuando la conversión es concluida los datos pueden ser cargados al MPU mediante las señales READ A/D LOW BYTE y READ A/D HIGH BYTE.

El amplificador de entrada al convertor A/D es programado para operación bipolar con señales de entrada de $\pm 10V$.

III.2.6 Interface a señales análogas de salida

El MPU luego de procesar las señales de los transductores y calcular el valor de referencia de velocidad aplica el resultado obtenido al regulador de velocidad a través de un convertor digital/análogo. El convertor D/A DT214 es un convertor de 12 bits de cuatro canales apropiados para este sistema. En la Fig.III.7 se muestra el circuito de interface y el convertor D/A para el controlador.

Los datos del controlador son almacenados temporalmente en un registro de salida tomado por el latch 74174 mediante las señales WRITE D/A LOW BYTE y WRITE D/A HIGH BYTE. Luego son transferidos a los buffer de entrada de datos del convertor como señal de 12 bits.

Las dos primeras señales son almacenadas en los canales A y B del convertor y sirven de referencia a los reguladores de velocidad de los tornillos de presión.

Una tercera señal es almacenada en el canal C y es usada como sincronismo para el movimiento de los tornillos de presión.

minada. Estas dos señales son usadas para chequear el estado del conversor. El estado del multiplexer también puede ser chequeado con la señal READ MUX/STATUS.

Cuando la conversión es concluida los datos pueden ser cargados al MPU mediante las señales READ A/D LOW BYTE y READ A/D HIGH BYTE.

El amplificador de entrada al conversor A/D es programado para operación bipolar con señales de entrada de + 10V.

III.2.6 Interface a señales análogas de salida

El MPU luego de procesar las señales de los transductores y calcular el valor de referencia de velocidad aplica el resultado obtenido al regulador de velocidad a través de un conversor digital/análogo. El conversor D/A DT214 es un conversor de 12 bits de cuatro canales apropiados para este sistema. En la Fig.III.7 se muestra el circuito de interface y el conversor D/A para el controlador.

Los datos del controlador son almacenados temporalmente en un registro de salida tomado por el latch 74174 mediante las señales WRITE D/A LOW BYTE y WRITE D/A HIGH BYTE. Luego son transferidos a los buffer de entrada de datos del conversor como señal de 12 bits.

Las dos primeras señales son almacenadas en los canales A y B del conversor y sirven de referencia a los reguladores de velocidad de los tornillos de presión.

Una tercera señal es almacenada en el canal C y es usada como sincronismo para el movimiento de los tornillos de presión.

Las señales de salida del conversor son señales análogas bipolares de hasta $\pm 10V$.

III.2.7 Interface al Keyboard

La interface desde el microprocesador al Keyboard es a través del RIOT 6532 . En la Fig.III.8 se muestra el circuito de interface. Las líneas PA0 hasta PA7 del 6532 son conectadas a las líneas de entrada K11 hasta K18 del Keyboard respectivamente. Las líneas PBO hasta PB7 del 6532 son igualmente conectadas a las líneas de salida K01 hasta K08 del Keyboard respectivamente.

Cuando una tecla del Keyboard es presionada un "0" lógico es puesto en el registro de salida A (ORA) del 6532 en la posición correspondiente del bit a una línea KI.

El "0" lógico proporciona una salida de nivel bajo a las líneas KI del Keyboard. Cada tecla presionada presenta un circuito cerrado desde K01 hasta K08 de modo que un "0" lógico estará presente en la posición respectiva del bit en el registro de salida B (ORB) .

Cada tecla sin presionar presenta un circuito abierto - en las líneas PBO a PB7 causando que un nivel lógico "1" esté presente en la posición respectiva del bit del ORB.

Los datos almacenados en memoria desde el Keyboard son codificados mediante el programa de control.

III.2.8 Interface al Display

El circuito de visualización de datos consta de cinco - display alfanumérico de cuatro dígitos cada uno.

Cada display consta de 16 segmentos. Este se conecta al microprocesador a través del PIA 6520 tal como se muestra en la Fig.III.9

Cada display es controlado por 7 líneas de datos $D_0 - D_6$, 2 líneas de dirección A_0 y A_1 , dos líneas de control W y CU y una línea de selección CE .

Cinco líneas de selección $CE_1 - CE_2$ son usadas para seleccionar cada display.

Para cargar el dato a ser visualizado la línea CE es mantenida en nivel bajo en el display deseado y el código del dato es puesto sobre la línea $D_0 - D_6$ y la dirección del dígito es puesta sobre la línea $A_0 - A_1$.

La línea de cursor CU es mantenida en nivel alto a la vez que la línea de escritura W es puesta en nivel bajo para almacenar y visualizar el dato.

Después que la línea W va a nivel alto este dato continuará siendo visualizado hasta que un nuevo dato es almacenado.

La entrada de datos al display puede ser asíncrona y aleatoria.

III.3 Software del Sistema

El controlador deberá realizar las siguientes funciones:

Control de Posición sin carga de laminación

Control de Posición con carga de laminación

III.3.1 Control de Posición sin carga

El control de posición será óptimo cada vez que se asegure el establecimiento de una posición requerida con una exac-

titud prefijada en un tiempo mínimo.

La corriente continua del motor está limitada a los valores máximos permitidos de velocidad ($^{+n}$) y aceleración ($^{+a}$) Entonces, la posición obtenida en tiempo óptimo será posible si la puesta en marcha y frenado del accionamiento es realizado con aceleración y desaceleración constante y máxima admisible, colocando la carga en la posición preestablecida sin regulación adicional.

De acuerdo a este principio se tendrá:

$$n = n_1 - at \quad (\text{III.3})$$

donde: n es la velocidad del motor,

n_1 es la velocidad inicial de frenado y

a es la aceleración.

Cuando el accionamiento llega al punto de frenado se tendrá que " n " es igual a cero y

$$t_{fr} = n_1 / a \quad (\text{III.4})$$

siendo: t_{fr} el tiempo de frenado.

De acuerdo a esto podemos obtener la trayectoria de frenado como:

$$h = \int (n_1 - at) dt \quad (\text{III.5})$$

Resolviendo la simple integral anterior y reemplazando el valor del tiempo de frenado obtenido anteriormente encontramos que:

$$h = \frac{\quad}{2a} \quad o \quad (\text{III.6})$$

siendo " h_o " la posición al iniciarse el proceso de frenado.

De tal ecuación anterior se obtiene:

$$n_1 = \sqrt{2a (h - h_0)} \quad (\text{III.7})$$

De donde puede observarse una dependencia cuadrática entre la velocidad y la distancia recorrida.

Esta ecuación puede expresarse como:

$$n_{\text{ref}} = \sqrt{2a / \Delta h} \operatorname{sgn} \Delta h \quad (\text{III.8})$$

Lo cual indica que en un control de posición la señal de velocidad de referencia debe ser descrita por la ecuación anterior, de modo que el controlador de posición deberá tener una función no lineal, donde:

$$\Delta h = h - h_0 \quad (\text{III.9})$$

La aceleración y velocidad tienen las características mostradas en la Fig.III.10 a y b . De acuerdo a estos gráficos, el proceso de movimiento puede ser dividido en tres partes: aceleración, velocidad constante y frenado.

Cuando se usa la función raíz cuadrada obtenida anteriormente, puede observarse que el movimiento descrito por dicha ecuación no refleja la operación real del sistema debido a que las unidades de excitación tienden a exceder los valores de referencia y la corriente de frenado aumenta intensamente en las cercanías de esta referencia.

En el caso de valores de referencia cuando el sistema se encuentra en la fase de velocidad constante, el valor determinado mediante la función raíz cuadrada estará restringido a las limitaciones de máxima velocidad de referencia. Entonces el controlador pasará a su máximo valor de referencia de velocidad

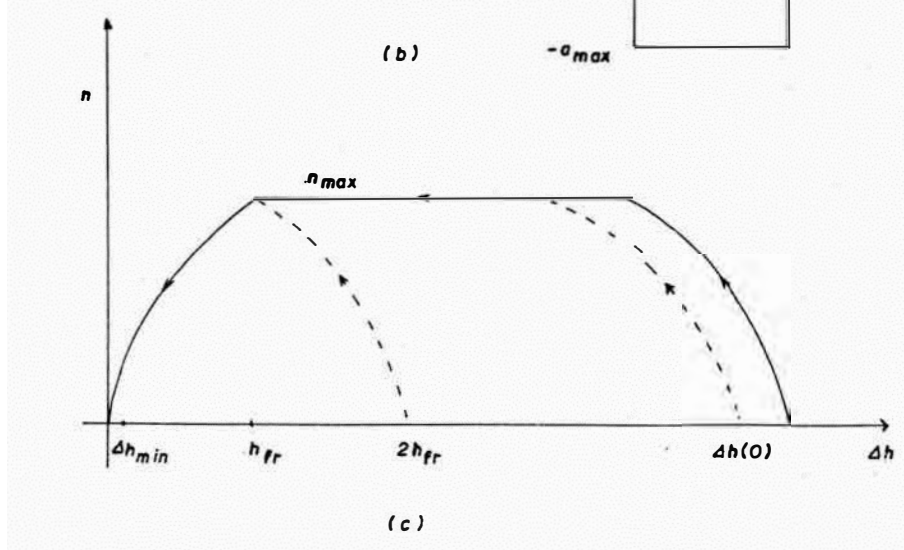
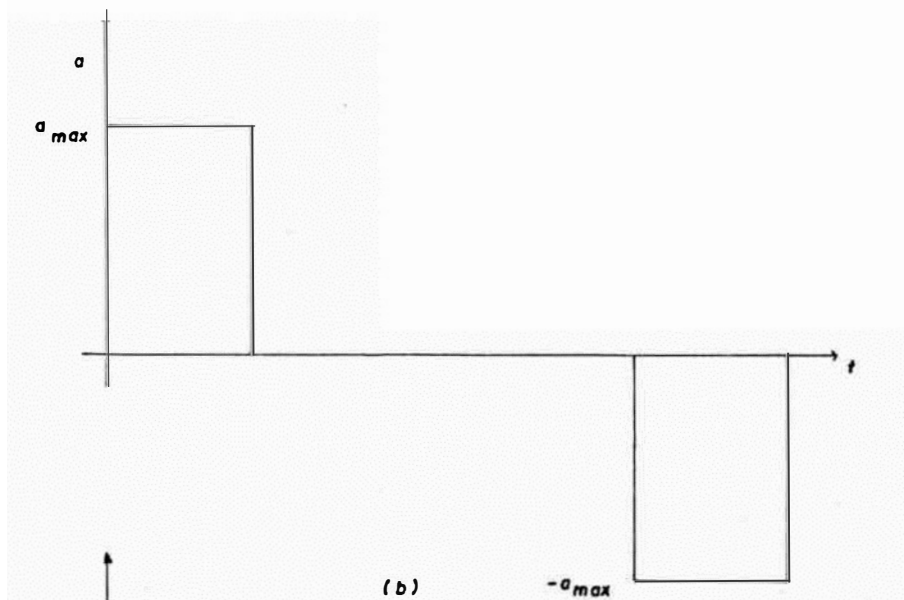
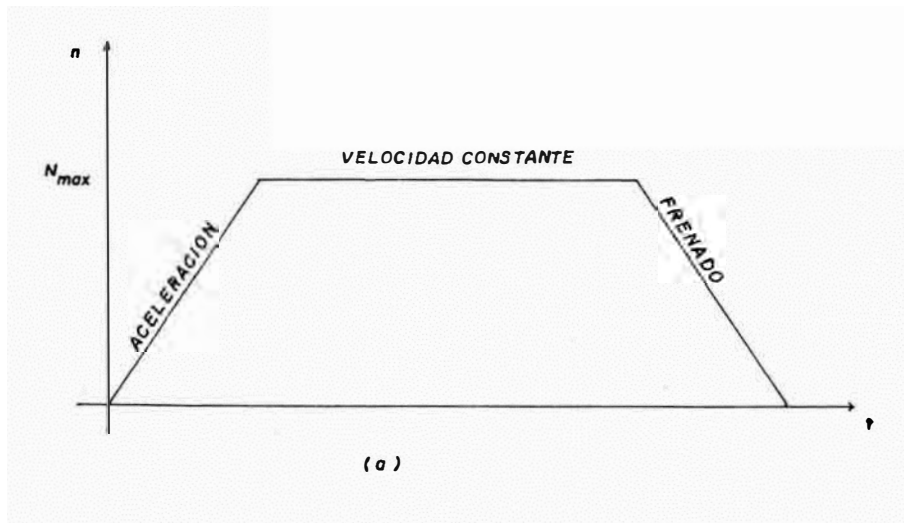


FIG.III.10 GRAFICOS DE (a) VELOCIDAD-TIEMPO (b) ACELERACION-TIEMPO Y (c) VELOCIDAD-DESPLAZAMIENTO.

y retiene este valor hasta que la desviación de posición llegue a ser tal, que la nueva velocidad de referencia necesaria sea menor que el valor máximo.

El cálculo de la raíz cuadrada no es necesario en la fase de aceleración y velocidad constante; un criterio similar es también aplicado para cubrir distancias cortas.

Entonces, la función cuadrática es reemplazada por una función lineal ya que la optimización para cubrir distancias pequeñas puede ser comprometida.

En la Fig.III.10 c se muestra un gráfico en el cual puede observarse la relación posición-velocidad para el sistema.

III.3.2 Algoritmo de Cálculo de la Raíz Cuadrada

Cuando el error de posición es menor que la trayectoria de frenado óptimo el microprocesador deberá calcular la raíz cuadrada del error de posición. Entonces, un algoritmo de cálculo debe ser implementado.

Para determinar la expresión aproximada de la raíz de un número, empleamos la expansión de Taylor de una función "f(x)" alrededor del punto "x".

$$f(x) = f(x_n) + (x-x_n) f'(x_n) + \frac{(x-x_n)^2}{2} f''(x_n) + \dots \quad (\text{III.10})$$

Si esta serie es truncada después de dos términos, tendremos que:

$$f(x) = f(x_n) + (x-x_n) f'(x_n) \quad (\text{III.11})$$

La solución de la ecuación anterior es resuelta por iteraciones. Considerando "x_{n+1}" la siguiente iteración de "x", -

siendo ésta la solución de la ecuación $f(x) = 0$ entonces la ecuación III.11 se convierte en :

$$0 = f(x_n) + (x_{n+1} - x_n) f'(x_n) \quad (\text{III.12})$$

de donde se obtiene:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (\text{III.13})$$

Para el caso de la raíz cuadrada la función "f(x)" tendrá la forma:

$$F(x) = Y - x^2 \quad (\text{III.14})$$

Siendo "Y" el número del cual deseamos obtener la raíz cuadrada y "x" es la raíz que se desea aproximar por iteración. Derivando a la ecuación anterior y reemplazando en II.12 tendremos que para $x = x_{n+1}$ se cumple:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{Y - x_n^2}{(-2x_n)} \quad (\text{III.15})$$

de donde se obtiene:

$$x_{n+1} = 1/2 (Y/x_n + x_n) \quad (\text{III.16})$$

El cálculo por iteración concluye cuando dos iteraciones sucesivas están dentro de una tolerancia "e" y en consecuencia $|x_n - x_{n+1}| < e$.

El diagrama de flujo para el cálculo de la raíz se muestra en la Fig. III.11.

III.3.3 Algoritmo del Controlador P.I.

Para cubrir distancias cortas el algoritmo de cálculo de la raíz cuadrada es reemplazado por un algoritmo lineal del tipo

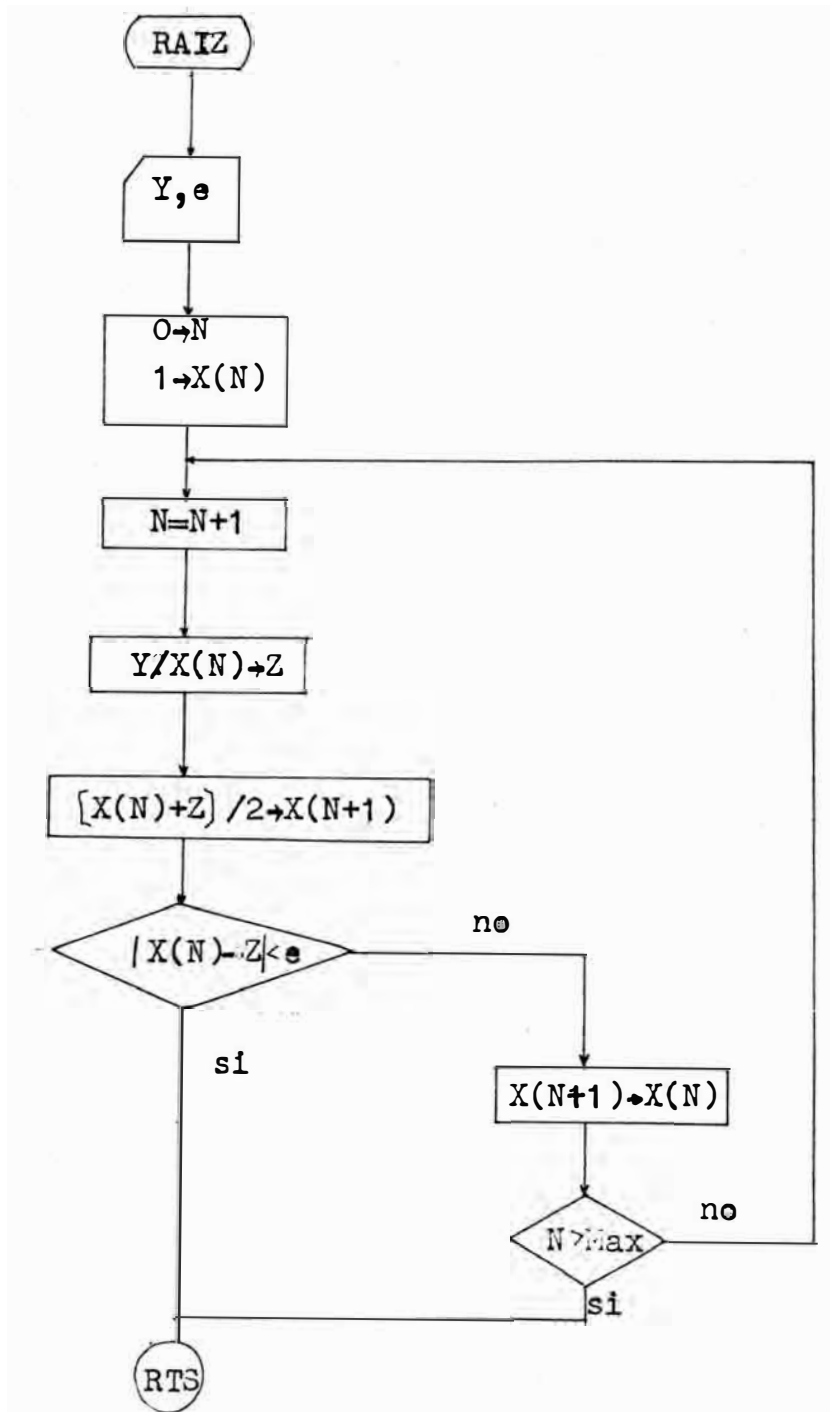


FIG.III.11 DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL CALCULO DE LA RAIZ CUA DRADA.

proporcional integral.

El control proporcional simplemente multiplica la señal del error por un constante " K_p ", mientras que el control integral multiplica la integral del error por una constante " K_i ". Esta señal proporciona una acción para reducir el error de estado estacionario.

Para la implementación del algoritmo consideramos que la posición instantánea es " $h(t)$ " y la posición de referencia es " h_0 ". El error de posición será:

$$\Delta h(t) = h(t) - h_0 \quad (\text{III.17})$$

Debido a que el microprocesador trabaja en intervalos de tiempo discreto, la señal de entrada al controlador será $h(kT)$ para $k = 0, 1, 2, \dots$, y la señal de salida del controlador será $U(kT)$.

En forma continua un controlador P.I. puede ser representado matemáticamente por:

$$u_p(t) = k_{pp} \Delta h(t) + k_{ip} \int \Delta h(t) dt \quad (\text{III.18})$$

La integral de la ecuación anterior puede escribirse como:

$$x_p(t) = \int [h(t) - h_0] dt + x_p(t_0) \quad (\text{III.19})$$

donde " t_0 " es el tiempo inicial de integración y $x(t_0)$ es el valor inicial de $x(t)$. Para aproximar la integral por un algoritmo de cálculo digital muchos esquemas pueden ser usados. Usando la aproximación poligonal, en la cual el área bajo la curva de integración puede ser aproximada por la suma de áreas

de polígonos de ancho "T"; la aproximación puede ser tan precisa como sea posible dependiendo del ancho "T".

Haciendo $t=kT$ y $t_0 = (k-1)T$, la ecuación anterior puede ser aproximada como:

$$\int_{(k-1)T}^T [h(t)-h_0] dt = h_0 T - T/2 \{h(kT) + h[(k-1)T]\} \quad (\text{III.20})$$

para $k=1,2,3,\dots$

El valor de la integral puede ser evaluado en los instantes $t=kT$ para los datos de entrada h_0 , $h(kT)$ y $h[(k-1)T]$.

Debido a que el microprocesador toma un tiempo finito en calcular la ecuación anterior para los datos de entrada $h[(k-1)T]$ y $h(kT)$ el resultado de la integral no es disponible en el instante $t = kT$,

Suponiendo que el tiempo de ejecución del algoritmo es igual al período de muestreo "T", el resultado de la evaluación P.I. estará disponible en el instante $t = (k+1)T$

La ecuación discreta será:

$$x_p[(k+1)T] = h_0 T - T/2 \{h(kT) + h[(k-1)T]\} + x_p(kT) \quad (\text{III.21})$$

donde se ha reemplazado $x_p(kT)$ por $x_p[(k-1)T]$ como el valor inicial de $x_p(t)$.

Reemplazando el valor de $x[(k+1)T]$ para la integral de la ecuación III.18, el valor discreto de $u_p(t)$ será:

$$u_p[(k+1)T] = K_{pp} [h(kT) - h_0] + k_{ip} x_p[(k+1)T] \quad (\text{III.22})$$

Este resultado será aplicado al controlador de velocidad cada "t" segundos y es mantenido constante entre los intervalos de muestreo durante el proceso de frenado para cubrir dis

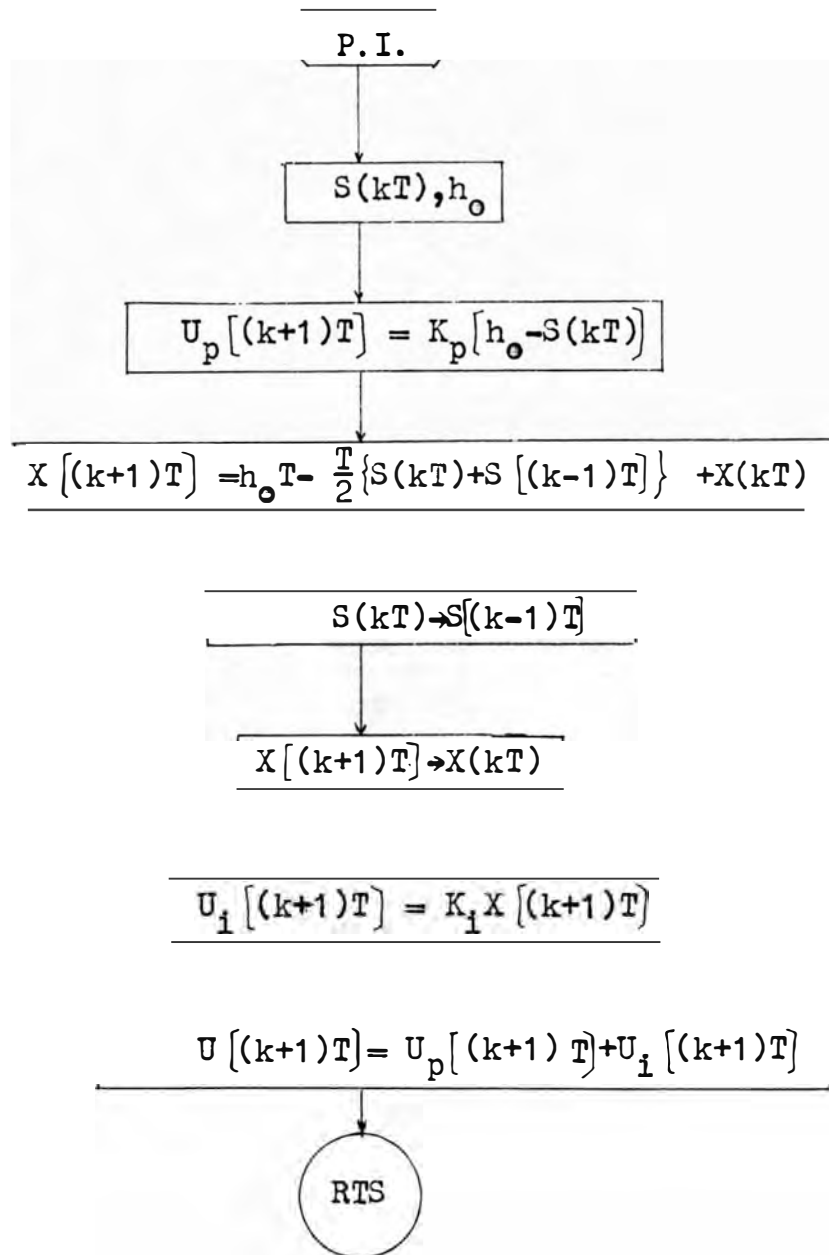


FIG. III.12 DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL.

tancias pequeñas. El diagrama de flujo del controlador P.I. se muestra en la Fig.III.12.

III.3.4 Compensación de la Fuerza de Laminación

Cuando se trabaja con banda, el sistema deberá mantener la posición de los tornillos de presión constante para obtener un espesor uniforme de la banda laminada.

Según se vió anteriormente el tren laminador sufre un ensanche debido a la carga aplicada y tiene una característica no lineal. Entonces es necesario implementar un algoritmo de linealización por tramos para aproximar el ensanche del laminador en función de la carga.

III.3.5 Algoritmo de linealización

Para obtener una función lineal dividimos la curva módulo de elasticidad del laminador en una serie de tramos lineales. El ancho cada tramo determinará la precisión deseada.

En el tramo lineal el ensanche del laminador puede ser expresado como:

$$s = k_1 F + k_2 \quad (\text{III.23})$$

donde F es la fuerza de laminación y

$$k_1 = \frac{s_{\text{máx}} - s_{\text{mín}}}{F_{\text{máx}} - F_{\text{mín}}} \quad (\text{III.24})$$

$$k_2 = s_{\text{mín}} - \frac{s_{\text{máx}} - s_{\text{mín}}}{F_{\text{máx}} - F_{\text{mín}}} F_{\text{mín}} \quad (\text{III.25})$$

La ecuación III.23 es aplicada para cada tramo de la curva. El ensanche será entonces:

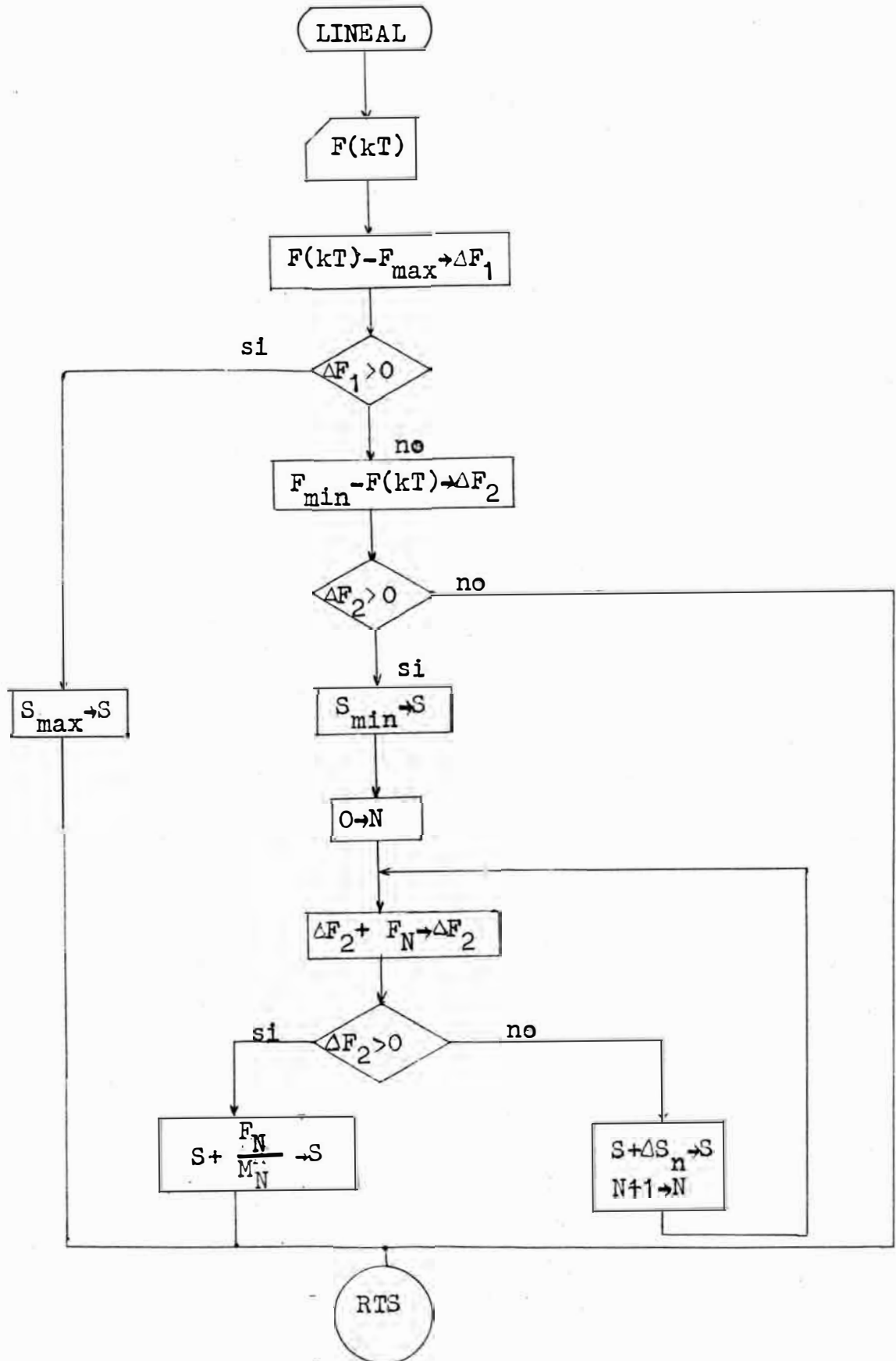


FIG. III.13 DIAGRAMA DE FLUJO PARA LA LINEALIZACION.

$$s = k_{2i} + k_{1i} F_i \quad (\text{III.26})$$

donde: $k_{2i} = \sum_{i=0}^n \Delta s_i$ (III.27)

siempre que:

$$F_{\min} - F_{\text{act}} + \sum_{i=0}^n \Delta F_i \geq 0 \quad (\text{III.28})$$

El algoritmo de linealización es ejecutado por el micro procesador. Para esto se comprueba que la fuerza esté dentro de los límites permitidos; si tal no es el caso, el ensanche será puesto en sus valores máximo o mínimo.

Luego se determina el intervalo en el cual se está trabajando y se aplica la ecuación III.26.

El diagrama de flujo para la linealización se muestra en la Fig.III.13.

III.3.6 Algoritmo de la Multiplicación

Cada vez que se requiera usar un control proporcional, un algoritmo de multiplicación debe ser implementado.

Para lograr esto, usamos el "algoritmo de Booth" que ejecuta los siguientes pasos:

- 1) Para probar la transición de los bit del multiplicador de derecha a izquierda asumiendo un bit "0" al lado derecho del multiplicador.
- 2) Si los bits en cuestión son iguales, ir a 5).
- 3) Si hay una transición de "0" a "1" el multiplicando es restado del producto, entonces ir a 5).

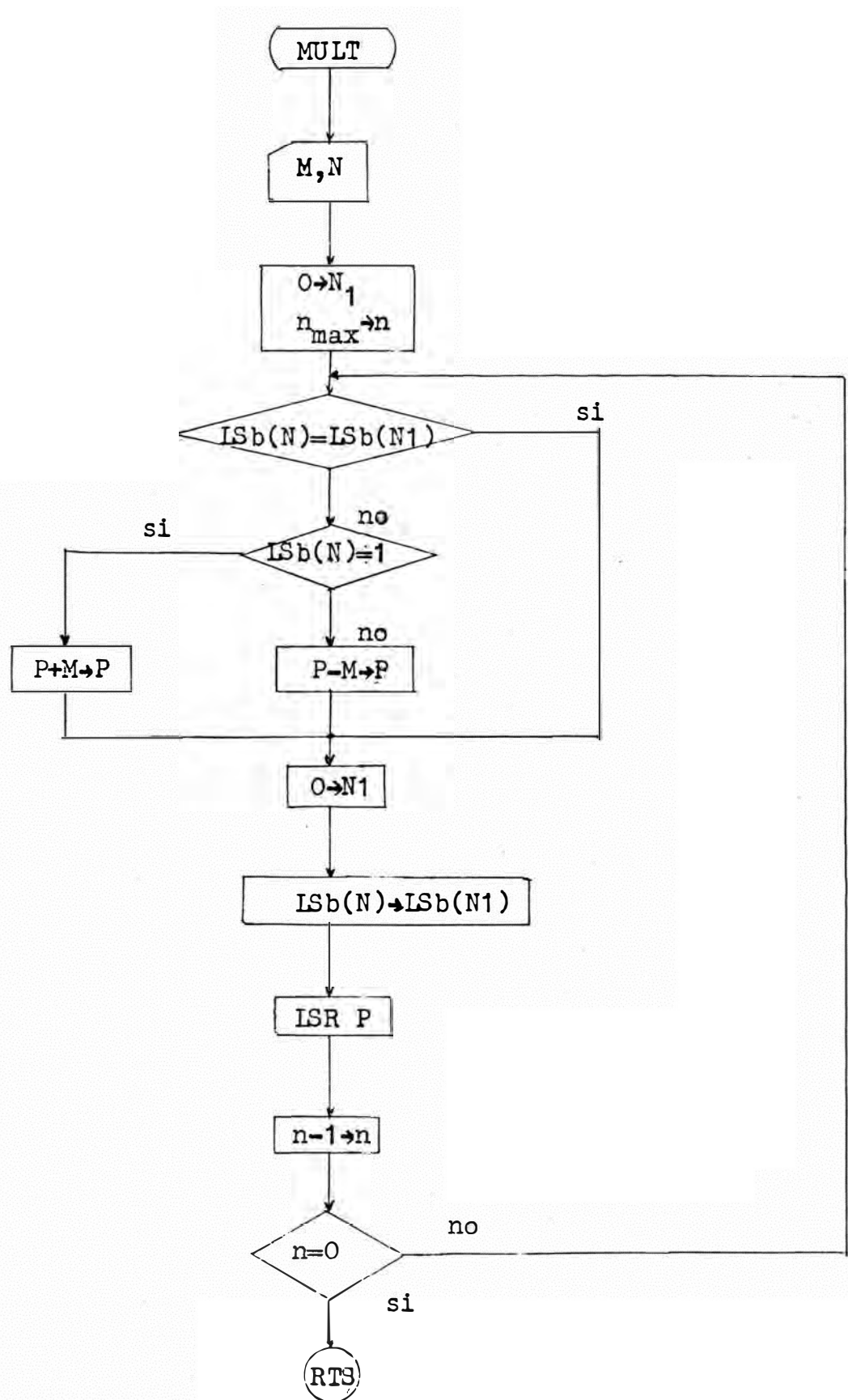


FIG.III.14 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA MULTIPLICACION

- 4) Si hay una transición de "1" a "0" el multiplicando es sumado al producto, entonces ir a 5).
- 5) Desplazar el producto un bit a la derecha manteniendo el MSB.
- 6) Retornar a 1) y probar la siguiente transición del multiplicador.

El diagrama de flujo para el algoritmo de la multiplicación se muestra en la Fig.III.14.

III.3.7 Algoritmo de la División

Otra operación necesaria para el sistema es la división. El algoritmo usado para dividir dos números binarios es:

- 1) Desplazar el byte divisor a la izquierda hasta que el bit de carry sea puesto.
- 2) Si el byte MS del dividendo es menor que el byte divisor (a) desplazar el cociente un bit con el bit menos significativo igual a "0", entonces ir a 4).
- 3) Si el byte MS del dividendo es mayor o igual que el divisor (a) desplazar el cociente un bit a la izquierda con bit LS igual a 1. b) restar el divisor del byte MS del dividendo, el resultado almacenarlo en el byte MS del dividendo, entonces ir a 4).
- 4) Desplazar el dividendo a la izquierda un bit con el bit LS igual a cero, y el bit MS hacia el carry.
- 5) Si el bit de carry es puesto, ir a 3 a.
- 6) Si el bit de carry no es puesto, ir a 2 a.

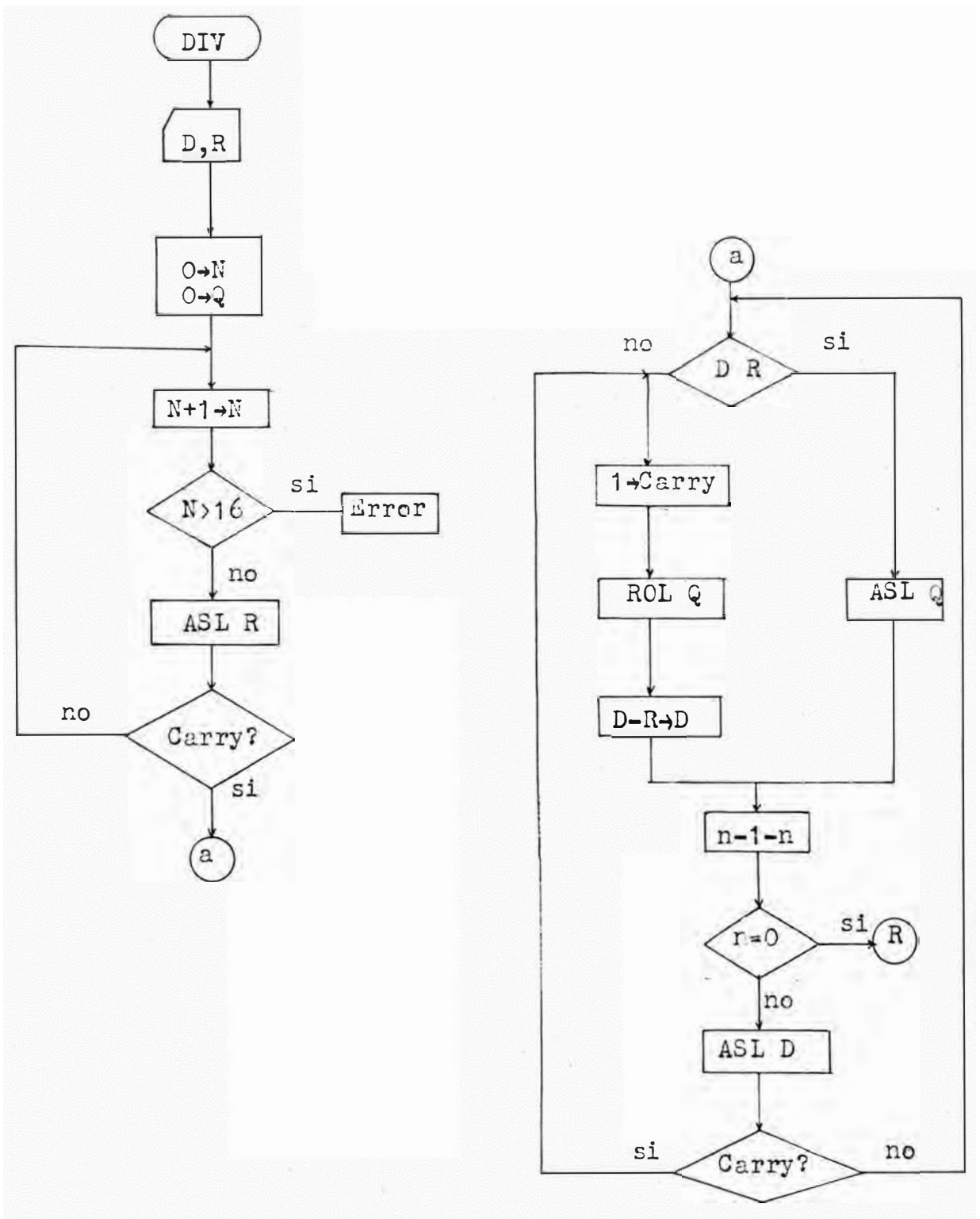


FIG. III.15 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA DIVISION

El proceso continúa hasta que el número de desplazamientos del cociente iguala a 8 más el número de desplazamientos requeridos para que el divisor ponga el bit de carry.

El diagrama de flujo del algoritmo de la división se muestra en la Fig.III.15.

CAPITULO IV

ANALISIS DEL SISTEMA

IV.1 Estabilidad del Sistema

Uno de los más importantes requisitos en el comportamiento de sistemas de control es la estabilidad. Esto es válido ya sea para sistemas de datos continuos, sistemas de datos discretos o para combinación de ambos.

Al diseñar un sistema de control se debe predecir el comportamiento dinámico del sistema por un conocimiento de sus componentes.

Un sistema de control digital es asintóticamente estable si todas las raíces de la ecuación característica se sitúan dentro del círculo unitario en el plano "z". El criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz, el cual es de mucha utilidad para sistemas de datos continuos, no puede ser aplicado directamente al dominio "z" ya que los criterios de estabilidad son ahora diferentes.

IV.2 Criterio de Estabilidad de Jury y Blanchard

Un test de estabilidad que tiene algunas de las ventajas del test de Routh-Hurwitz es el criterio de estabilidad de Jury-Blanchard.

En general, dado un polinomio en "z" :

$$F(z) = a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_2 z^2 + a_1 z + a_0 \quad (\text{IV.I})$$

donde $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ son coeficientes reales.

Asumiendo los coeficientes " a_n " como positivos, la tabla IV.I puede ser obtenida.

Observese que los elementos de las filas $(2k+2)$ donde $k = 0, 1, 2, \dots$ consisten de los coeficientes de las filas $(2k+1)$ escritos en orden inverso.

Los elementos en la tabla son definidos como:

$$b = \begin{vmatrix} a_0 & a_{n-k} \\ a_n & a_k \end{vmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

$$c_k = \begin{vmatrix} b_0 & b_{n-1-k} \\ b_{n-1} & b_k \end{vmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

$$d_k = \begin{vmatrix} c_0 & c_{n-2-k} \\ c_{n-2} & c_k \end{vmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

$$q_0 = \begin{vmatrix} p_0 & p_3 \\ p_3 & p_0 \end{vmatrix} \quad (\text{IV.5})$$

$$q_2 = \begin{vmatrix} p_0 & p_1 \\ p_3 & p_2 \end{vmatrix} \quad (IV.6)$$

La condición necesaria y suficiente para que el polinomio $F(z) = 0$ no tenga raíces sobre y fuera del círculo unitario en el plano "z" son:

$$F(1) > 0 \quad (IV.7)$$

$$F(-1) \begin{cases} > 0 & n \text{ par} \\ < 0 & n \text{ impar} \end{cases} \quad (IV.8)$$

además:

$$\begin{aligned} |a_0| &< |a_n| \\ |b_0| &> |b_{n-1}| \\ |c_0| &> |c_{n-2}| \\ |d_0| &> |d_{n-3}| \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ |q_0| &> |q_2| \end{aligned} \quad (n-1) \text{ condiciones} \quad (IV.9)$$

Debe notarse que el test de estabilidad es aplicada si las condiciones de las ecuaciones (IV.9) proporcionan resultados concluyentes y si no se presentan singularidades es decir que la tabulación no concluye prematuramente al no existir términos nulos en las filas. De producirse casos singulares otro criterio deberá ser aplicado (forma tabular de Raible).

Las singularidades pueden ser eliminadas contrayendo o expandiendo el círculo unitario infinitesimalmente, lo cual es equivalente a mover las raíces fuera del círculo unitario.

Fila	z^0	z^1	z^2	...	z^{n-k}	...	z^{n-1}	z^n
1	a_0	a_1	a_2	...	a_{n-k}	...	a_{n-1}	a_n
2	a_n	a_{n-1}	a_{n-2}	...	a_k	...	a_1	a_0
3	b_0	b_1	b_2	...	b_{n-k}	...	b_{n-1}	
4	b_{n-1}	b_{n-2}	b_{n-3}	...	b_k	...	b_0	
5	c_0	c_1	c_2	...		c_{n-2}		
6	c_{n-2}	c_{n-3}	c_{n-4}	...		c_0		
	.	.	.					
	.	.	.					
	.	.	.					
$2n-5$	p_0	p_1	p_2	p_3				
$2n-4$	p_3	p_2	p_1	p_0				
$2n-3$	q_0	q_1	q_2					

TABLA IV/1 COEFICIENTES PARA EL TEST DE ESTABILIDAD DE

JURY - BLANCHARD

La transformación será:

$$z = (1 + e) z \quad (\text{IV.10})$$

donde "e" es un número real muy pequeño. La diferencia entre el número de raíces halladas dentro y fuera del círculo unitario cuando es expandido o contraído es el número de raíces sobre el círculo.

IV.3 Análisis en el dominio del tiempo

IV.3.1. Respuesta del Sistema

Debido a que las salidas de sistemas de control digital son usualmente funciones continuas de la variable "t" es necesario evaluar el comportamiento del sistema en el dominio del tiempo.

Debe notarse que cuando se usa la transformada "z" la salida del sistema es medida solo en los instantes de muestreo. Dependiendo del período de muestreo, la representación en tiempo discreto puede o no ser exacta, de modo que $c^*(t)$ puede ser diferente que $c(t)$.

Así como en sistemas continuos, un sistema digital puede ser caracterizado por términos tales como sobreimpulso, tiempo de subida, razón de amortiguamiento, tiempo de establecimiento, etc. En la Fig. IV.1 se muestra la respuesta de un sistema de control digital y su representación en tiempo discreto. La señal de salida $c(t)$ tiene su máximo sobreimpulso C_m , mientras que la señal muestreada $c^*(t)$ tiene su máximo valor C_m^* siempre menor o igual que C_m .

En el caso representado se supone que el tiempo de muestreo es lo suficientemente pequeño para dar una adecuada repre

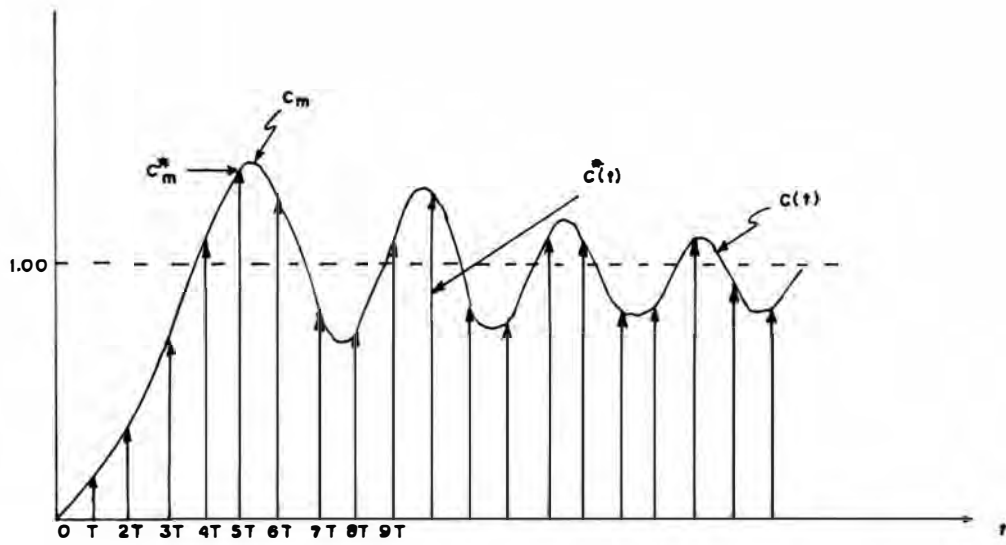


FIG. IV.1 RESPUESTA TIPICA A UN ESCALON UNITARIO PARA UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL

sentación de la verdadera respuesta y la diferencia entre c_m y c_m^* no es considerable, ya que si el período de muestreo es demasiado grande la representación llega a ser errónea.

La elección del período de muestreo en un sistema de control digital depende del comportamiento del sistema, de la estabilidad, exactitud y consideraciones de hardware.

IV.3.2 Respuesta en el tiempo y localización de las raíces en el plano "s" y el plano "z".

Aún cuando la correlación entre el plano "s" y plano "z" puede ser establecida, la operación de muestreo en sistemas digitales crea condiciones que requieren especial atención, ya al no cumplirse el teorema de muestreo, se distorsiona la respuesta del sistema.

Cuando un sistema con polos conjugados complejos $-\sigma \pm j\omega_1$ es sometido a muestreo con $2\omega_1 > \omega_s$, donde " ω_s " es la frecuencia de muestreo, la operación genera un infinito número de polos en el plano "s" en $s + jn\omega_s$.

La salida del muestreador es escrita como:

$$f^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT) \delta(t-kt)$$

$$= f(t) \delta_T \quad (IV.11)$$

La transformada de Laplace de la ecuación anterior es:

$$F^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT) e^{-kTs}$$

$$(IV.12)$$

además:

$$F^*(s) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p} F^* p(s)$$

$$\begin{aligned}
 &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p} \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1 - e^{-jnw_s p}}{-jnw_s T} F(s + jnw_s) \\
 &= \frac{1}{T} \sum_{-\infty}^{\infty} F(s + jnw_s) \quad (IV.13)
 \end{aligned}$$

Como se muestra en la Fig.IV.2 la operación de muestreo sitúa los polos en la región primaria de la banda $-W_s/2 < W < W_s/2$, de modo que el efecto es equivalente a tener un sistema con polos en $s = \sigma \pm j(\omega_s - \omega_1)$.

Este efecto hace que el sistema muestreado aparezca como si la frecuencia fuera igual a $\omega_s - \omega_1$ en vez de ω_1 , tal como se muestra en la Fig.IV.3.

En la Fig.IV.4 se muestran casos diferentes de localización de raíces de sistemas de segundo orden en los planos "s" y "z" y su correspondiente respuesta en el tiempo.

IV.3.3 Máximo sobreimpulso y tiempo pico de la respuesta transitoria.

Para un sistema de control continuo cuya función de transferencia es:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (IV.14)$$

el máximo sobreimpulso y tiempo pico está dado por:

$$C_M = 1 + e^{-\xi\pi} / \sqrt{1 - \xi^2} \quad (IV.15)$$

$$\text{y } T_M = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \quad (IV.16)$$

Para sistemas de orden superior las relaciones para C_n y t_n se vuelven más complicadas. Sin embargo el sistema puede-

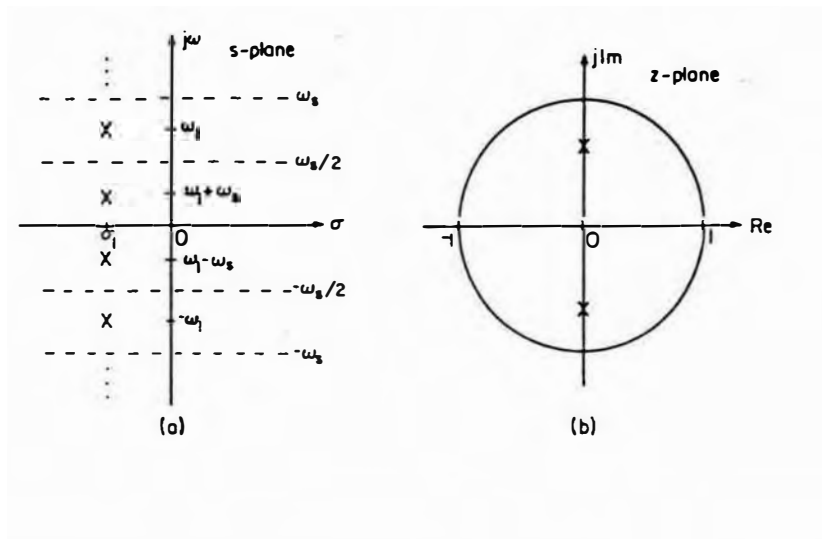


FIG. IV.2 LOCALIZACION DE POLOS EN LOS PLANOS "S" Y "Z" MOSTRANDO EL EFECTO DE MUESTREO.

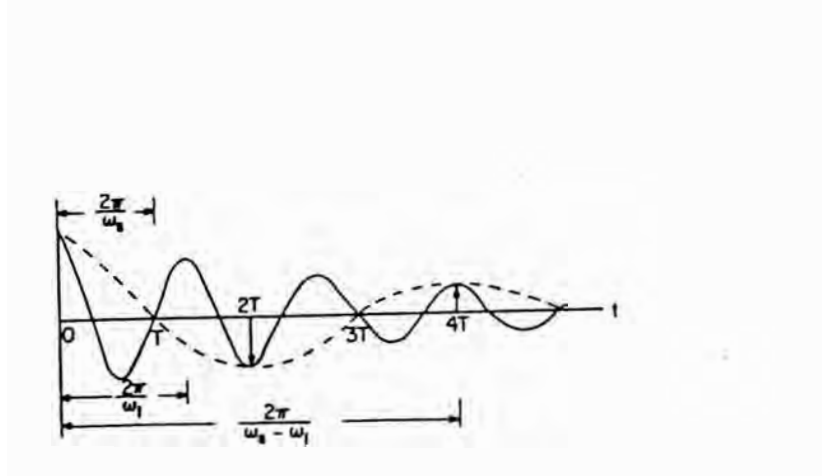


FIG. IV.3 RESPUESTA EN EL TIEMPO MOSTRANDO EL EFECTO DEL MUESTREO.

ser representado por sus polos dominantes de modo que las expresiones anteriores pueden ser usadas.

En sistemas de control digital el problema de establecer el sobreimpulso y tiempo pico desde la configuración de polos y ceros es más complicada. Esto es debido a que cuando la transformada "z" es usada, la respuesta está descrita solo en los instantes de muestreo.

Para un sistema de control digital de segundo orden:

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{k(z - z_1)}{(z - p_1)(z - \bar{p}_1)} \quad (\text{IV.17})$$

$$\text{donde: } K = \frac{(1 - p_1)(1 - \bar{p}_1)}{(1 - z_1)} \quad (\text{IV.18})$$

z_1 es un cero real, p_1 y \bar{p}_1 son polos conjugados complejos; la respuesta del sistema a una entrada escalón está dada por:

$$C(z) = \frac{zk(z - z_1)}{(z - 1)(z - p_1)(z - \bar{p}_1)} \quad (\text{IV.19})$$

La respuesta en los instantes de muestreo es obtenida

$$c(kT) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\Gamma} \frac{kz(z - z_1)}{(z - 1)(z - p_1)(z - \bar{p}_1)} z^{k-1} dz \quad (\text{IV.20})$$

donde " Γ " es un contorno cerrado que encierra todas las singularidades del integrando.

Aplicando el teorema del residuo, la ecuación anterior se puede escribir como:

$$c(kT) = 1 + 2 \left| \frac{k(p_1 - z_1)}{(p_1 - 1)(p_1 - \bar{p}_1)} \right| \left| p_1 \right|^k \cos(k\theta_1 + \theta_1) \quad (\text{IV.21})$$

$$\text{donde: } \theta_1 = \arg \quad (\text{IV.22})$$

$$\theta_1 = \arg (p_1 - z_1) - \arg (p_1 - 1) - \pi/2 \quad (\text{IV. 23})$$

La configuración de polos y ceros del sistema se muestra en la Fig.IV.5. Aquí podemos definir el ángulo " α " como:

$$\pm \alpha = \arg (p_1 - z_1) - \arg (p_1 - 1) + \pi/2 \quad (\text{IV. 24})$$

donde el signo depende de la ubicación de polos y ceros. Además:

$$\theta_1 = \pm \alpha - \pi \quad (\text{IV.25})$$

se puede demostrar que:

$$|\sec \alpha| = 2 \left| \frac{k (p_1 - z_1)}{(p_1 - 1) (p_1 - \bar{p}_1)} \right| \quad (\text{IV.26})$$

La respuesta del sistema puede ser escrita ahora como:

$$C(KT) = 1 + \left| \sec \alpha \right| \left| p_1 \right|^k \cos (K \phi_1 \pm \alpha - \pi) \quad (\text{IV. 27})$$

Debido a que $C(KT)$ corresponde a la respuesta $c(t)$ en los intervalos de muestreo, la información entre los instantes de muestreo es perdida.

Haciendo $t = KT$

$$\left| p_1 \right|^k = \left| p_1 \right|^{t/T} = e^{\xi w_n t} \quad (\text{IV. 28})$$

$$y \phi = \arg (p_1) = \omega t = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} T \quad (\text{IV. 29})$$

La función de tiempo continuo que pasa a través de los puntos de $c(KT)$ es:

$$c(t) = 1 + \left| \sec \alpha \right| e^{-\xi w_n t} \cos (w_n \sqrt{1 - \xi^2} t \pm \alpha - \pi) \quad (\text{IV. 30})$$

Haciendo que $\frac{dc(t)}{dt} = 0$

Se obtiene:

$$\tan (w_n \sqrt{1 - \xi^2} t \pm \alpha - \pi) = \frac{-\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \quad (\text{IV. 31})$$

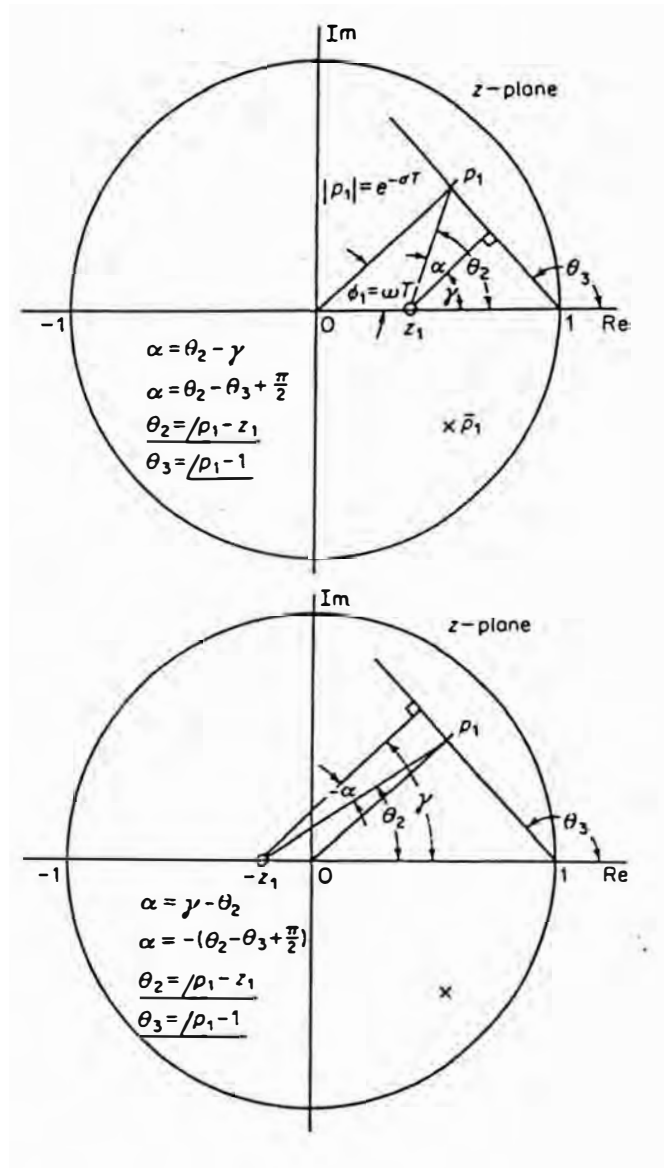


FIG.IV.5 REPRESENTACION GEOMETRICA EN EL PLANO "Z" DEL SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN

de donde:

$$T_M = \frac{1}{W_n \sqrt{1-\xi^2}} \left[\tan^{-1} \frac{-\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} + \alpha + \pi \right] \quad (\text{IV. 32})$$

Reemplazando "t" por "T_M" se obtiene:

$$C_M = 1 + \sqrt{1-\xi^2} |\sec \alpha| \exp \frac{-\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \left[\tan^{-1} \frac{-\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} + \alpha + \pi \right] \quad (\text{IV.33})$$

El sobreimpulso depende pues, de ξ y α .

El valor de " ξ " puede ser calculado a partir de:

$$|p_1| = e^{-W_n T} = \exp. \frac{-\xi \phi_1}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad (\text{IV.34})$$

El tiempo pico es:

$$T_M = \frac{T}{\phi_1} \left[\tan^{-1} \frac{-\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} + \alpha + \pi \right] \quad (\text{IV.35})$$

Las Figs. IV.6 y IV.7 muestran curvas normalizadas para $T_{MAX} \phi_1 / T$ en función de ξ y α .

Debe recordarse que $c^*(t)$ es una buena aproximación de $c(t)$ cuando la frecuencia de muestreo es lo suficientemente alta y se cumple el teorema del muestreo.

IV.3.4 Análisis del error de Estado Estacionario

Para el diagrama de bloques de la Fig. IV.8 la señal de error $e(t)$ es:

$$e(t) = r(t) - b(t) \quad (\text{IV.36})$$

El error de estado estacionario en los instantes de muestreo es:

$$\begin{aligned} e_{ss}^*(t) &= \lim_{t \rightarrow \infty} e^*(t) \\ &= \lim_{k \rightarrow \infty} e(kT) \end{aligned} \quad (\text{IV.37})$$

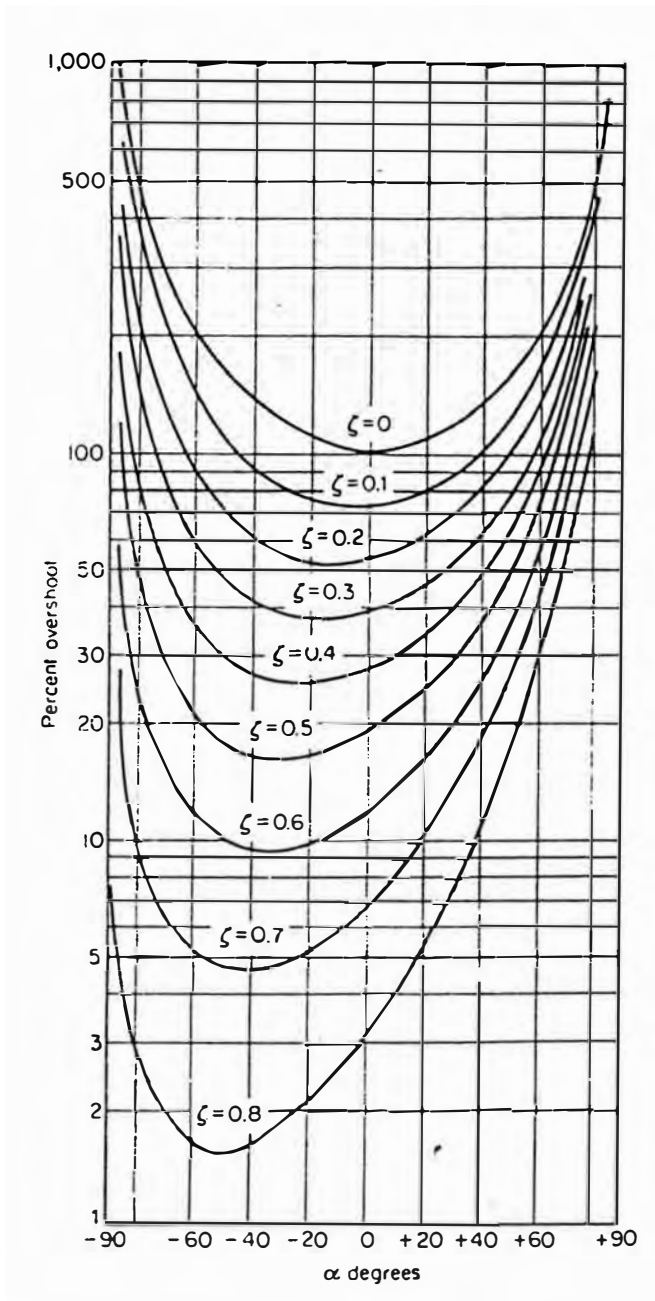


FIG.IV.6 SOBREPULSO PORCENTUAL DEL SISTEMA MUESTREADO DE SEGUNDO ORDEN.

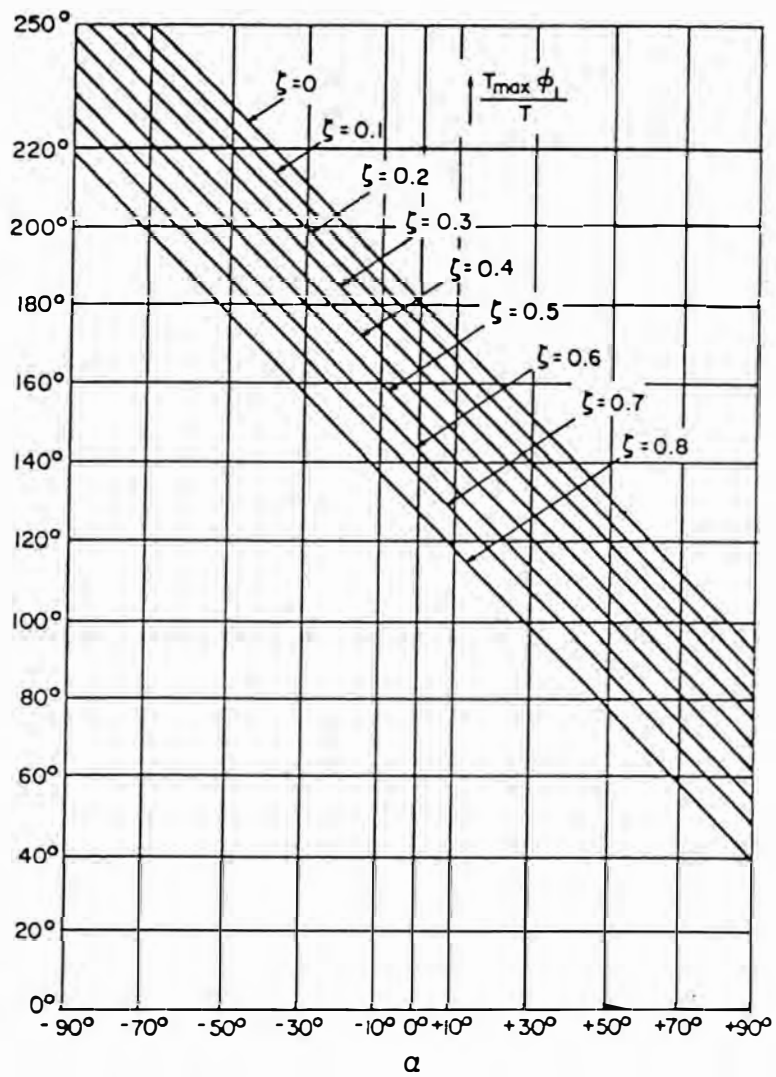


FIG.IV.7 TIEMPO PICO DE LA RESPUESTA AL ESCALON DEL SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN.

usando el teorema del valor final para la transformada "z" de e (t) se obtiene:

$$\begin{aligned} e_{ss}^* &= \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \\ &= \lim_{z \rightarrow 1} (1-z^{-1}) E(z) \end{aligned} \quad (\text{IV.38})$$

Esto es válido siempre que la función $(1-z^{-1}) E(z)$ no tenga polos sobre o fuera del círculo $z = 1$.

Retornando al diagrama de la Fig.IV.8 se tiene que:

$$e_{ss}^* = \lim_{z \rightarrow 1} (1-z^{-1}) \frac{R(z)}{1+GH(z)} \quad (\text{IV.39})$$

a) Entrada escalón:

$$\text{Si } E(z) = \frac{Rz}{z-1}$$

Se tendrá:

$$e_{ss}^* = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{R}{1+GH(z)} = \frac{R}{1+\lim_{z \rightarrow 1} GH(z)} \quad (\text{IV.40})$$

donde

$$GH(z) = (1-z^{-1}) \mathcal{Z} \left[\frac{G_p(s) H(s)}{s} \right] \quad (\text{IV.41})$$

La constante de error de posición es:

$$K_p = \lim_{z \rightarrow 1} GH(z) \quad (\text{IV.42})$$

b) Entrada rampa

$$\text{Si } R(z) = \frac{RTz}{(z-1)^2}$$

Se tendrá:

$$\begin{aligned} e_{ss}^* &= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{RT}{(z-1) [1+GH(z)]} \\ &= \frac{R}{\lim_{z \rightarrow 1} \frac{(z-1)}{T} GH(z)} \end{aligned}$$

$$= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{R}{\frac{(z-1)}{T} CH(z)} \quad (IV.43)$$

La constante de error de velocidad es:

$$K_v = \frac{1}{T} \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) CH(z) \quad (IV.44)$$

c) Entrada parabólica

$$\text{Si } R(z) = \frac{RT^2}{2} \frac{z(z+1)}{(z-1)^3}$$

Se tendrá:

$$\begin{aligned} e_{ss}^* &= \frac{T^2}{2} \lim_{z \rightarrow 1} \frac{R(z+1)}{(z-1)^2 [1 + CH(z)]} \\ &= \frac{R}{\lim_{z \rightarrow 1} \frac{(z-1)^2 CH(z)}{T^2}} \end{aligned} \quad (IV.45)$$

La constante de error de aceleración es:

$$K_a = \frac{1}{T^2} \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)^2 CH(z) \quad (IV.46)$$

IV.4 Análisis del regulador de posición digital

IV.4.1. Función de Transferencia del Sistema

Para el análisis del sistema de control digital se supone que este opera en la región lineal. Entonces el objetivo es determinar la función de transferencia del controlador digital de modo que el sistema cumpla ciertas especificaciones en su comportamiento.

La salida del sistema de la Fig. IV.9 es:

$$\Theta(s) = X(s)^* C_{ho}(s) C_m(s) U(s) \quad (IV.47)$$

El error del sistema será:

$$E(s) = \Theta(s) - \Theta_H(s)^* \quad (IV.48)$$

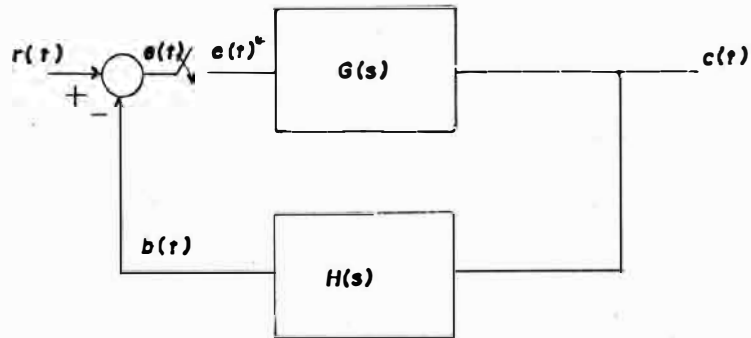


FIG. IV.8 SISTEMA DE CONTROL DIGITAL DE LAZO CERRADO.

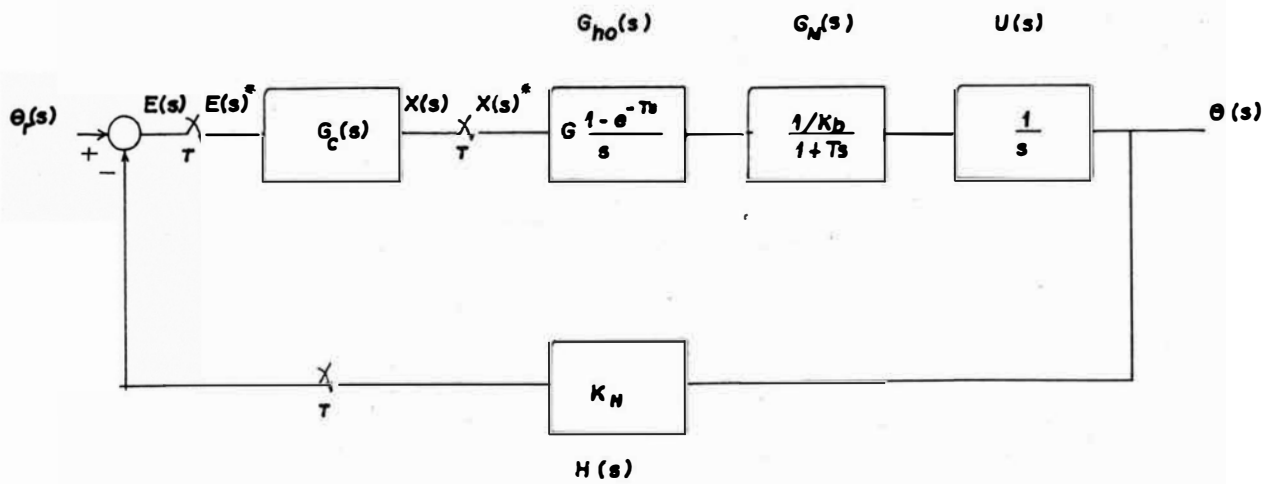


FIG. IV.9 DIAGRAMA DEL REGULADOR DE POSICION DIGITAL

Combinando las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$E(s)^* = \Theta_r(s)^* - X(s)^* C_{ho} G_m UH(s)^* \quad (IV.49)$$

La salida del controlador digital es:

$$X(s)^* = E(s)^* G_c(s)^* \quad (IV.50)$$

De las ecuaciones anteriores obtenemos:

$$X(s)^* = \Theta_r(s)^* G_c(s)^* - X(s)^* C_{ho} G_m UH(s)^* G_c(s)^* \quad (IV.51)$$

De donde:

$$X(s)^* = \frac{\Theta_r(s)^* G_c(s)^*}{1 + C_{ho} G_m UH(s)^* G_c(s)^*} \quad (IV.52)$$

Reemplazando en la ecuación IV.47 :

$$\Theta(s)^* = \frac{\Theta_r(s)^* G_c(s)^* C_{ho} G_m U(s)^*}{1 + C_{ho} G_m UH(s)^* G_c(s)^*} \quad (IV.53)$$

En términos de "z" se tiene que:

$$\Theta(z) = \frac{\Theta_r(z) G_c(z) C_{ho} G_m U(z)}{1 + C_{ho} G_m UH(z) G_c(z)} \quad (IV.54)$$

IV.4.2 Sistema sin compensar

Esto es cuando el controlador digital tiene una función de transferencia $G_c(z) = 1$

Efectuando las transformadas correspondientes se obtiene:

$$C_{ho} G_m UH(z) = A_1 \left[\frac{T}{a(z-1)} - \frac{1 - e^{-aT}}{a^2 (z - e^{-aT})} \right] \quad (IV.55)$$

donde:

$$A_1 = \frac{C K_H}{T_m K_D} \quad (IV.56)$$

La función de transferencia de lazo cerrado será

$$\frac{\Theta(z)}{\Theta_r(z)} = \frac{A_1/K_H [(aT-1+e^{-aT})z+1-e^{-aT}]}{a^2 z^2 - [A_1(aT-1+e^{-aT}) - a^2(1+e^{-aT})]z + A_1(1-e^{-aT}) + a^2 e^{-aT}}$$

(IV.57)

IV.4.3 Sistema Compensado

Para eliminar el error de estado estacionario debido a perturbaciones en el par, el controlador digital P.I. es usado.

La función de transferencia del controlador es:

$$G_C(z) = \frac{k_c(z-b)}{z-1}$$

(IV.58)

donde:

$$K_c = \frac{2K_p + K_i T}{2}$$

(IV.59)

$$b = \frac{2K_p - K_i T}{2k_p + K_i T}$$

(IV.60)

Los términos de la ecuación IV.54 son obtenidos como sigue:

$$G_{ho} G_m UH(z) = A_a \left[\frac{T}{a(z-1)} - \frac{1-e^{-aT}}{a^2(z-e^{-aT})} \right]$$

(IV.61)

Multiplicando las ecuaciones IV-58 y IV-61 y haciendo $b \neq e^{-aT}$ de modo que no exista cancelación de polos y ceros de planta y controlador se tiene:

$$G_{ho} G_m UH(z) G_C(z) = A_1 K_c \left[\frac{T(z-b)}{a(z-1)^2} - \frac{1-e^{-aT}(z-B)}{a^2(z-1)(z-e^{-aT})} \right]$$

(IV.62)

$$= A_2 \frac{(z^{L_1} - L_2)(z-b)}{(z-1)^2(z-e^{-aT})}$$

(IV.63)

donde:

$$A_2 = \frac{A_1 \cdot K_c}{a^2} \quad (IV.64)$$

$$L_1 = aT - (1 - e^{-aT}) \quad (IV.65)$$

$$-L_2 = aTe^{-aT} + (1 - e^{-aT}) \quad (IV.66)$$

Asimismo:

$$G_{ho} G_m U(z) G_c(z) = \frac{A_3 (z L_1 - L_2) (z - b)}{(z-1)^2 (z - e^{-aT})} \quad (IV.67)$$

donde:

$$A_3 = \frac{G K_c}{K_b T_m a^2} \quad (IV.68)$$

Reemplazando IV.63 y IV. 67 en la ecuación IV.54 se tiene:

$$\frac{\Theta(z)}{\Theta_r(z)} = \frac{A_3 (zL_1 - L_2) (z - b)}{(z^2 - 2z + 1) (z - e^{-aT}) + A_2 (zL_1 - L_2) (z - b)} \quad (IV.69)$$

Efectuando se obtiene:

$$\frac{\Theta(z)}{\Theta_r(z)} = \frac{A_3 z^2 L_1 - (bL_1 + L_2) z + bL_2}{z^3 + (A_2 L_1 - 2 - e^{-aT}) z^2 + [2e^{-aT} - A_2 (bL_1 - L_2)] z + A_2 bL_2 - e^{-aT}} \quad (IV.70)$$

De la ecuación anterior, puede hallarse la respuesta del sistema.

CAPITULO V

RESULTADOS

V.1 Resultados Teóricos:

De acuerdo a los principios teóricos descritos en el capítulo anterior y reemplazando los parámetros de planta, puede ser obtenida la respuesta del sistema; de modo que el sistema cumpla ciertas especificaciones tales como estabilidad y exactitud.

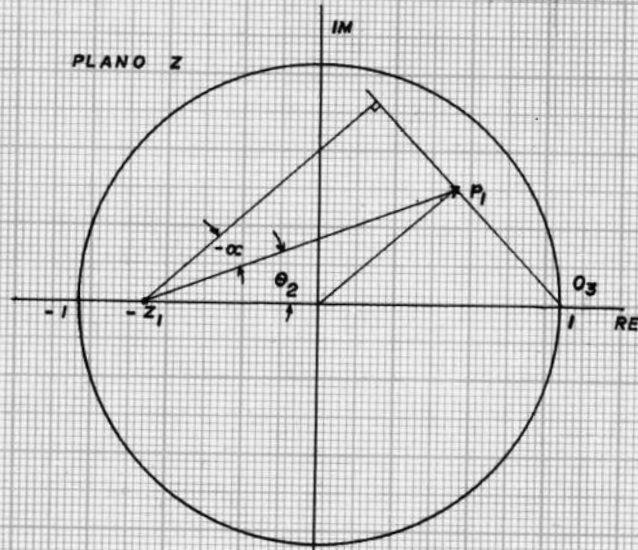
En la Fig. V.1 se muestra el método gráfico para obtener la respuesta del sistema de control digital para diferentes tiempos de muestreo. Aquí el máximo sobreimpulso y razón de amortiguamiento es calculado según los criterios expuestos.

En la Fig. V.2 se muestra la localización de raíces del sistema compensado.

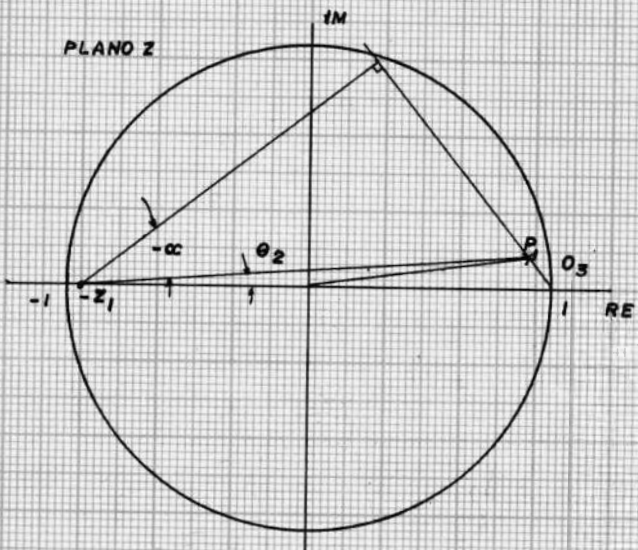
En las Figs. V.3 hasta la Fig. V.6 se muestra la respuesta del Sistema obtenida con un programa escrito en BASIC.

V.2 Realización del Controlador Digital

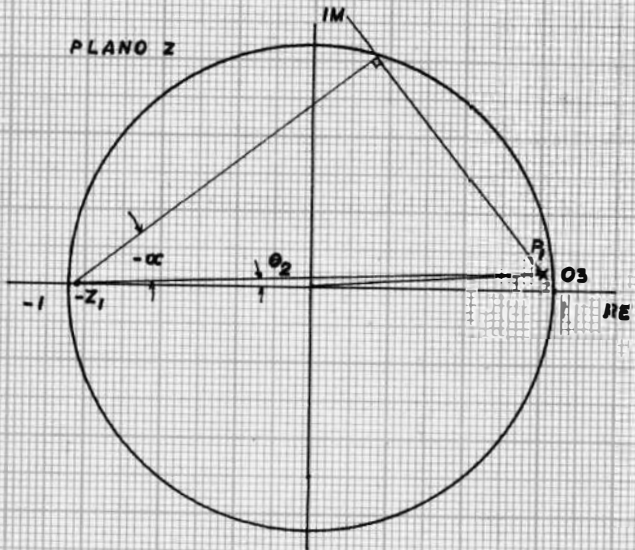
Cada vez que se diseña una estructura computarizada, esta debe ser probada y depurada en un Sistema de desarrollo.



$aT = 1$
 $Z = -0.7183$
 $P = 0.5563 \pm j 0.4915$
 $\alpha = -21^\circ$
 $\xi = 0.381$
 $T_p = 0.48$
 $C_m = 1.28$



$aT = 0.2$
 $Z = -0.9354$
 $P = 0.903 \pm j 0.125$
 $\alpha = -33^\circ$
 $\xi = 0.557$
 $T_p = 0.468$
 $C_m = 1.18$



$aT = 0.1$
 $Z = -0.987$
 $P = 0.9507 \pm j 0.0638$
 $\alpha = -38^\circ$
 $\xi = 0.585$
 $T_p = 0.479$
 $C_m = 1.15$

FIG. V.1 METODO GRAFICO PARA EL CALCULO DE T_p Y C_m .
 ($A1 = 69.38$, $a = 10$)

PARAMETROS DEL SISTEMA

T = 0.1
 Z = - 0.71828183
 P = 0.55632234 + j0.49164558
 = 0.74243514 \angle 0.72375999
 T1 = 0.36813934
 T2 = - 0.83663814
 ALFA = - 0.36601885

RESPUESTA DEL SISTEMA

TIEMPO	POSICION	
0.0	0.0	+
0.1	0.25523476	-----+
0.2	0.72255084	-----+
0.3	1.1018197	-----+
0.4	1.2662218	-----+
0.5	1.2400863	-----+
0.6	1.1203866	-----+
0.7	1.0016096	-----+
0.8	0.9354326	-----+
0.9	0.9272722	-----+
1	0.95466999	-----+
1.1	0.9896521	-----+
1.2	1.0134728	-----+
1.3	1.0206943	-----+
1.4	1.0155991	-----+
1.5	1.0059493	-----+
1.6	0.99802111	-----+
1.7	0.99451888	-----+
1.8	0.99499224	-----+
1.9	0.99744939	-----+
2	0.99992241	-----+
2.1	1.0013196	-----+
2.2	1.001511	-----+

Tp = 0.4 Cn = 1.2662218

FIG. V.3 RESPUESTA DEL SISTEMA at = 1

PARAMETROS DEL SISTEMA

T = 0.02
 Z = -0.93552545
 P = 0.90286768 + j0.12537238
 = 0.91153073 / 0.13797787
 T1 = 0.68001289
 T2 = -0.9116421
 ALFA = -0.59196294

RESPUESTA DEL SISTEMA

TIEMPO	POSICION	
0.0	0.0	+
0.1	0.24582569	-----+
0.2	0.66388183	-----+-----+
0.3	0.97236983	-----+-----+
0.4	1.1062856	-----+-----+-----+
0.5	1.1141215	-----+-----+-----+
0.6	1.0686956	-----+-----+-----+
0.7	1.0214941	-----+-----+-----+
0.8	0.99366137	-----+-----+-----+
0.9	0.98533459	-----+-----+-----+
1	0.98827337	-----+-----+-----+
1.1	0.99442381	-----+-----+-----+
1.2	0.9992307	-----+-----+-----+
1.3	1.0014615	-----+-----+-----+
1.4	1.0017234	-----+-----+-----+
1.5	1.0010943	-----+-----+-----+
1.6	1.0003798	-----+-----+-----+
1.7	0.99993535	-----+-----+-----+
1.8	0.99978684	-----+-----+-----+
1.9	0.99981867	-----+-----+-----+
2.	0.99990838	-----+-----+-----+
2.1	0.99998287	-----+-----+-----+
2.2	1.0000197	-----+-----+-----+

$T_p = 0.46$ $C_m = 1.121261$

FIG. V.4 RESPUESTA DEL SISTEMA at = 0.2

PARAMETROS DEL SISTEMA

T = 0.01
 Z = -0.96721834
 P = 0.95074061 + j 0.06421147
 = 0.95293421 \angle 0.067864892
 T1 = 0.033679923
 T2 = -0.91948239
 ALFA = -0.61763402

RESPUESTA DEL SISTEMA

TIEMPO	POSICION	
0.0	0.0	+
0.1	0.24398751	-----+
0.2	0.65451253	-----+-----+
0.3	0.9561333	-----+-----+-----+
0.4	1.0895613	-----+-----+-----+-----+
0.5	1.1028243	-----+-----+-----+-----+-----+
0.6	1.0646994	-----+-----+-----+-----+-----+
0.7	1.0229915	-----+-----+-----+-----+-----+
0.8	0.99743314	-----+-----+-----+-----+-----+
0.9	0.98876589	-----+-----+-----+-----+-----+
1	0.990179	-----+-----+-----+-----+-----+
1.1	0.99484223	-----+-----+-----+-----+-----+
1.2	0.99878634	-----+-----+-----+-----+-----+
1.3	1.0007999	-----+-----+-----+-----+-----+
1.4	1.0012317	-----+-----+-----+-----+-----+
1.5	1.0008791	-----+-----+-----+-----+-----+
1.6	1.0003755	-----+-----+-----+-----+-----+
1.7	1.0000258	-----+-----+-----+-----+-----+
1.8	0.9998816	-----+-----+-----+-----+-----+
1.9	0.99987635	-----+-----+-----+-----+-----+
2	0.99992628	-----+-----+-----+-----+-----+
2.1	0.99997628	-----+-----+-----+-----+-----+
2.2	1.0000053	-----+-----+-----+-----+-----+

Tp = 0.46 Cm = 1.1073134

FIG V.5 RESPUESTA DEL SISTEMA aT = 0.1

PARAMETROS DEL SISTEMA

T=0.01 Kp = 0.25 Kit = 0.01

RESPUESTA DEL SISTEMA

TIEMPO	POSICION	
0.0	0.0	+
0.1	0.24398751	-----+
0.2	0.65451253	-----+-----+
0.3	0.95661333	-----+-----+-----+
0.4	1.0895613	-----+-----+-----+-----+
0.5	1.1028243	-----+-----+-----+-----+-----+
0.6	1.064994	-----+-----+-----+-----+-----+
0.7	1.0229915	-----+-----+-----+-----+-----+
0.8	0.99743314	-----+-----+-----+-----+-----+
0.9	0.98876589	-----+-----+-----+-----+-----+
1	0.990179	-----+-----+-----+-----+-----+
1.1	0.99484223	-----+-----+-----+-----+-----+
1.2	0.99878634	-----+-----+-----+-----+-----+
1.3	1.0007999	-----+-----+-----+-----+-----+
1.4	1.0012317	-----+-----+-----+-----+-----+
1.5	1.0008791	-----+-----+-----+-----+-----+
1.6	1.0003755	-----+-----+-----+-----+-----+
1.7	1.0000258	-----+-----+-----+-----+-----+
1.8	0.9998816	-----+-----+-----+-----+-----+
1.9	0.99987635	-----+-----+-----+-----+-----+
2.	0.99992628	-----+-----+-----+-----+-----+
2.1	0.99997628	-----+-----+-----+-----+-----+
2.2	1.0000053	-----+-----+-----+-----+-----+

Tp. 0.46 Cm = 1.1073134

FIG. V.6 RESPUESTA DEL SISTEMA at = 0.1,
Kp = 0.25 y Kit = 0.01

En base a los criterios expuestos en los capítulos anteriores se han realizado pruebas en un microcomputador ROCKWELL AIM 65 con el hardware y software adicional necesario, descrito en el capítulo III. El microcomputador contiene como CPU al microprocesador R6502 - (SY 6502), instrucciones programados en memorias PROM, RAM; equipos periféricos en la forma de display, impresor y keyboard. Además po see capacidad de expansión dentro y fuera del sistema con adaptador de intuface al usuario.

En la Fig. V.7 se muestra una vista del microcomputador ROCKWELL AIM 65.

El Software del sistema consiste de un programa monitor de 8k, osembler de 4k y opción basic de 4k. El programa monitor proporciona control completo de la operación del sistema así como los comandos de enlace de funciones del usuario.

En el Apéndice I se muestran las principales características del microcomputador.

El programa del controlador de posición es cargado en memoria RAM desde de keyboard bajo control del programa monitor. Aquí el programa es depurado y puede ser almacenado en un cassette a través de la interfase audio tape.

En la realización del controlador de posición algunas consideraciones merecen especial atención:

En el caso del algoritmo de cálculo de la raíz cuadrada una modificación ha sido introducida. Esto es, debido a que cuando se usa la raíz cuadrada simple en el proceso de frenado, puede ocurrir que la característica de movimiento descrita no refleja la operación real del sistema; ya que

las unidades de excitación tienden a exceder el valor de referencia. Así la corriente de frenado aumenta alrededor de esta referencia.

La función modificada es:

$$N_{ref} = K (\sqrt{h - h'} + n') \text{ Sgn } \Delta h$$

Los coeficientes k , h' y n' son seleccionados de modo que los puntos de inicio y término de la raíz cuadrada simple coincidan con la nueva curva .

Debe notarse que la precisión del sistema de control no solo depende de la elección de los coeficientes mencionados anteriormente, sino también del control de velocidad y corriente del motor de excitación. Por esta razón el uso de controladores P.I. de velocidad y corriente son recomendables.

La flexibilidad de un sistema computarizado en el control de posición no solo permite modificar los parámetros de control para mejorar la respuesta del sistema, sino que además permite modificar la estructura del controlador. Esto lo podemos observar en el caso de desplazamientos pequeños, en los cuales la función no lineal de la raíz cuadrada es reemplazada por un controlador lineal P.I.

El valor inicial del integrador es seleccionado de modo que el punto final de la función no lineal coincida con el inicial de la función lineal. De esta manera se evitan perturbaciones en la corriente del motor.

La elección del grado de tolerancia es muy importante en el sistema de control. Esto es debido a que si la tolerancia considerada es muy pequeña el sistema oscila alrededor



FIG.V.7 FOTOGRAFIA EL MICROCO PUTADOR AL 65

del punto de referencia. Esto mismo puede ocurrir si el tiempo de muestreo es demasiado grande.

En los sistemas de laminación el cilindro de trabajo debe ser movido por los tornillos de presión hacia arriba o abajo siempre paralelo a la horizontal. Por esta razón es necesario un control de sincronismo.

Este puede actuar en el lazo de corriente o de velocidad. En este caso el sincronismo actúa sobre el control de velocidad, ya que si actuara sobre el control de corriente, produciría cambios en la corriente del motor que causan alteraciones de velocidad y en consecuencia de posición. Por esta razón y la dinámica de un controlador análogo debe ser usado.

Durante el proceso de arranque una modificación es realizada. Así tenemos que la velocidad máxima de referencia debe ser alcanzada en forma incremental. Esto es debido a que si la velocidad máxima es puesta durante el arranque, los controladores de velocidad y corriente entran en estado de saturación y no pueden hacer correcciones de sincronización.

En las Figs V.8, V.9, V.10 y V.11 se muestran gráficos de velocidad y corriente, así como señal de desviación de Rayos X de donde se pueden obtener parámetros para el controlador de posición. Estos gráficos han sido obtenidos en una planta de laminación de productos planos de una Empresa Siderúrgica.

En la Fig. V.12 se muestra un gráfico de la señal de referencia de velocidad del controlador en lazo abierto que podrá ser aplicada al regulador de velocidad del motor de los tornillos de presión para la regulación de posición.



FIG.V.8 CORRIENTE Y VELOCIDAD DEL MOTOR DE ACCIONAMIENTO DURANTE EL ARRANQUE Y FRENADO

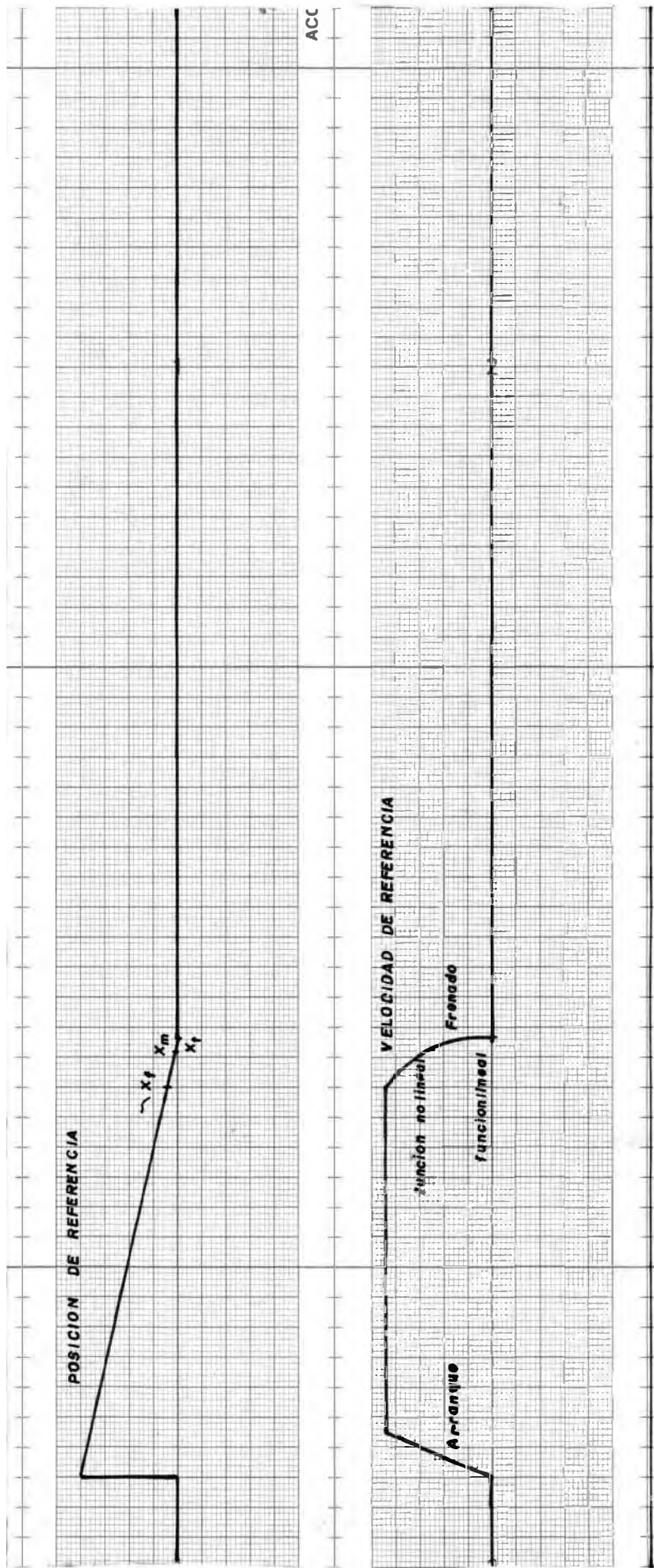


FIG.V. 12 SENAL DE VELOCIDAD DE REFERENCIA DEL CONTROLADOR EN LAZO ABIERTO.

CONCLUSIONES

De lo expuesto, podemos concluir que un controlador basado en un microcomputador permite mejorar el comportamiento de un sistema de control de lazo cerrado cumpliendo el objetivo inicial del presente trabajo.

Aún cuando este tema trata sobre el control de posición de los tornillos de presión de un tren laminador, este puede ser aplicado a diferentes plantas metalúrgicas, si no se considera la corrección de la fuerza de laminación.

De otro lado, si el tiempo de ejecución del programa del controlador de posición es reducido en comparación con la constante de tiempo más pequeña del sistema de control de posición éste puede ser usado para controlar varias posiciones con el consecuente ahorro económico.

La flexibilidad de un sistema programable, no solo permite modificar los parámetros de control para mejorar la respuesta del sistema, sino que además permite modificar la estructura del controlador. Así podemos observar que para cubrir distancias grandes una función no lineal es usada, mientras que para recorridos pequeños una función lineal reemplaza a la raíz cuadrada.

Los resultados de este trabajo muestra que no existen problemas básicos en la aplicación de microcomputadoras para el control de posición. Técnicamente los sistemas basados en microprocesadoras ofrecen una alternativa viable a la lógica cableada y sistemas convencionales de control.

En lo que se refiere al microprocesador usado, debe notarse que debido a la diversidad de sistemas basados en microprocesadores existentes, cualquiera puede ser usado, ya que el hardware es usualmente standard. Las únicas variables son el número de memorias PROM, RAM, el tamaño del dato de memoria y el número de entradas salidas.

Las cargas externas son conectadas al sistema siguiendo algunas reglas generales. Los circuitos de interfase son también standard y fácilmente adaptables al sistema.

En cuanto al software del controlador, los diagramas del flujo son adaptables al lenguaje de cualquier microprocesador.

En lo referente al análisis matemático, el cálculo del máximo sobrepulso y tiempo pico de la respuesta transitoria permiten una excelente predicción del comportamiento dinámico del sistema, sin llegar a calcular la amplitud en cada punto de muestreo.

De otro lado, debe observarse que con el avance tecnológico el tiempo de ejecución de un ciclo de máquina del microprocesador, va disminuyendo.

Esto permite que los programas de control que ejecutan largos algoritmos se muestren agilizados, lo que trae como consecuencia la disminución del tiempo de procesamiento con lo cual puede aumentarse la precisión del sistema de control.

Para finalizar se debe recalcar que la automatización de una -

planta de producción de acuerdo con el avance tecnológico juega un rol importante, no tanto como para disminuir la cantidad de trabajo, sino más bien, para asegurar la efectividad y continuidad del mismo proceso de producción y así cumplir con el objetivo de ahorro de energía y materia prima para lograr un buen rendimiento en la producción.

BIBLIOGRAFIA

- FOSTER, C.C. "Programing a microcomputer 6502)
Addison - Wesley Reading, Ma. 1978
- HENZE, MICHAEL. "Automatic Gauge Control in tandem Cold Strip Mill"
ASEA Journal 1976 Volume 46 number 3.
- HUGHES, J.R. AND MIGHTON J.J. "A structured Approach to programing",
prentice Hall, Englewood Cliffs N.J. 1977.
- JURY, E.I. "Theory and Aplication of the z transform method", 1964.
- KUO, BENJAMIN C. "Digital Control System" S.R.L. Publishing Company
1981.
- LINDORFF, D.P. "Theory of Sampled Data Control System", 1978
- LEVENTHOL, L.A. "Introduction to Microprocessors" Prentice, Hall 1978
- ROCKWELL INTERNATIONAL "User Manual AIM 65", 1981
- ROCKWELL INTERNACIONAL "Hardware Manual AIM65" 1981
- SYNERTECK INC. "Synertek MOS DATA CATALOG, 1979
- WILLMOTE, S. AND ECONOMOPOULUS, M "New Approach to computer set up of
the hor strip Mill" Iron Stell Engineer, Sept. 1977.
- VRHOVNIK, M and MONZ, R. "Drive control with microprocessor system"
AEG. TELEFUNKEN Progr. 1979.