

**ANALISIS DE METODOS DE SINTONIZACION PARA
CONTROLADORES PI INDUSTRIALES**

ARQUIMEDES BARRIOS NOVOA

**UNIVERSIDAD TECNOLOGICA DE BOLIVAR
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA
CARTAGENA DE INDIAS, D.T Y C.**

2007

**“ANALISIS DE METODOS DE SINTONIZACION PARA
CONTROLADORES PI INDUSTRIALES”**

ARQUIMEDES BARRIOS NOVOA

Monografía de Grado presentada como requisito para optar el Título de
Ingeniero Electrónico

Minor Automatización Industrial

Director

José Luís Villa Ramírez

Ph. D Ingeniería y Control Automático

UNIVERSIDAD TECNOLOGICA DE BOLIVAR

CARTAGENA, MAYO 2007

Nota de Aceptación

Firma del Presidente del Jurado

Firma del Jurado

Firma del Jurado

Cartagena, D.T y C, Mayo de 2007.

Cartagena de Indias, D. T y C. Mayo 9 de 2007.

Señores

COMITÉ FACULTAD DE INGENIERIAS.

PROGRAMA DE INGENIERIAS ELECTRICA Y ELECTRONICA.

Universidad Tecnológica de Bolívar.

Cartagena.

ASUNTO: PRESENTACION MONOGRAFIA DE GRADO.

Cordial Saludo,

Por medio de la presente ratifico mi aceptación como el director del proyecto de grado titulado **“ANALISIS DE METODOS DE SINTONIZACION DE CONTROLADORES PI INDUSTRIALES”**, del cual me permito hacer entrega formal del mismo, que será presentado por el estudiante del programa de ingeniería electrónica ARQUIMEDES BARRIOS NOVOA.

Agradezco la atención prestada.

Cordialmente,

JOSE LUIS VILLA RAMIREZ.

Ph. D. Ingeniería y Control Automático.

Cartagena de Indias, D.T y C, Junio 6 de 2007

Señores:

COMITÉ FACULTAD DE INGENIERIA.

PROGRAMA DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA.

Universidad Tecnológica de Bolívar.

Cartagena.

Asunto: Presentación de Monografía de Grado.

Cordial Saludo,

Hago entrega formal del Proyecto de Grado titulado "**ANALISIS DE METODOS DE SINTONIZACION PARA CONTROLADORES PI INDUSTRIALES**", como requisito para optar el título de Ingeniero Electrónico.

Agradezco la atención prestada,

Cordialmente,

ARQUIMEDES BARRIOS NOVOA.

C.C. 9´299´063 de Turbaco.

AUTORIZACION

Cartagena de Indias, Junio 6 de 2007.

Yo ARQUIMEDES BARRIOS NOVOA identificado con numero de cedula 9'299'063 de Turbaco, autorizo a la **UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE BOLIVAR** para hacer uso de mi Trabajo de Grado y publicarlo en el Catalogo Online de la Biblioteca.

ARQUIMEDES BARRIOS NOVOA.

C.C. 9'299'063 de Turbaco.

TABLA DE CONTENIDO.

	Pág.
I. INTRODUCCION.	9
II. FUNDAMENTACION TEORICA.	13
1. ARQUITECTURAS DEL CONTROLADOR PI Y PID.	13
1.1. Estructuras del Controlador PI.	14
1.2. Estructuras del Controlador PID.	16
1.2.1. Controlador PID Ideal + Variaciones.	16
1.2.2. Controlador PID Clásico + Variaciones.	18
1.2.3. Controlador PID No Interactuado + Variaciones.	20
1.2.4. Otras Estructuras del Controlador PID.	22
2. MODELAMIENTO DE SISTEMAS.	25
3. PARÁMETROS DE DESEMPEÑO.	31
3.1. Tiempo de Establecimiento del Sistema.	31
3.2. Tiempo de Restablecimiento ante Perturbación.	32
3.3. Tiempo de Restablecimiento ante Error en Medición.	32
3.4. Integral del Error Cuadrado ISE.	33
4. METODOS DE SINTONIZACION PARA CONTROLADORES PI.	34
5. MODELAMIENTO DEL SISTEMA FOLPD.	36
5.1. Pruebas Físicas sobre el Sistema.	37
5.2. Validación del Modelo.	40
5.3. Función Matemática del Modelo Validado.	41

III.	RESULTADOS EXPERIMENTALES Y ANÁLISIS.	43
	6. ANÁLISIS DE RESULTADOS EN SIMULACIÓN.	43
	6.1. Método de Sintonización <i>Ziegler – Nichols</i> .	43
	6.2. Método de Sintonización <i>Hazenbroek y Van der Waerden</i> .	47
	6.3. Método de Sintonización <i>Chien Et Al Regulator 0% Overshoot</i> .	51
	6.4. Método de Sintonización <i>Chien Et Al Regulator 20% Overshoot</i> .	56
	6.5. Método de Sintonización <i>Chien Et Al Servo 0% Overshoot</i> .	59
	6.6. Método de Sintonización <i>Chien Et Al Servo 20% Overshoot</i> .	63
	6.7. Método de Sintonización <i>Cohen y Coon</i> .	67
	6.8. Método de Sintonización <i>Two Constrains Criterion</i> .	71
	6.9. Método de Sintonización <i>McMillan</i> .	76
	6.10. Método de Sintonización <i>St. Clair</i> .	78
	7. PARAMETROS DE DESEMPEÑO ISE EVALUADO SOBRE LOS MÉTODOS DE SINTONIZACIÓN ANALIZADOS.	84
	7.1. Método de Sintonización <i>McMillan Pre-Ajustado</i> .	86
	8. ANÁLISIS GRAFICO DE LOS PARAMETROS DE DESEMPEÑO EVALUADOS.	90
	8.1. Análisis Grafico del Tiempo de Establecimiento del Sistema.	91
	8.2. Análisis Grafico del Tiempo de Restablecimiento ante Perturbación.	92
	8.3. Análisis Grafico del Tiempo de Restablecimiento ante Error en Medición.	93
	8.4. Análisis Grafico del ISE.	94
	9. ANÁLISIS DE RESULTADOS SOBRE EL SISTEMA DE CONTROL FISICO.	96
IV.	CONCLUSIONES.	101
V.	PERSPECTIVAS Y TRABAJOS FUTUROS.	103
VI.	REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.	104
		8

I. INTRODUCCION.

Durante las ultimas 6 décadas los Controladores PI (Proporcional – Integral) y los Controladores PID (Proporcional – Integral – Derivativo) han sido la base fundamental de la Ingeniería de Control, siendo estos los tipos de reguladores mayormente empleados en el control de procesos industriales, debido a que resultan ser muy flexibles y eficientes, de acuerdo al campo industrial en el cual son utilizados.

En la actualidad existen distintos métodos de sintonización definidos para controladores PI y PID, aplicados a un modelo de sistema en particular, los cuales pueden variar desde un sistema de primer orden con retardo (FOLPD), hasta un sistema de quinto orden con retardo (FVOLPD) o de orden superior, pasando por aquellos modelos que manejan funciones integrales. De esta manera, encontramos a nivel industrial, que dichos métodos de sintonización se encuentran ampliamente definidos en relación a los tipos de estructuras que manejan cada uno de los controladores PI y PID, y al modelo de control para el cual se hallan especificados.

Una de las principales ventajas de los controladores o reguladores tipo PI o PID es la existencia de los llamados métodos de sintonización.

El objetivo de estos métodos es proveer al usuario final, una forma o procedimiento sencillo que permita ajustar los parámetros del controlador a partir de una cantidad mínima de información del proceso real a ser controlado.

A pesar de que en la teoría, las estructuras PI y PID son simples, y aparentemente bien entendidas, en la practica existen diversas estructuras que corresponden a este tipo de controladores y que presentan ligeras variaciones en su arquitectura matemática. Este aspecto práctico implica que se debe tener en cuenta la estructura matemática empleada tanto en la implementación del regulador, como la utilizada por el diseñador del método de sintonización.

Actualmente existen muy diversos métodos de sintonización, y una primera tarea consiste en realizar un estado del arte de los métodos de sintonización a nivel industrial, para lo cual, se relacionará los tipos de estructuras definidas para los controladores PI y PID, y los tipos de modelos existentes para los sistemas de control, definiendo para cada uno de ellos, cuantos métodos de sintonización se encuentran especificados en dicha relación.

Puesto que en la realidad, se desconoce cuales son las principales ventajas y desventajas de cada una de las reglas de sintonización existentes para dichos controladores, así como las condiciones sobre las cuales un controlador actúa de forma eficiente o no sobre un proceso de control específico, es conveniente analizar la eficiencia de cada regulador sobre las siguientes condiciones propias del sistema:

- *Cambio en Referencia Escalón.*
- *Perturbación de Carga.*
- *Error en Medición.*

Una forma sistemática de comparar diferentes métodos de sintonización es emplear parámetros de desempeño, de tal manera, que se pueda visualizar que tan eficientemente funciona un regulador PI con respecto a otro, ajustados por distintos métodos de sintonización. Entre los parámetros de desempeño mayormente empleados en diversas técnicas de control industriales se encuentran:

- *Tiempo de Estabilización del Sistema.*
- *Tiempo de Restablecimiento del Sistema ante Perturbación de Carga.*
- *Tiempo de Restablecimiento del Sistema ante Error en Medición.*
- *Integral del Error Cuadrado ISE.*

Dentro del marco de los proyectos que se han llevado a cabo en la Universidad Tecnológica de Bolívar (UTB), se encuentra el trabajo de investigación titulado “*Estudio e Implementación de Técnicas de Control basadas en conceptos de Robustez e Hiperestabilidad en Aplicaciones Industriales*”.

Su propósito principal se centró en analizar, en primer lugar, la robustez de algunas técnicas de control o métodos de sintonización, midiendo la habilidad del sistema de control de mantener las características de comportamiento deseadas ante cambios en los parámetros de la planta; y en segundo lugar, analizar la hiperestabilidad de los sistemas de control a partir de los conceptos de energía.

El objetivo principal de este trabajo de investigación es analizar, comparar e interpretar la eficiencia de algunos métodos de sintonización de controladores PI, aplicados a un sistema de control en particular, empleando parámetros de desempeño que permitan dar una medición exacta de la eficiencia evaluada para cada método de sintonización a analizar.

El análisis de cada uno de estos parámetros de desempeño se encuentra enfatizado, inicialmente, en los resultados obtenidos en simulación, empleando la herramienta informática *MatLab*, a partir de los cuales se puede establecer las principales características de la respuesta de salida para cada uno de los métodos analizados, ante las distintas condiciones evaluadas, y de igual manera, mediante un análisis gráfico, lograr definir la relación existente entre el desempeño dado para el controlador, y sus parámetros (K_C , T_i , T_d), así como la relación entre el desempeño y los parámetros del modelo de control.

Las distintas respuestas de salida obtenidas en el análisis en simulación serán comparadas, respectivamente, con los distintas respuestas de salida obtenidas de la implementación física, sobre el sistema de control (Motor – Generador), correspondiente a cada uno de los reguladores ajustados por los métodos analizados, y cuya implementación estará basada en la herramienta informática *LabView*. Para medir el desempeño de cada uno de los reguladores sobre los diferentes sistemas físicos, se hace uso del indicador numérico adimensional ISE, el cual permite estipular el orden de desempeño de cada uno de los métodos evaluados, en relación con el obtenido en las simulaciones, y establecer criterios que permitan analizar las disociaciones dadas para los sistemas físicos en comparación con los obtenidos de las respectivas simulaciones.

El presente documento se encuentra estructurado principalmente en dos partes fundamentales.

La primera parte (Sección II) consiste en una fundamentación teórica, la cual hace énfasis en la descripción de las distintas arquitecturas definidas para los reguladores tipo PI y PID, modelamiento de sistemas de control, el estado del arte de los métodos de sintonización y la selección de 10 de métodos de sintonización para controladores PI empleados en el análisis de la investigación. De igual manera, se describen algunos detalles que son relevantes para la repetibilidad de los experimentos realizados.

La segunda parte (Sección III) contiene los resultados experimentales, tanto en simulación como en la implementación física, y se realiza el análisis comparativo entre los diferentes métodos de sintonización seleccionados para el desarrollo de la investigación.

II. FUNDAMENTACION TEORICA.

Actualmente, existe una gran variedad de métodos de sintonización definidos para controladores PI y PID a nivel industrial, los cuales se encuentran especificados de acuerdo al tipo de estructura característica del controlador, y de acuerdo al tipo de modelo que mejor describe el proceso a controlar.

En esta sección se describen las distintas estructuras básicas correspondientes para cada tipo de regulador, PI y PID, especificando los 10 métodos de sintonización para controladores PI a emplear en el análisis de la investigación, y finalizando con el modelamiento del sistema motor – generador a partir del cual se realizara la sintonización para cada uno de los reguladores.

En el 1 capítulo de la sección se describen las distintas estructuras matemáticas existentes para los controladores PI y PID; en el 2 capítulo se presentan los diferentes modelos existentes para los sistemas de control; en el capítulo 3 se presentan y describen los parámetros de desempeño empleados en el análisis de la investigación; en el capítulo 4 se presentan los 10 métodos de sintonización evaluados; y en el capítulo 5 se describe el procedimiento llevado a cabo para obtener el modelo del experimento físico.

Esta sección esta basada en las referencias [2] - [14], tomadas del autor [[Aidam O'dwyer](#)], referencia [1].

1. ARQUITECTURAS DEL CONTROLADOR PI y PID.

La Teoría de Control actual propone el siguiente modelo matemático, donde la señal del controlador PID, para un proceso con una entrada y salida en particular (SISO), expresada en el dominio de Laplace, es:

$$U(s) = G_c(s) * E(s)$$

Donde,

U(s) → Señal de Control.

E(s) → Señal de Error.

G_c(s) → Función de Transferencia del Controlador.

El Modelo Matemático del Controlador PID se puede expresar como,

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad [1]$$

Siendo **K_c**, **T_i** y **T_d**, la ganancia proporcional, la constante de tiempo integral y la constante de tiempo derivativo, respectivamente. Se puede notar que si **T_i = ∞** y **T_d = 0** (Controlador Proporcional), el valor de la salida medido en lazo cerrado siempre será menor que el valor deseado a la entrada, es decir, para procesos que no poseen el termino integral, es necesario un error positivo para mantener el valor medido constante, y menor que el valor de referencia.

La introducción del término integral facilita la acción de lograr la igualdad entre el valor medido y el valor deseado, dado que un error constante produce un incremento a la salida del controlador.

La introducción del término derivativo significa que los cambios en el valor deseado pueden ser anticipados, logrando una corrección adecuada en relación al cambio actual de dicho valor.

En resumen, el controlador PID logra ejecutar acciones de control sobre la señal de entrada en tiempo presente, pasado y futuro, sin embargo, en las implementaciones de control existen diversas variaciones en la estructura de los Controladores PI (**T_d = 0**) y PID, tal como se muestra a continuación.

1.1. ESTRUCTURAS DEL CONTROLADOR PI.

Actualmente existen, en forma detallada, diversas reglas de sintonización para 5 estructuras definidas de los Controladores PI, tales como,

a. Controlador Ideal.

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad [2]$$

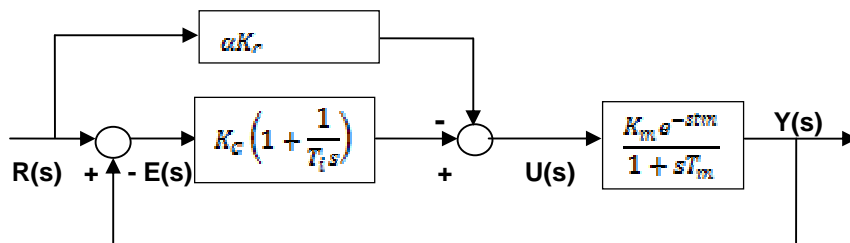
b. Controlador Ideal en serie con Filtro de 1° Orden.

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{1}{1 + T_f s} \right) \quad [3]$$

c. Controlador Ideal en serie con Filtro de 2° Orden.

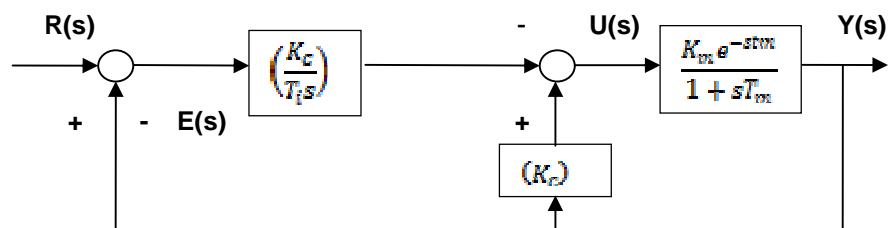
$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{1 + 0.5\tau_m s + 0.0833\tau_m^2 s^2}{[1 + 0.1\tau_m s]^2} \right) \quad [4]$$

d. Controlador con Ponderación en la Referencia.



$$U(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - \alpha K_C R(s) \quad [5]$$

e. Controlador con Termino Proporcional actuando en la salida.



$$U(s) = K_c Y(s) - \frac{K_c}{T_i s} E(s) \quad [6]$$

1.2. ESTRUCTURAS DEL CONTROLADOR PID.

Actualmente se han considerado 26 estructuras matemáticas para un controlador PID. Estas 26 estructuras se encuentran subdivididas en 4 subgrupos principales. Estos subgrupos son:

1.2.1. Controlador PID Ideal + Variaciones.

a. Controlador Ideal.

Este tipo de estructura es también conocida como Controlador en Paralelo (McMillan, 1994) o Algoritmo de Ganancia Independiente. Su estructura matemática corresponde a las ecuaciones,

$$G_C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad [7]$$

$$G_C(s) = K_c + \frac{1}{T_i s} + T_d s \quad [8]$$

La estructura de este controlador es empleado en productos tales como,

- Allen Bradley PLC5 (McMillan, 1994).
- Honeywell TDC3000 Tipo A (ISMC, 1999).
- Intellution FIX (McMillan, 1994).

b. Controlador Ideal en serie con Retraso de 1° Orden.

$$G_C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \left(\frac{1}{1 + T_f s} \right) \quad [9]$$

- c. Controlador Ideal en serie con Filtro de 1° Orden.

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \left(\frac{b_{f1} s + 1}{a_{f1} s + 1} \right) \quad [10]$$

- d. Controlador Ideal en serie con Filtro de 2° Orden.

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \left(\frac{1 + b_{f1} s}{1 + a_{f1} s + a_{f2} s^2} \right) \quad [11]$$

- e. Controlador Ideal con Término Proporcional Adicional.

$$G_C(s) = K_C \left(b + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad [12]$$

- f. Controlador Ideal con Filtro de 1° Orden y Ponderación a la Referencia (1).

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \left(\frac{1}{1 + T_f s} \right) \left[R(s) \frac{1 + 0.4 T_r s}{1 + T_r s} - Y(s) \right] \quad [13]$$

- g. Controlador Ideal con Filtro de 1° Orden y Ponderación a la Referencia (2).

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \left(\frac{1}{1 + T_f s} \right) \left[R(s) \frac{1 + 0.4 T_r s}{1 + T_r s} - Y(s) \right] - K_o Y(s) \quad [14]$$

- h. Controlador Ideal con Filtro en la Derivada.

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} \right) \quad [15]$$

Estructura comúnmente empleada en los productos,

- Modicon 984, con relación $2 \leq N \leq 30$ (McMillan, 1994).
- Siemens CTRL PID, relación $N = 10$ (ISMC, 1999).
- Foxboro EXACT I/A serie PIDA (Foxboro, 1994).

i. Controlador Ideal con Ponderacion en la Referencia.

$$U(s) = K_c(F_p R(s) - Y(s)) + \frac{K_c}{T_i s} (F_i R(s) - Y(s)) + K_c T_d s (F_d R(s) - Y(s)) \quad [16]$$

1.2.2. Controlador PID Clásico + Variaciones.

j. Controlador Clásico Tipo 1.

Este tipo de estructura clásica para el controlador PID, fue denominada de distintas formas durante la década de los 90's, por los diferentes grupos de investigación. Algunas de estas denominaciones fueron: Controlador Cascada (Dor y Waggoner, 1990), Controlador Serie (Poulin y Pomerleau, 1996), Controlador Interactivo (Tsang y Rad, 1995), Controlador de Tasa de Preinicio (Smith y Corripio, 1997), Controlador Análogo (St. Clair, 2000) y últimamente, Controlador Comercial (Luyben, 2001).

La estructura de este controlador corresponde a,

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{1 + T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} \right) \quad [17]$$

Este tipo de estructura es empleada en diversos productos electrónicos, algunos de ellos son,

- Honeywell TDC Tipo A y B, con relación de $N = 8$ (McMillan, 1994).
- Toshiba TOSDIC 200, con relación $3.33 \leq N \leq 10$ (McMillan, 1994).
- Honeywell Universal TDC 3000 Multifuncional, con relación $N = 8$ (ISMC, 1999).
- Foxboro EXACT I/A Serie PIDA (Foxboro, 1994).

k. Controlador Clásico Tipo 2.

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{1 + NT_d s}{1 + sT_d} \right) \quad [18]$$

l. Controlador Serie (Controlador Clásico Tipo 3).

Es un tipo de Controlador también conocido como Controlador de Interacción o de Algoritmo Análogo (McMillan, 1994). Su estructura matemática corresponde al siguiente modelo,

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s) \quad [19]$$

Su estructura es comúnmente empleada en los siguientes productos,

- Turnbull TCS serie 6000 (McMillan, 1994).
- Alfa – Laval ECA 400 (Astrom y Hagglund, 1995).
- Foxboro EXACT 760/761 (Astrom y Hagglund, 1995)

m. Controlador Clásico Tipo 4.

Es también denominado Controlador de Interacción (Fertik, 1975).

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(1 + \frac{T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} \right) \quad [20]$$

1.2.3. Controlador PID No Interactuado + Variaciones.

n. Controlador No – Interactuado Tipo 1.

Tipo de controlador con reset regenerativo (Huang et al, 1996) cuya estructura matemática es empleada en productos, tales como Bailey Fisher 53SL6000 y 53MC5000 con relación de $N = 0$ (ISMC, 1999). Genera una señal de control con el siguiente modelo,

$$U(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(E(s) - \frac{T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} Y(s) \right) \quad [21]$$

o. Controlador No – Interactuado basado en el modelo Controlador en Paralelo.

- Controlador Tipo 2a.

$$U(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - \frac{T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} Y(s) \quad [22]$$

- Controlador Tipo 2b.

$$U(s) = \left(K_c + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - \frac{T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} Y(s) \quad [23]$$

p. Controlador No – Interactuado basado en la Estructura Libre de 2 Grados.

Este tipo de controlador también es denominado Controlador “m – PID” (Huang et al, 2000) o Controlador “ISA – PID” (Leva y Colombo, 2001). La estructura matemática de la señal de control generado por este tipo de controlador, corresponde a,

$$U(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} \right) E(s) - K_c \left(\alpha + \frac{\beta T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} \right) R(s) \quad [24]$$

Esta estructura es empleada en los siguientes productos,

- Bailey Net 90 PID PV y SP (McMillan, 1994).
- Yokogawa SLPC, con relación de $\alpha = -1$, $\beta = -1$, $N = 10$ (McMillan, 1994).
- Honeywell E5CK Controlador Digital, con relación $\beta = 1$ y $N = 3$ (ISMC, 1999).

q. Controlador No – Interactuado Tipo 3.

$$U(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - \frac{K_c T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} Y(s) \quad [25]$$

Este tipo de estructura es empleada en el producto Modcomp con relación $N = 10$ (McMillan, 1994).

r. Controlador No – Interactuado Tipo 4.

También conocido como Controlador “PI + D” (Chen, 1996). La estructura matemática de la señal de control, corresponde a la forma,

$$U(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - K_c T_d s Y(s) \quad [26]$$

Dicha estructura es empleada en los siguientes productos.

- Génesis (McMillan, 1994).
- Honeywell TDC3000 Tipo B, Modo No – Interactivo (ISMC, 1999).

- s. Controlador No – Interactuado Tipo 5.

$$U(s) = K_c \left(b + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - (c + T_d s) Y(s) \quad [27]$$

- t. Controlador No – Interactuado Tipo 6 (Controlador I – PD).

$$U(s) = \frac{K_c}{T_i s} E(s) - K_c (1 + T_d s) Y(s) \quad [28]$$

Este tipo de estructura es empleada en Controladores Honeywell TDC3000 Tipo C, Modo No – Interactivo (ISMC, 1999).

- u. Controlador No – Interactuado Tipo 7.

$$U(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) - K_i (1 + T_{di} s) Y(s) \quad [29]$$

- v. Controlador No – Interactuado Tipo 8.

$$U(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - K_f \left(1 + \frac{T_d}{T_m} s \right) Y(s) \quad [30]$$

1.2.4. Otras Estructuras del Controlador PID.

- w. Controlador Industrial (Kaya y Scheib, 1998).

$$U(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(R(s) - \frac{1 + T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} Y(s) \right) \quad [31]$$

Esta estructura es utilizada en los siguientes productos,

- Fisher – Rosemount Probos, con relación $N = 8$ (ISMC, 1999).
- Foxboro Modelo 761, con relación $N = 10$ (McMillan, 1994).
- Honeywell TDC3000 Tipo B Modo Interactivo, $N = 10$ (ISMC, 1999).
- SATT Instruments EAC400, con relación $N = 8.33$ (McMillan, 1994).

x. Controlador Alternativo Tipo 1.

$$G_C(s) = K_C \left(\frac{1 + T_i s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \right) \left(\frac{1 + T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} \right) \quad [32]$$

y. Controlador Alternativo Tipo 2.

$$G_C(s) = K_C \left(\frac{1 + T_i s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \right) \left(\frac{1 + 0.5\tau_m s + 0.0833\tau_m^2 s^2}{1 + s \frac{T_d}{N}} \right) \quad [33]$$

z. Controlador Alternativo Tipo 3.

$$G_C(s) = \frac{K_C}{T_i s} R(s) - K_C \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{1 + T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} \right) Y(s) \quad [34]$$

Esta estructura es empleada en los siguientes productos,

- Honeywell TDC3000 Tipo C Modo Interactivo, $N = 10$ (ISMC, 1999).
- Honeywell TDC3000 Universal, Multifuncional y Multifuncional Avanzado, $N = 8$ (ISMC, 1999).

En algunos casos, ciertas estructuras del Controlador PID pueden ser transformadas en otras; claramente, puede notarse que la estructura del Controlador Ideal y Controlador en Paralelo (Ecuación 7 y 8) se encuentran estrechamente relacionadas.

Tal como lo muestra McMillan (1994), los parámetros del Controlador PID Ideal pueden ser trabajados a partir de los parámetros del Controlador PID Serie. La estructura matemática del Controlador PID Ideal y del Controlador PID Serie se muestra a continuación en las ecuaciones 35 y 36, respectivamente,

$$G_{CP}(s) = K_{CP} \left(1 + \frac{1}{T_{iP}s} + T_{dP}s \right) \quad [35] \quad G_{CS}(s) = K_{CS} \left(1 + \frac{1}{T_{iS}s} \right) (1 + T_{dS}s) \quad [36]$$

A partir de las anteriores ecuaciones, se puede notar que,

$$K_{CP} = \left(1 + \frac{T_{dS}}{T_{iS}} \right) K_{CS} \quad T_{iP} = (T_{iS} + T_{dS}) \quad T_{dP} = \left(\frac{T_{iS}}{T_{iS} + T_{dS}} \right) T_{dS}$$

De igual manera, y teniendo en cuenta que $T_{iP} > 4T_{dP}$, entonces,

$$K_{CS} = 0.5K_{CP} \left(1 + \sqrt{1 - 4 \frac{T_{dP}}{T_{iP}}} \right) \quad T_{iS} = 0.5T_{iP} \left(1 + \sqrt{1 - 4 \frac{T_{dP}}{T_{iP}}} \right) \quad T_{dS} = 0.5T_{dP} \left(1 - \sqrt{1 - 4 \frac{T_{dP}}{T_{iP}}} \right)$$

Anstrom y Hagglund (1996) esquematizaron que un Controlador Ideal admite zeros complejos en su estructura, lo cual lo hace más flexible en comparación con el Controlador Serie, el cual posee únicamente zeros reales en su estructura matemática. Sin embargo, en el dominio de la frecuencia, el Controlador Serie tiene una interesante interpretación ya que los zeros de la función de transferencia del controlador en lazo cerrado son los valores inversos de y y y , respectivamente.

De forma similar, los parámetros de un Controlador Ideal en serie con un Filtro de 1º Orden, pueden ser determinados a partir de los parámetros del Controlador Clásico Tipo 1 (Ecuación 17).

2. MODELAMIENTO DE SISTEMAS.

Los sistemas característicos con tiempo de retardo pueden ser modelados de diversas formas. Dependiendo de la estrategia de modelamiento empleada, así mismo se tendrá influencia sobre los valores de los parámetros de dicho modelo, el cual de cierta manera, afecta directamente los parámetros del controlador, determinados a partir de un método de sintonización específico.

Existen diversos modelos los cuales poseen, cada uno, estrategias de modelamiento específicas en relación a un método de sintonización en particular. Algunos de estos modelos son:

- a. Modelo de Primer Orden con Tiempo de Retardo (**FOLPD**).

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-st_m}}{1 + T_m s}$$

- b. Modelo No – Especificado.

- c. Modelo Integral con Tiempo de Retardo (**IPD**).

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-st_m}}{s}$$

- d. Modelo de Primer Orden Integral con Tiempo de Retardo (**FOLIPD**).

$$G_m(s) = \frac{K_m}{s} \frac{e^{-st_m}}{1 + T_m s}$$

- e. Modelo de Segundo Orden con Tiempo de Retardo (**SOSPD**).

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-st_m}}{T_{m1}^2 s^2 + 2\zeta_m T_{m2} s + 1} \quad \text{o} \quad G_m(s) = \frac{K_m e^{-st_m}}{(T_{m1} s + 1)(T_{m2} s + 1)}$$

f. Modelo Integral Cuadrada con Tiempo de Retardo (**I²PD**).

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m}}{s^2}$$

g. Modelo de Segundo Orden Integral con Tiempo de Retardo (**SOSIPD**).

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m}}{s(1 + T_m s)^2}$$

h. Modelo de Tercer Orden con Tiempo de Retardo (**TOLPD**).

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m} (1 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3)}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \quad \text{o} \quad G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m}}{(1 + sT_{m1})(1 + sT_{m2})(1 + sT_{m3})}$$

i. Modelo FOLPD Inestable.

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m}}{1 - T_m s}$$

j. Modelo SOSPD Inestable (Con 1 Polo).

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m}}{(1 - T_{m1} s)(1 + T_{m2} s)}$$

k. Modelo SOSPD Inestable (Con 2 Polos).

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m}}{(1 - T_{m1} s)(1 - T_{m2} s)}$$

l. Modelo SOSPD con Zero Positivo.

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m} (1 - T_{m3} s)}{(1 + T_{m1} s)(1 + T_{m2} s)}$$

m. Modelo SOSPD con Zero Negativo.

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m} (1 + T_{m3}s)}{(1 + T_{m1}s)(1 + T_{m2}s)}$$

n. Modelo de Quinto Orden con Tiempo de Retardo.

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m} (1 + b_1s + b_2s^2 + b_3s^3 + b_4s^4 + b_5s^5)}{1 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3 + a_4s^4 + a_5s^5}$$

o. Modelo con Retardo.

$$G_m(s) = K_m e^{-s\tau_m}$$

p. Modelo General con Polo Repetitivo.

$$G_m(s) = \frac{K_m e^{-s\tau_m}}{(1 + T_m s)^n}$$

q. Modelo General con Integrador.

$$G_m(s) = \frac{K_m \prod(T_{m1i}s + 1) \prod(T_{m2i}^2 s^2 + 2\xi_{m2i} T_{m2i} s + 1)}{s \prod(T_{m3i}s + 1) \prod(T_{m4i}^2 s^2 + 2\xi_{m4i} T_{m4i} s + 1)} e^{-s\tau_m}$$

Teniendo en cuenta los distintos tipos de Modelos y las diversas estructuras para los Controladores PI y PID, se puede relacionar los métodos de sintonización desarrollados para cada tipo de controlador, en función de un modelo en particular, de acuerdo a la convención mostrada en la Tabla 1,

MODELO	TIPO
1	FOLPD ESTABLE
2	NO ESPECIFICADO
3	IPD
4	FOLIPD
5	SOSPD
6	OTROS

Tabla 1. Convención Tipos de Modelos Aplicables.

Las Tabla 2 y 3 muestran la relación de los Métodos de Sintonización desarrollados para cada tipo de estructura de los Controladores PI y PID, en función de los tipos de modelo aplicables para cada sistema de control.

TIPO DE CONTROLADOR	TIPOS DE MODELOS						TOTAL
	1	2	3	4	5	6	
<i>Controlador Ideal Ecuación [2]</i>	98	23	30	5	14	26	196
<i>Controlador Ideal en Serie con Filtro de 1° Ecuación [3]</i>	1	0	2	0	0	0	3
<i>Controlador Ideal en Serie con Filtro de 2° Ecuación [4]</i>	1	0	0	0	0	0	1
<i>Controlador con Referencia Set-Point Ecuación [5]</i>	3	2	2	3	3	4	17
<i>Controlador con Termino Proporcional actuando a la Salida</i>	1	0	1	0	0	0	2
TOTAL	104	25	35	8	17	30	219

Tabla 2. Relación Métodos de Sintonización Controlador PI.

ANÁLISIS DE MÉTODOS DE SINTONIZACION PARA CONTROLADORES PI INDUSTRIALES

TIPO DE CONTROLADOR	TIPOS DE MODELOS						TOTAL
	1	2	3	4	5	6	
CONTROLADOR PID IDEAL + VARIACIONES							
<i>Ecuación [7 y 8]</i>	60	27	15	8	32	25	167
<i>Ecuación [9]</i>	3	0	0	4	2	0	9
<i>Ecuación [10]</i>	0	0	0	0	1	0	1
<i>Ecuación [11]</i>	1	0	0	0	0	0	1
<i>Ecuación [12]</i>	1	1	0	1	0	0	3
<i>Ecuación [13]</i>	1	0	0	0	0	0	1
<i>Ecuación [14]</i>	0	0	1	0	0	0	1
<i>Ecuación [15]</i>	5	10	2	2	3	3	25
<i>Ecuación [16]</i>	0	1	0	1	1	8	11
SUBTOTAL	71	39	18	16	39	36	219
CONTROLADOR PID CLASICO + VARIACIONES							
<i>Ecuación [17]</i>	28	3	7	5	9	7	59
<i>Ecuación [18]</i>	0	0	0	0	1	0	1
<i>Ecuación [19]</i>	6	5	0	0	2	1	14
<i>Ecuación [20]</i>	2	1	1	1	0	2	7
SUBTOTAL	36	9	8	6	12	10	81
CONTROLADOR PID NO INTERACTUADO + VARIACIONES							
<i>Ecuación [21]</i>	1	0	0	0	5	2	8
<i>Ecuación [22]</i>	5	0	0	0	0	0	5
<i>Ecuación [23]</i>	6	0	0	0	0	0	6
<i>Ecuación [24]</i>	5	0	3	2	5	6	21
<i>Ecuación [25]</i>	0	0	0	0	0	4	4
<i>Ecuación [26]</i>	7	2	4	2	3	0	18
<i>Ecuación [27]</i>	0	0	0	0	1	0	1
<i>Ecuación [28]</i>	2	0	1	0	0	0	3
<i>Ecuación [29]</i>	0	0	0	0	0	2	2
<i>Ecuación [30]</i>	0	0	0	0	0	2	2
SUBTOTAL	26	2	8	4	14	16	70
OTRAS ESTRUCTURAS DEL CONTROLADOR PID							
<i>Ecuación [31]</i>	8	0	0	0	0	0	8
<i>Ecuación [32]</i>	0	0	0	2	0	0	2
<i>Ecuación [33]</i>	0	0	0	1	0	0	1
SUBTOTAL	8	0	0	3	0	0	11
TOTAL	141	50	34	29	65	62	381

Tabla 3. Relación Métodos de Sintonización Controladores PID.

Puesto que el interés propio de la investigación se encuentra fundamentado en analizar comparativamente los métodos de sintonización para Controladores PI Ideales, basados en el modelamiento de sistemas de 1^o orden con retardo, se puede notar, en la Tabla 2, que existe un 89.49% de Reglas de Sintonización definidas para la estructura del Controlador PI Ideal, de las cuales el 50% corresponden a reglas de sintonización definidas para modelos FOLPD.

Sin embargo, analizando la Tabla 3, se puede notar que existe un menor grado de homogeneidad en relación a la Tabla 2. La Tabla 3, muestra claramente que existe un 43.83% de métodos de sintonización definidos para la estructura del Controlador PID Ideal, de las cuales el 35.92% se encuentran basadas en modelos FOLPD; lo cual es lógico, si se considera que muchas de las estructuras matemáticas de los Controladores PI son implementadas en una gran variedad de productos industriales, ya que la mayor parte de los procesos de control como tal evitan implementar la acción derivativa sobre el sistema de control, debido a los problemas de ruido.

Puesto que la mayor parte de los métodos de sintonización emplean el Modelo 1 (FOLPD), este trabajo de investigación se enfocara principalmente en el análisis de este tipo de sistemas.

3. PARAMETROS DE DESEMPEÑO.

Dado que el objetivo de la investigación es evaluar el desempeño de cada uno de los tipos de Controladores PI, ajustados por distintos métodos de sintonización, se emplean para tal fin, algunos índices de evaluación, los cuales permitan analizar y comparar el desempeño obtenido para cada tipo de regulador implementado sobre el sistema de control.

Para medir el desempeño de cada uno de los métodos de sintonización, se evalúa el comportamiento característico de cada uno de los reguladores sintonizados ante ciertas condiciones del sistema, tales como, *Referencia Escalón*, *Perturbación de Control* y *Error en Medición*, para cada una de las cuales se tienen en cuenta los siguientes parámetros de desempeño:

3.1. Tiempo de Estabilización del Sistema (TE).

El parámetro de desempeño TE será medido a partir de la condición *Referencia Escalón* implementada al sistema. Su análisis nos permite establecer qué tan rápido converge el sistema para estabilizarse en régimen estacionario ante el valor de ganancia predefinido. Si la señal de salida dada por el controlador corresponde a un sistema de primer orden con retardo, el valor de TE se corresponderá directamente con el tiempo de respuesta del sistema (63% K_m) especificado para el mismo. Por otra parte, si la señal de salida estipulada por el controlador corresponde a un sistema de segundo orden, el valor de TE se corresponderá directamente, para este caso, con el tiempo de establecimiento del sistema empleando el criterio del 2%. El diagrama en bloques empleado para el análisis de este parámetro se muestra en la figura 1.

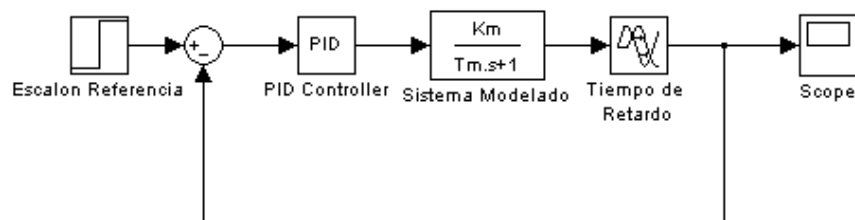


Fig. 1. Diagrama en Bloques para el análisis del sistema ante Cambio en Escalón.

3.2. Tiempo de Restablecimiento ante Perturbación de Carga (TRP).

La medición del parámetro de desempeño TRP se calcula a partir de la condición del sistema *Perturbación de Carga*. Su análisis permite comprobar si el desempeño obtenido para cada controlador PI, ante la condición implementada, depende directamente de los parámetros del modelo de control o, se encuentra exclusivamente relacionada con la sintonización de los parámetros K_c y T_i del controlador PI.

Esto, con el fin de poder dejar como base, cuales son los principales criterios que rigen el funcionamiento de los reguladores ante perturbaciones de carga, por lo cual se logran estipular algunas predicciones básicas dadas para un proceso de control descrito o de la forma FOLPD (Primer Orden con Retardo). El diagrama en bloques empleado para el análisis de este parámetro se muestra en la figura 2.

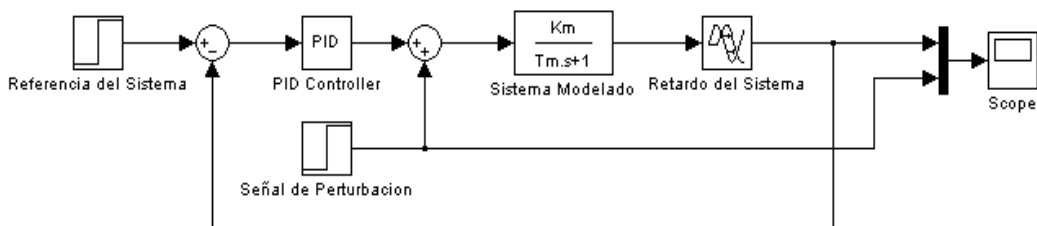


Fig. 2. Diagrama en Bloques para el análisis del sistema ante Perturbación de Carga.

3.3. Tiempo de Restablecimiento ante Error en Medición (TREM).

El parámetro de desempeño TREM es medido a partir de la condición *Error en Medición* implementada al sistema. Este es un parámetro de desempeño muy importante, dado que en la práctica, a nivel industrial principalmente, la mayor parte de los instrumentos de medición (Sensores) producen señales de ruido a la retroalimentación del sistema, lo cual incide de cierta manera, en el comportamiento de la señal de salida regulada por algún tipo de controlador PI o PID en particular.

Por lo cual, el análisis de este índice de control permitirá estipular que tan eficiente funciona un controlador ante la condición implementada, estableciendo, si dicha eficiencia depende directamente de los parámetros del modelo de control o de la sintonización de los parámetros K_c y T_i del Controlador PI analizado. El diagrama en bloques empleado para el análisis de este parámetro se muestra en la figura 3.

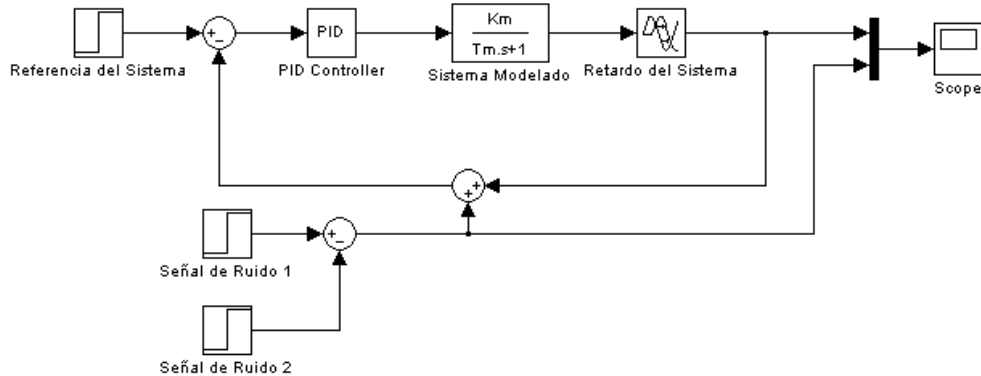


Fig. 3. Diagrama en Bloques para el análisis del sistema ante Error en Medición.

3.4. Integral del Error Cuadrado (ISE).

El parámetro de desempeño ISE, es un indicador numérico adimensional, el cual es implementado para evaluar el desempeño de cada controlador PI, sintonizado por distintos métodos de ajuste, ante las distintas condiciones evaluadas sobre el sistema (*Referencia Escalón, Perturbación de Control y Error en Medición*).

De esta forma, se logra obtener una mejor noción sobre la eficiencia característica de cada uno de los reguladores implementados sobre el sistema, ya que solo basta con comparar el valor numérico de este indicador para establecer el orden de eficacia de cada uno de los métodos de sintonización a analizar, y deducir sobre cual de las condiciones evaluadas un controlador actúa con mayor eficiencia que otro. El diagrama en bloques empleado para el análisis de este parámetro se muestra en la figura 4.

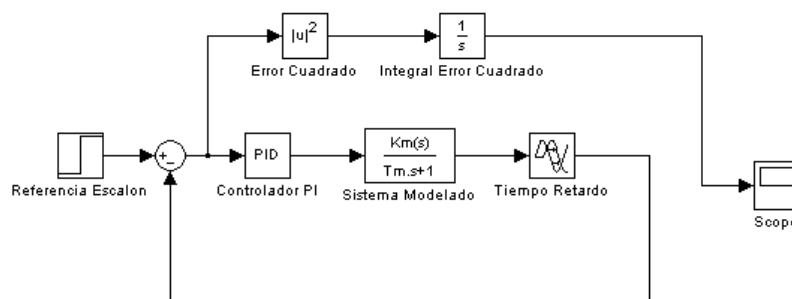


Fig. 4. Diagrama en Bloques para el cálculo del ISE.

4. METODOS DE SINTONIZACION PARA CONTROLADORES PI.

Como se pudo observar en la Tabla 2, existen 219 Métodos de Sintonización definidos para las 5 estructuras específicas de los Controladores PI. Sin embargo, analizar esa gran variedad de métodos esta fuera de nuestro alcance, por tal razón nos centramos en evaluar 10 métodos de sintonización para este tipo de reguladores, tomando como referencia de control el modelamiento de sistemas de primer orden con retardo FOLPD.

Los métodos de sintonización a analizar, así como las ecuaciones básicas de ajuste, se muestran a continuación en la Tabla 4,

METODO	K_c			T_i			Comentario		
Ziegler – Nichols Modelo Método 2	$\frac{0.9T_m}{K_m\tau_m}$			$3.33\tau_m$			$\frac{\tau_m}{T_m} \geq 1$		
Hazebroek y Van der Waerden Modelo Método 2	$\frac{\alpha T_m}{K_m\tau_m}$			$\beta\tau_m$					
	$\frac{\tau_m}{T_m}$	α	β	$\frac{\tau_m}{T_m}$	α	β	$\frac{\tau_m}{T_m}$	α	β
	0.2	0.68	7.14	1.1	0.90	1.49	2.0	1.20	1.00
	0.3	0.70	4.76	1.2	0.93	1.41	2.2	1.28	0.95
	0.4	0.72	3.70	1.3	0.96	1.32	2.4	1.36	0.91
	0.5	0.74	3.03	1.4	0.99	1.25	2.6	1.45	0.88
	0.6	0.76	2.50	1.5	1.02	1.19	2.8	1.53	0.85
	0.7	0.79	2.17	1.6	1.06	1.14	3.0	1.62	0.83
	0.8	0.81	1.92	1.7	1.09	1.10	3.2	1.71	0.81
	0.9	0.84	1.75	1.8	1.13	1.06	3.4	1.81	0.80
	1.0	0.87	1.61	1.9	1.17	1.03			
	$\alpha = 0.5 \frac{\tau_m}{T_m} + 0.1$			$\beta = \frac{\tau_m}{1.6\tau_m - 1.2T_m}$			$\frac{\tau_m}{T_m} > 3.5$		
Chien et al. Regulador Modelo Método 2.	$\frac{0.6T_m}{K_m\tau_m}$			$4\tau_m$			0% Overshoot		
$0.1 < \frac{\tau_m}{T_m} < 1.0$	$\frac{0.7T_m}{K_m\tau_m}$			$2.33\tau_m$			20% Overshoot		

Chien et al. Servo Modelo Método	$\frac{0.35T_m}{K_m\tau_m}$	$1.17T_m$	0% Overshoot
	$0.1 < \frac{\tau_m}{T_m} < 1$	$\frac{0.6T_m}{K_m\tau_m}$	T_m
Cohen y Coon Modelo Método 2.	$\frac{1}{K_m} \left(0.9 \frac{T_m}{\tau_m} + 0.083 \right)$	$T_m \left(\frac{0.33 \frac{\tau_m}{T_m} + 0.31 \left(\frac{\tau_m}{T_m} \right)^2}{1 + 2.22 \frac{\tau_m}{T_m}} \right)$	Descenso ¼ Radio $0.1 \leq \frac{\tau_m}{T_m} \leq 1$
Two Constraints Criterion Modelo Método 4.	$\frac{0.928}{K_m} \left(\frac{T_m}{\tau_m} \right)^{0.946}$	$\frac{T_m}{1.078} \left(\frac{\tau_m}{T_m} \right)^{0.583}$	Mínimo Error Integral (Modo Servo). $0.1 \leq \frac{\tau_m}{T_m} \leq 1$
McMillan Modelo Método 4.	$\frac{K_m}{3}$	τ_m	Tiempo de Retardo Dominante en el Proceso
St. Clair Modelo Método 4.	$\frac{0.333T_m}{K_m\tau_m}$	T_m	$\frac{\tau_m}{T_m} > 0.33$

Tabla 4. Diez Métodos de Sintonización del Controlador PI Ideal

Teniendo en cuenta las ecuaciones básicas de ajuste mostradas en la tabla anterior, se procede a elaborar un algoritmo matemático en MatLab, que permita aplicar un método de sintonización específico para ajustar un controlador PI Ideal cuya acción de control, en lazo cerrado, se haya referenciado a un Modelo de Primer Orden con Retardo (FOLPD).

El script del algoritmo de implementación para los distintos métodos de sintonización de Controladores PI desarrollado en MatLab 6.5 se puede observar en el ANEXO I.

5. MODELAMIENTO DEL SISTEMA FOLPD.

El Sistema de Primer Orden con Retardo (FOLPD) a controlar corresponde al Modelo de un Motor – Generador con Cargas de Pruebas, donde la acción de control se encuentra encaminada a proveer suministro constante de tensión, independientemente de la carga del sistema.

Para el modelamiento del sistema se emplea el software de control y adquisición de datos LabView 8.0, cuya programación básica se puede observar en la Figura 5.

El proceso de modelamiento esta comprendido por 3 pruebas físicas sobre el sistema Motor – Generador, tal como se describe a continuación, de tal manera, que se logre seleccionar cual es el mejor modelo FOLPD para desarrollar el análisis de control de la investigación.

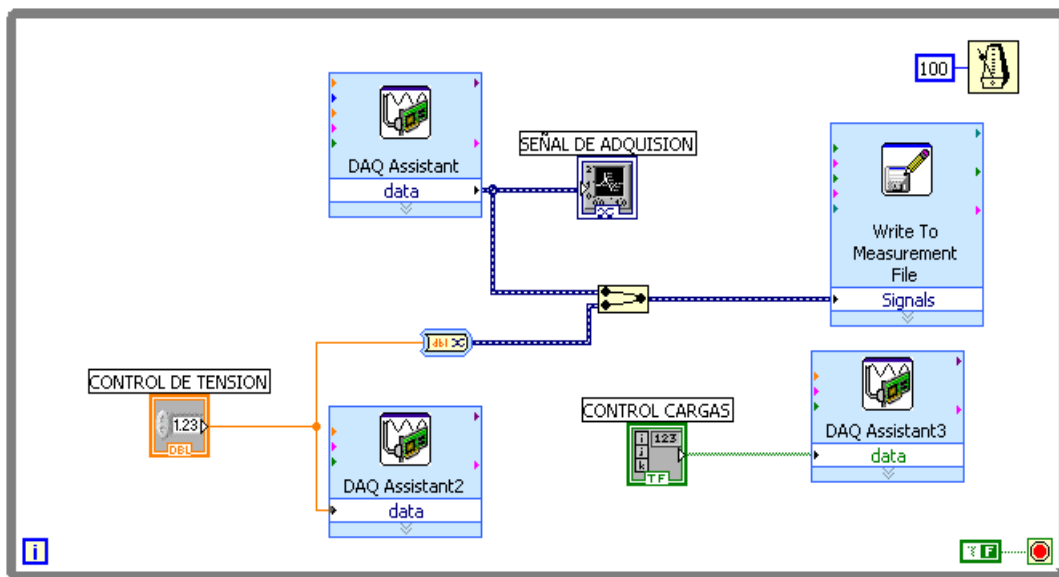


Fig.5. Sistema de Adquisición Datos Modelo Motor – Generador.

En la Figura 5, se pueden observar 3 bloques de adquisición de datos, así como un bloque para guardar los datos medidos sobre el sistema. Estos bloques son empleados de la siguiente manera,

DAQ Assistant	<i>Señal de Salida del Sistema</i>
DAQ Assistant2	<i>Señal de Referencia del Sistema</i>
DAQ Assistant3	<i>Señal de Perturbación del Sistema</i>
Write to Measurement File	<i>Guardar Datos de Adquisición</i>

Al realizar las 3 pruebas concernientes sobre el sistema se lograron obtener los siguientes resultados, donde se especifican las características propias de cada sistema en particular.

5.1. Pruebas Físicas sobre el Sistema.

a. Prueba Física 1.

Esta prueba se realizó tomando como referencia a la entrada del sistema un escalón con amplitud 3. La Figura 6 muestra el comportamiento del sistema en lazo abierto, cuyas propiedades se detallan a continuación,

PROPIEDADES DEL SISTEMA		
<i>Ganancia del Sistema en Lazo Abierto</i> K_m	<i>Tiempo de Respuesta del Sistema (63%)</i> T_m	<i>Tiempo de Retardo del Sistema</i> t_m
0.62	0.257	0

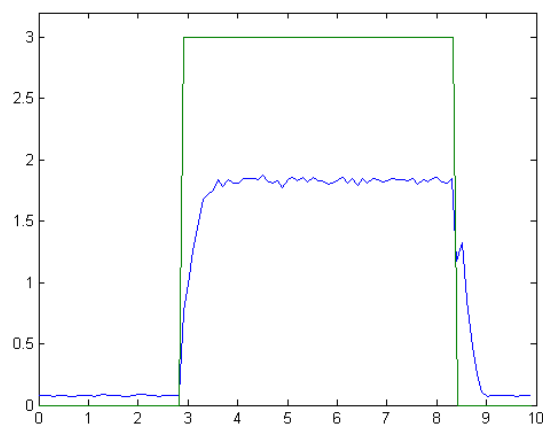


Fig. 6. Comportamiento del Sistema en Lazo Abierto.

b. Prueba Física 2.

Esta prueba se realizó tomando como referencia a la entrada del sistema un escalón con amplitud 4. La Figura 7 muestra el comportamiento del sistema en lazo abierto, cuyas propiedades son,

PROPIEDADES DEL SISTEMA		
<i>Ganancia del Sistema en Lazo Abierto</i> K_m	<i>Tiempo de Respuesta del Sistema (63%)</i> T_m	<i>Tiempo de Retardo del Sistema</i> t_m
0.63	0.225	0

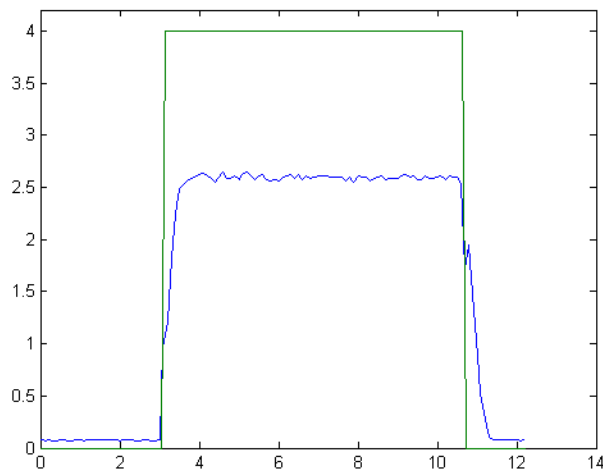


Fig. 7. Comportamiento del Sistema en Lazo Abierto.

c. Prueba Física 3.

Esta última prueba se realizó tomando como referencia a la entrada del sistema un escalón con amplitud 5. La Figura 8 muestra el comportamiento del sistema en lazo abierto, con las siguientes características,

PROPIEDADES DEL SISTEMA		
Ganancia del Sistema en Lazo Abierto K_m	Tiempo de Respuesta del Sistema (63%) T_m	Tiempo de Retardo del Sistema t_m
0.640	0.248	0

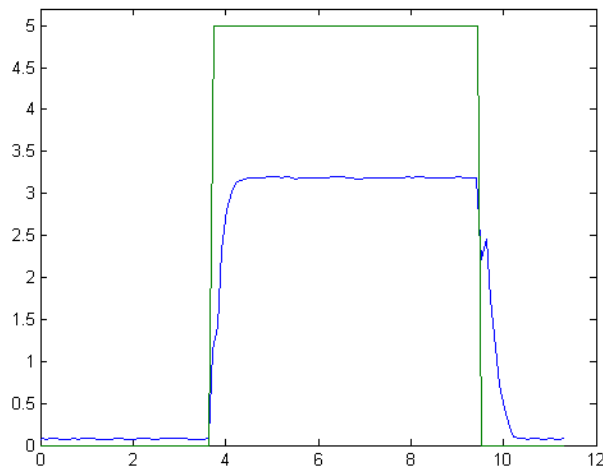


Fig. 8. Comportamiento del Sistema en Lazo Abierto.

Teniendo en cuenta las características de los 3 sistemas mostrados anteriormente, el modelo que mejor aplica como sistema FOLPD para el análisis de control, es el correspondiente a la prueba física 3, dado que este resulta ser el caso mas conservador, donde se adquiere la máxima ganancia y el tiempo de respuesta mas pequeño para el sistema.

Sin embargo, como se puede observar, para los 3 modelos no existe un valor específico del tiempo de retardo, por lo cual, se hace necesario establecer un valor mínimo de este para lograr aplicar un método de sintonización determinado.

Por lo cual, teniendo en cuenta el comportamiento del sistema obtenido en la prueba física 3, la aproximación del modelo de control se puede expresar como,

$$G_m(s) = \frac{0.64}{0.248s+1} e^{-st_m} \quad [37]$$

A partir de las características mostradas en la función anterior, se procederá a realizar la respectiva Validación del Modelo, de tal manera que se logren obtener resultados eficientes en el análisis comparativo de los métodos de sintonización de controladores PI en los sistemas simulados.

5.2. Validación del Modelo.

Teniendo en cuenta la ecuación 37 y comparando el comportamiento del sistema obtenido de la simulación se puede comprobar que existe una mínima desviación entre parámetros de tiempo de respuesta del modelo aproximado y el simulado, tal como se puede apreciar en la figura 9.

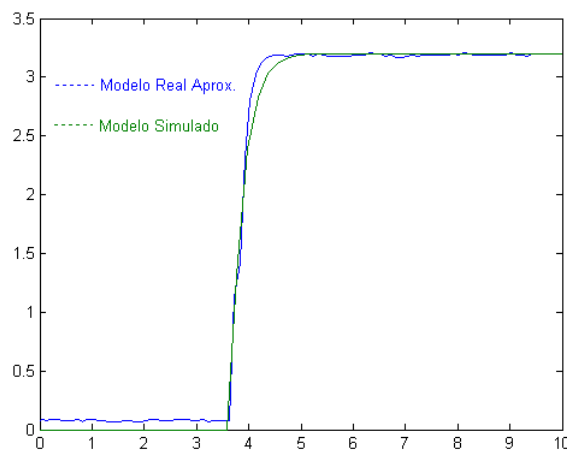


Fig. 9. Modelo del Sistema Real Aproximado v.s. Simulado.

Analizando los modelos evaluados, es necesario ajustar el valor del tiempo de respuesta del modelo simulado de tal manera que se logre un comportamiento más parecido al del modelo real.

Aplicando el método de tanteo para lograr la validación requerida, se logra obtener el siguiente resultado, mostrado en la figura 10.

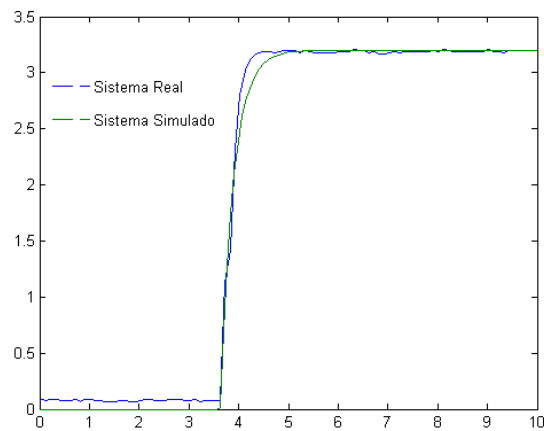


Fig. 10. Ajuste del Sistema Simulado en referencia al Sistema Real.

Tal como se puede observar en la figura anterior el comportamiento del sistema simulado es aproximadamente igual al modelo del sistema real.

5.3. Función Matemática del Modelo Validado.

A partir de la validación del modelo con respecto al sistema simulado, el método de tanteo consistió en aumentar exclusivamente el valor del tiempo de respuesta del sistema hasta lograr la aproximación deseada de la figura 10.

Por lo cual, la función matemática a emplear en el análisis de los métodos de sintonización de controladores PI referente a los sistemas simulados corresponde a,

$$G_m(s) = \frac{0.64}{0.265s+1} e^{-st_m} \quad [38]$$

Se puede apreciar en la ecuación 38 que solo fue necesaria una ligera corrección del valor del tiempo de respuesta, a partir de su valor real, para lograr obtener una buena aproximación del modelo.

La investigación se encuentra enfatizada en el análisis comparativo de los métodos de sintonización para controladores PI, dada la extensa aplicabilidad de este tipo de reguladores en los procesos de control a nivel industrial. Para ello se hará empleo del modelo de primer orden con tiempo de retardo, FOLPD, correspondiente al del sistema motor – generador, el cual se puede apreciar en la ecuación 38.

Los métodos de sintonización a analizar corresponden a los mostrados en la tabla 4, los cuales se enuncian a continuación:

- *Ziegler – Nichols.*
- *Hazebroek y Van der Waerden.*
- *Chien Et Al Regulator 0% Overshoot.*
- *Chien Et Al Regulator 20% Overshoot.*
- *Chien Et Al Servo 0% Overshoot.*
- *Chien Et Al Servo 20% Overshoot.*
- *Cohen y Coon.*
- *Two Constraint Criterion.*
- *McMillan.*
- *St. Clair.*

Para comparar el desempeño dado entre cada uno de los métodos de sintonización a analizar se emplearan los criterios, *Cambio en Referencia Escalón*, *Perturbación de Carga* y *Error en Medición*, para cada uno de los cuales se medirán y analizarán los parámetros de desempeño, *Tiempo de Estabilización TE*, *Tiempo de Restablecimiento ante Perturbación TRP* y *Tiempo de Restablecimiento ante Error en Medición TREM*, respectivamente, así como el indicador numérico adimensional *ISE*.

El análisis comparativo se fundamenta a partir de resultados obtenidos en simulación y sobre un proceso real o de control físico.

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES Y ANALISIS.

En esta tercera sección se presentan los principales resultados experimentales y análisis de la investigación.

En la primera parte se detallan los resultados y análisis obtenidos en simulación; en la segunda parte se analiza el parámetro de desempeño ISE evaluado sobre el sistema de control; en la tercera parte se analiza gráficamente la tendencia de los parámetros de desempeño evaluados sobre el sistema; y en la cuarta parte se describe el análisis obtenido sobre el proceso real de control.

6. ANÁLISIS DE RESULTADOS EN SIMULACION.

6.1. Método de Sintonización Ziegler – Nichols.

Dado que no existe un valor determinado para el Tiempo de Retardo del sistema, se tendrá en cuenta, para este caso, la relación del 10% entre este parámetro y el Tiempo de Respuesta, de tal manera que se pueda realizar el ajuste respectivo del Controlador PI. Luego, a partir de los parámetros del modelo del sistema a controlar, y seleccionando la opción *Ziegler – Nichols* en el software de sintonización de MatLab, se tiene que los valores de los parámetros del controlador son,

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_m = 0.1T_m$	K_c	T_i
0.640	0.265	0.027	14.0625	0.0882

De acuerdo a estos valores la función de transferencia del Controlador PI es:

$$G_c(s) = 14.0625 \left(1 + \frac{1}{0.0882s} \right)$$

Donde los Valores de las Constantes P e I, respectivamente corresponden a,

$$P = 14.0625 \quad I = K_c/T_i = 159.44$$

Analizando el comportamiento del controlador sintonizado, haciendo empleo de la función *simulink* de MatLab, se pueden observar los siguientes resultados.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

Teniendo en cuenta el diagrama de bloques en lazo cerrado mostrado en figura 1, se puede analizar los siguientes parámetros característicos de la señal de salida del sistema controlado, tal como se muestra en la figura 11,

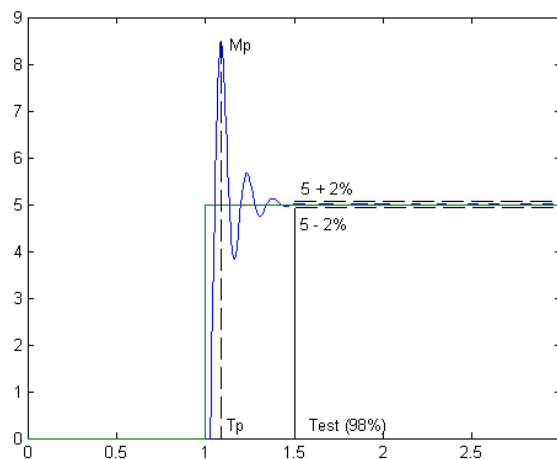


Fig. 11. Salida del Sistema en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

La señal de salida corresponde un sistema subamortiguado de 2º Orden, el cual posee las siguientes propiedades,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA		
Máximo Pico	Tiempo Pico	Tiempo de Establecimiento (98%)
<i>Mp</i>	<i>Tp</i>	<i>Test</i>
8.49	1.086 seg.	1.5 seg.

La señal de control característica del Controlador PI sintonizado por *Ziegler – Nichols* se puede observar en la figura 12, la cual, como se puede ver alcanza inicialmente un valor de saturación bastante elevado, 91.39, pero luego logra establecerse muy rápidamente en un valor de ganancia estable en estado estacionario, a partir del cual se estabiliza el sistema.

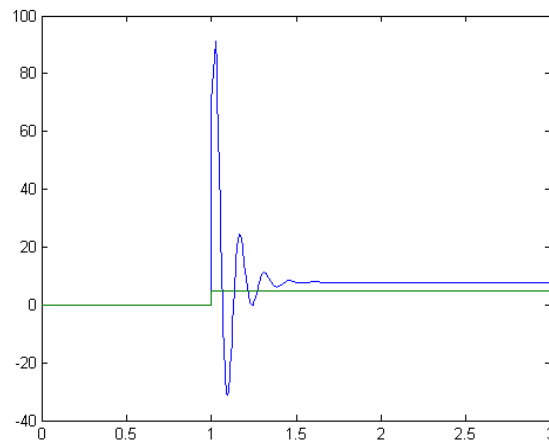


Fig. 12. Señal de Control definida del ajuste Ziegler – Nichols.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

Para este análisis se introducirá al sistema una señal de perturbación a la señal de control, de tal manera que se logre evidenciar que tan eficientemente responde el controlador PI ante esta condición.

La amplitud de la señal de perturbación se tomará como un 10% del escalón de referencia, y dado que la amplitud de este último es 5, entonces, la señal de perturbación tendrá un valor de amplitud de 0.5.

La señal de perturbación se introducirá en $t = 3\text{seg}$, dado que un poco antes de este tiempo el sistema se ha estabilizado, tal como lo muestra la figura 11.

Para implementar esta condición se empleará el diagrama en bloques mostrado en la figura 2.

Tal como se muestra en la figura 13, existe una muy leve variación del valor de la ganancia en estado estacionario, ante la señal de perturbación introducida, la cual alcanza un valor máximo de 5.0419 sobre el valor de la ganancia real del sistema. Aparte de ello, el controlador PI sintonizado por *Ziegler – Nichols* logra restablecer el sistema en un tiempo de acción integral de 0.26seg, aproximadamente, un tiempo de restablecimiento bastante eficiente que indica que el sistema se recupera con gran rapidez.

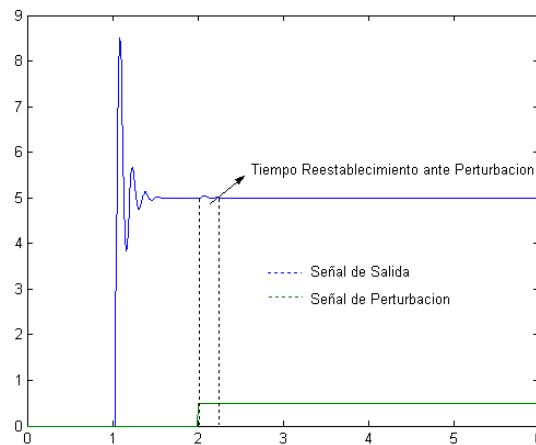


Fig. 13. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

En muchas ocasiones la señal de ruido en retroalimentación de cualquier sistema en general, tiene una gran influencia sobre la acción del controlador, ya que este no posee acción directa sobre la misma.

El error en medición a implementar en el sistema tendrá un valor de amplitud de 0.1, con una duración de 1seg, aplicada desde $t = 3\text{seg}$ hasta $t = 4\text{seg}$.

El diagrama en bloques empleado para la aplicación de esta condición se muestra es tal y como se muestra en la figura 3.

Como se muestra en la figura 14, se puede observar que existe una variación considerable del valor de la ganancia en estado estacionario durante un extenso periodo de tiempo, donde la acción del controlador sobre esta condición es mucho más lenta, en comparación con la de perturbación, pues tarda un tiempo de aproximadamente 1.3seg en corregir el error generado por la señal de ruido.

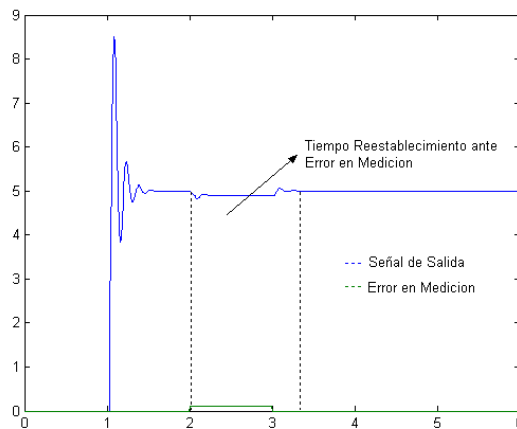


Fig. 14. Señal de Salida ante Error en Medición.

6.2. Método de Sintonización Hazebroek y Van der Waerden.

Para la aplicación de este método de sintonización, se tendrá presente la relación mínima existente entre el Tiempo de Retardo y el Tiempo de Respuesta del sistema, la cual se muestra en la Tabla 4.

Por lo tanto, se tendrá que,

$$\tau_{m2} = 0.2T_{m1}$$

Luego a partir de los parámetros del modelo y seleccionando la opción *Hazebroek y Van der Waerden* en el software de sintonización de MatLab, se tiene que los valores de los parámetros del Controlador PI serán,

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_m = 0.1T_m$	K_c	T_i
0.640	0.265	0.054	5.214	0.385

Por lo cual, la función de transferencia del Controlador PI es,

$$G_c(s) = 5.214 \left(1 + \frac{1}{0.385s} \right)$$

Cuyas constantes P e I, respectivamente son,

$$P = 5.214 \quad I = K_c/T_i = 13.54$$

Con base a estos valores se procede a realizar las distintas simulaciones en MatLab, cuyos análisis de resultados se pueden observar a continuación.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

Implementando el diagrama en bloques mostrado en la figura 1, se pueden observar las características propias de la señal de salida del sistema (Fig. 15), tal como se detallan a continuación,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA		
Máximo Pico M_p	Tiempo Pico T_p	Tiempo de Establecimiento (98%) $T_{est.}$
5.51	1.187 seg.	2.2 seg.

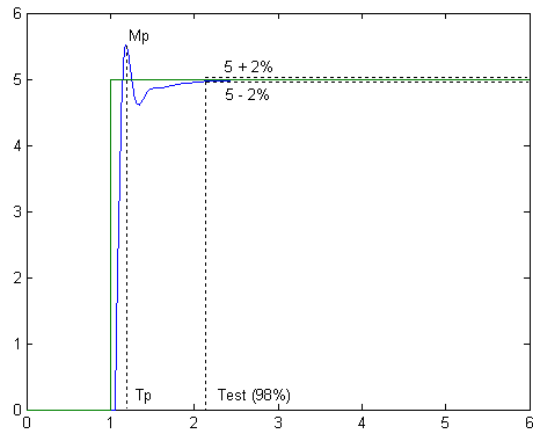


Fig. 15. Salida del Sistema en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

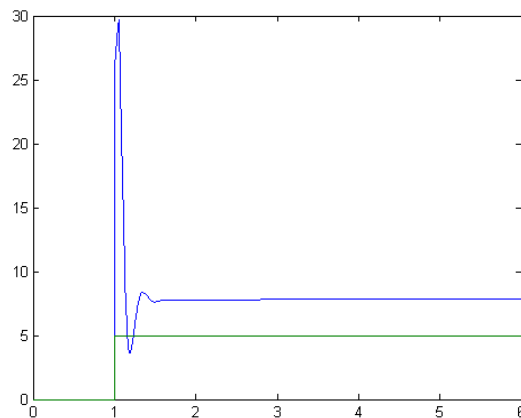


Fig. 16. Señal de Control definida del ajuste Hazebroek y Van der Waerden.

Nótese que para este caso, el tiempo de establecimiento al 2% es mayor en comparación con el correspondiente a la señal de salida controlada por el PI ajustado por *Ziegler – Nichols*. Ello, a pesar de que la salida del sistema característica del método Hazebroek, logra estabilizarse con mayor rapidez, debido a que posee un coeficiente de amortiguamiento mayor (menor cantidad de sobreoscilaciones en régimen permanente), la acción de control sobre este sistema es mas lenta debido a que la constante integral (I) posee un valor mucho menor que la obtenida por *Ziegler – Nichols*.

En la figura 16, se puede observar la señal de control característica del Controlador PI, sintonizado por *Hazenbroek y Van de Waerden*, la cual, a diferencia de la señal de control del regulador *Ziegler – Nichols*, muestra un punto máximo de saturación menor, con amplitud de 29.65, pero que comprueba que este comportamiento no es suficientemente necesario para estabilizar el sistema con un menor tiempo de convergencia, ya que como se puede ver a esta le toma un mayor tiempo en estabilizarse, aproximadamente 1.8seg.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

Para llevar a cabo la implementación de esta condición se empleará el diagrama en bloques mostrado en la figura 2.

Al igual que en el método anterior, la amplitud de la señal de perturbación se tomará como el 10% de la referencia (0.5), y se implementará en el tiempo $t = 3\text{seg}$, ya que en este valor el sistema se ha estabilizado.

Como se puede observar en la figura 17, al implementar esta condición sobre el sistema, la variación del valor de la ganancia en estado estacionario es irrelevante y la acción de control se ejecuta en un tiempo aproximado de 0.9seg, un mayor tiempo que el obtenido por el método de sintonización *Ziegler – Nichols*.

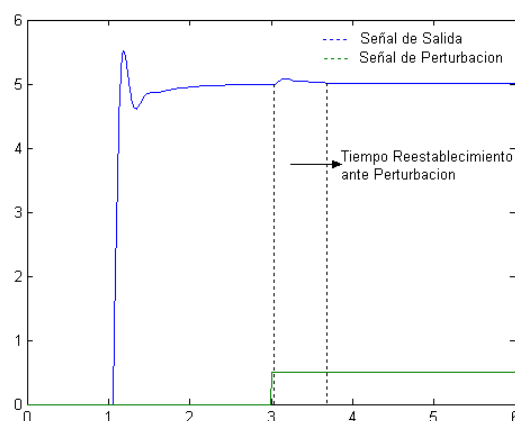


Fig. 17. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

Para implementar esta condición se hará empleo del diagrama en bloques mostrado en la figura 3, donde la señal de ruido en retroalimentación tendrá un valor de amplitud de 0.1, con una duración de 1seg.

Esta señal de ruido se implementara entre $t = 3\text{seg}$ y $t = 4\text{seg}$.

En la figura 18 se puede observar el comportamiento de la señal de salida, la cual posee una variación de la ganancia en estado estacionario durante aproximadamente 1.34seg, tiempo el cual, demora el controlador en realizar la acción de corrección sobre el sistema. Sin embargo, este tiempo de corrección del error, introducido por la señal de ruido, es aproximadamente igual al obtenido con el controlador ajustado por *Ziegler – Nichols*, a pesar que existe una gran diferencia entre los valores de los parámetros K_c y T_i de cada controlador PI sintonizado por estos 2 métodos.

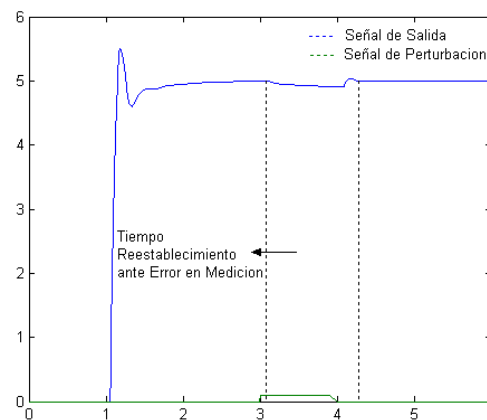


Fig. 18. Señal de Salida ante Error en Medición.

6.3. Método de Sintonización Chien Et - Al Regulador - 0% Overshoot.

Como se puede observar en la Tabla 4, existe un rango establecido para la relación entre el Tiempo de Retardo y el Tiempo de Respuesta del sistema, para la aplicación de este método. Para tal ajuste, del controlador PI, se tomara la relación mínima existente entre ambos parámetros, la cual corresponde a un valor de 0.1. Por lo cual, los valores de los parámetros del controlador son,

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_m = 0.1T_m$	K_c	T_i
0.640	0.265	0.027	9.204	0.108

La función de transferencia del Controlador PI corresponde a,

$$G_c(s) = 9.204 \left(1 + \frac{1}{0.108s} \right)$$

Siendo los valores de las constantes P e I,

$$P = 5.214 \quad I = K_c/T_i = 85.22$$

Con base a los anteriores valores, se procede a realizar los análisis respectivos sobre el sistema, basados en las simulaciones de *simulink* de MatLab, los cuales se muestran a continuación.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

Empleando el diagrama en bloques de la figura 1, y tomando como referencia una entrada escalón de amplitud 5, se puede observar el comportamiento de la señal de salida, tal como se muestra en la figura 19.

La señal de salida de este sistema posee las siguientes características,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA		
Máximo Pico M_p	Tiempo Pico T_p	Tiempo de Establecimiento (98%) $T_{est.}$
6.715	1.11 seg.	1.45 seg.

Nótese que este sistema posee únicamente una sobreoscilación con un máximo pico de 6.7, el cual logra estabilizarse rápidamente, en aproximadamente 1.45seg. Se podría decir, que hasta el momento esta es la mejor tendencia que se ha podido lograr, de la señal de salida, pues la acción de control es ejecutada con un menor tiempo de convergencia, tal como lo muestra la Señal de Control en la figura 20.

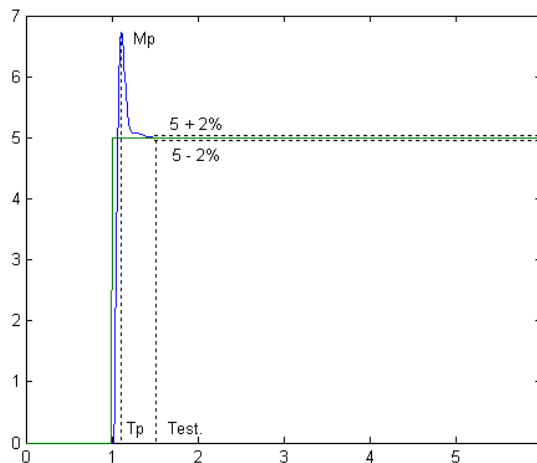


Fig. 19. Salida del Sistema en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

La señal de control de este sistema posee un valor máximo de saturación de 57.47, pero a pesar de ello, debido al hecho de poseer únicamente una sobre-oscilación en el sistema, el controlador logra establecerse rápidamente en un valor estable, siempre sobre los puntos positivos de la misma acción de control. Nótese que para este caso, si se comparan los valores de K_c y T_i con los correspondientes del método de sintonización *Ziegler Nichols*, se puede afirmar que si se disminuye un poco el valor de la constante proporcional y se aumenta consecuentemente el valor de la constante integral, entonces se pueden disminuir las sobreoscilaciones de la respuesta del sistema alcanzando el valor de ganancia en régimen permanente en un menor tiempo de establecimiento, aunque este es muy cercano al obtenido por *Ziegler – Nichols*.

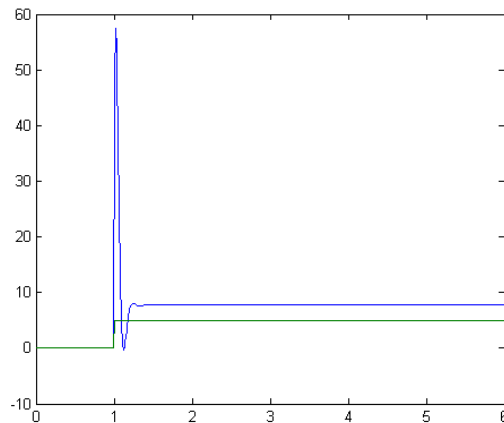


Fig. 20. Señal de Control definida del ajuste por Chien Et Al Regulator al 0% Overshoot.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

Empleando el diagrama en bloques mostrado en la figura 2, e implementando una señal de perturbación al sistema con amplitud 0.5, a partir del tiempo $t = 2$ Seg, se puede observar el comportamiento de la señal de salida, ante esta condición, tal como lo muestra la figura 21.

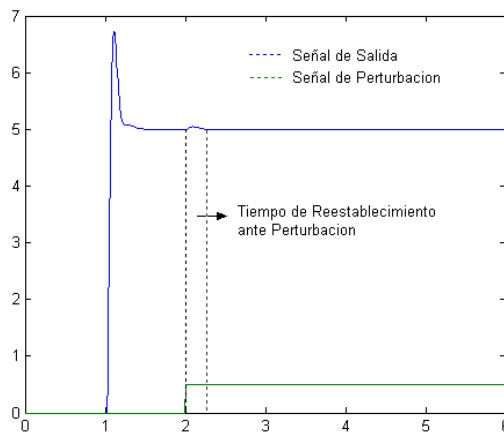


Fig. 21. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

Como se puede observar, al implementar una señal de perturbación en el sistema, la ganancia en estado estacionario sufre una pequeña variación alcanzando un sobre impulso de amplitud 5.05. Nótese que el tiempo de corrección para este caso es de 0.23seg, aproximadamente, un valor bastante menor al obtenido con el controlador

ajustado por *Hazebroek Van Waerden*, pero muy cercano al logrado por *Ziegler – Nichols*, donde el valor de la constante integral (I) de este último es aproximadamente el doble de la del método de sintonización *Chien Et Al Regulator 0% Overshoot*.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

Haciendo empleo del diagrama en bloques presentado en la figura 3, se implementará una señal de ruido a la retroalimentación del sistema, con una amplitud de 0.1, y de duración 1seg, entre $t = 2\text{seg}$ y $t = 3\text{seg}$, tiempo en el cual el sistema se ha estabilizado.

Tal como se puede observar en la figura 22, no existe una variación significativa del valor real de la ganancia del sistema. Nótese que el tiempo de corrección del controlador PI, ajustado por *Chien Et Al Regulator 0% Overshoot*, es de aproximadamente 1.2seg, valor muy parecido al logrado por los controladores PI ajustados por los métodos de sintonización *Ziegler – Nichols* y *Hazebroek y Van der Waerden*. Este resultado demuestra, hasta el momento, que no existe una relación totalmente definida entre el Tiempo de Restablecimiento ante Error en Medición y los parámetros K_c y T_i característicos de cada controlador PI, pues a pesar que los valores de cada uno de estos parámetros son distintos entre sí los valores parámetro de desempeño Tiempo de Restablecimiento ante Señal de Ruido en Retroalimentación son muy parecidos para cada uno de los métodos de sintonización evaluados.

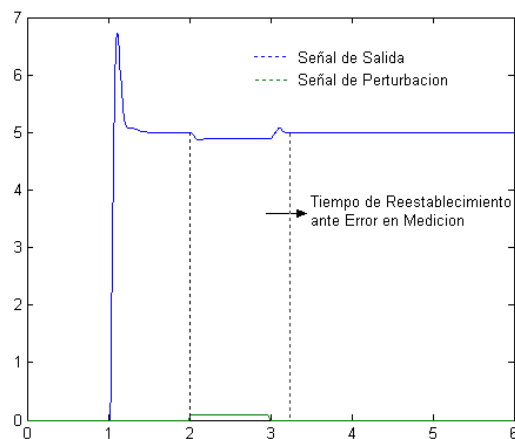


Fig. 22. Señal de Salida ante Error en Medición.

6.4. Método de Sintonización Chien Et - Al Regulator - 20% Overshoot.

Tomando para este caso la relación de , con base a los parámetros del modelo FOLPD y seleccionando la opción *Chien Et Al Regulator – 20% Overshoot* en el software de sintonización de controladores PI de MatLab, se tienen los siguientes parámetros del controlador,

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_m = 0.1T_m$	K_c	T_i
0.64	0.265	0.027	10.735	0.0629

Por lo cual, la función de transferencia del Controlador PI, es,

$$G_c(s) = 10.735 \left(1 + \frac{1}{0.0629s} \right)$$

Siendo las Constantes P e I, respectivamente,

$$P = 10.735 \quad I = K_c/T_i = 170.67$$

Con base a estos parámetros, se presenta a continuación los análisis de resultados de las simulaciones respectivas.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

A partir del diagrama en bloques mostrado en la figura 1, y tomando un escalón de referencia de amplitud 5, se puede ver en la figura 23, el comportamiento de la señal de salida del sistema correspondiente para este método de sintonización.

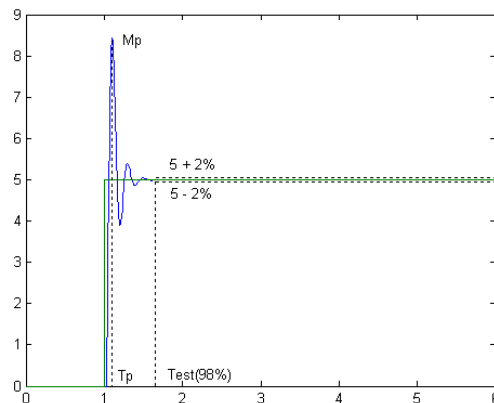


Fig. 23. Salida del Sistema en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

La señal de salida mostrada anteriormente, corresponde a un Sistema Subamortiguado de 2º Orden, el cual posee las siguientes características,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA		
Máximo Pico	Tiempo Pico	Tiempo de Establecimiento (98%)
M_p	T_p	$Test.$
8.445	1.1 seg.	1.65 seg.

Tal como se muestra en la figura 23, el sistema como tal posee 3 sobreoscilaciones antes de estabilizarse en el valor de ganancia especificado. El controlador PI, sintonizado por este método, logra realizar la acción de control integral en 1.65seg. Nótese que para este caso, en comparación con el método de sintonización anterior (*Chien Et Al Regulator 20% Overshoot*), se aumento un poco el valor de la constante proporcional K_c , disminuyendo a la vez el valor de la constante integral T_i , obteniendo de esta manera, las sobreoscilaciones previstas en el sistema (Fig. 23) con un mayor tiempo de establecimiento.

La señal de control característica del regulador, se muestra en la figura 24. Se puede observar que esta posee un máximo pico de saturación de amplitud 76.63, y que su convergencia hacia un valor estable, es relativamente un poco lenta, en comparación con la del método anterior, tal como se había descrito.

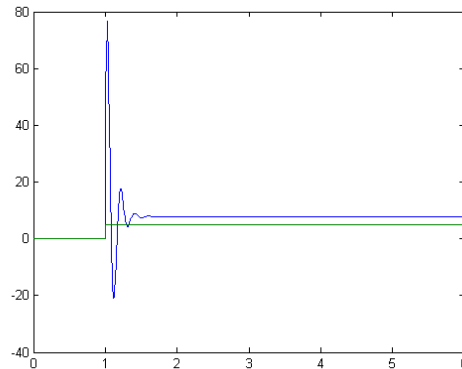


Fig. 24. Señal de Control definida del ajuste Chien Et Al Regulator – 20% Overshoot.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

Empleando el diagrama en bloques mostrado en la figura 3, e implementado una señal de perturbación al sistema, con amplitud de 0.5 a partir de $t = 3\text{seg}$, se puede observar el comportamiento de la señal de salida, tal como se muestra en la figura 25.

Se puede notar, que el valor de la ganancia en estado estacionario sufre una pequeña desviación de su valor real, con un valor máximo de sobre oscilación de 5.045, aproximadamente. Aparte de ello, el tiempo de corrección de esta condición, por parte del integrador ajustado por *Chien Et Al Regulator – 20% Overshoot*, es un muy parecido al obtenido por los métodos de sintonización *Ziegler – Nichols* y *Chien Et Al Regulator 20% Overshoot*, los cuales poseen un valor de Constante Integral (I) bastante alto. La acción de control integral para restablecer el sistema se ejecuta en un tiempo de 0.23seg.

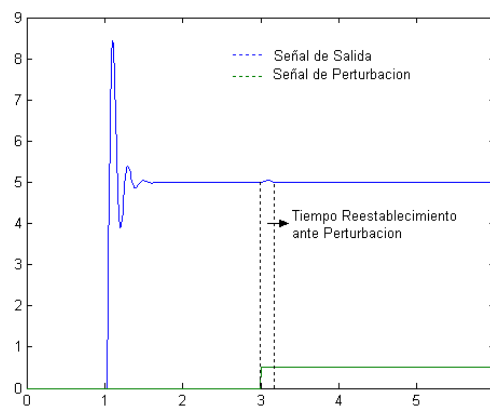


Fig. 25. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

Para el análisis de esta condición, se empleará el diagrama en bloques mostrado en la figura 3, donde la señal de ruido a introducir al sistema de control, posee una amplitud de 0.1, con una duración de 1seg, entre $t = 3\text{seg}$ y $t = 4\text{seg}$.

Tal como se muestra en la figura 26, se puede observar, al igual que el análisis del método de sintonización anterior, que no existe una variación considerable del valor de la ganancia del sistema. La acción integral del controlador PI se ejecuta en un tiempo de 1.33seg aproximadamente, tiempo en el que el sistema se establece nuevamente en su valor de ganancia proporcional. Nótese que este valor es aproximadamente igual al obtenido en los métodos de sintonización anteriormente analizados, a pesar de la diferencia existente entre los parámetros K_c y T_i para cada uno de ellos.

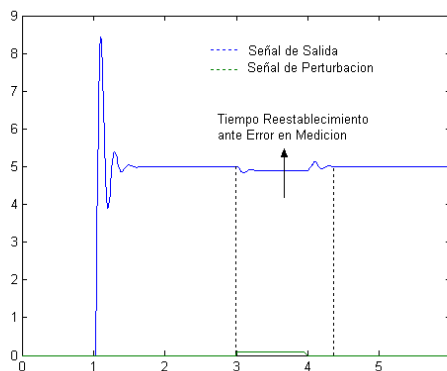


Fig. 26. Señal de Salida ante Error en Medición.

6.5. Método de Sintonización Chien Et Al Servo – 0% Overshoot.

Tal como se muestra en la Tabla 4, este método de sintonización es aplicable dentro del rango de relación, entre el Tiempo de Retardo y el Tiempo de Respuesta del sistema del 10% al 100%. Como se ha visto, el modelo escogido para el desarrollo de la investigación es un sistema de primer orden puro, es decir, que no posee tiempo de retardo. Para tal caso, y al igual que en los métodos anteriores, se escogerá la relación mínima existente entre los parámetros de tiempo del sistema, es decir, 10%.

Luego seleccionando el método de sintonización *Chien Et Al Servo - 0% Overshoot*, en el software de sintonización de MatLab, se pueden obtener los siguientes parámetros del controlador PI,

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_m = 0.1T_m$	K_c	T_i
0.640	0.265	0.027	5.3675	0.31

Por lo que la función de transferencia del controlador corresponde a,

$$G_c(s) = 5.3675 \left(1 + \frac{1}{0.31s} \right)$$

Donde los valores de las constantes P e I son

$$P = 5.3675 \quad I = K_c/T_i = 17.31$$

A continuación se muestran los análisis correspondientes a los resultados obtenidos de la simulación del sistema en la función *simulink* de MatLab.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

A partir del diagrama en bloques mostrado en la figura 1, se puede implementar una señal de referencia escalón de amplitud 5, la cual muestra como resultado la señal de salida mostrada en la figura 27.

Nótese, que a diferencia de los sistemas anteriormente obtenidos, para este caso la señal de salida corresponde a un sistema de primer orden con retardo FOLPD en lazo cerrado, el cual guarda las siguientes propiedades,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA	
<i>Tiempo de Estabilización</i>	<i>Tiempo de Respuesta (63% Ganancia)</i>
1.85 seg.	1.0815 seg.

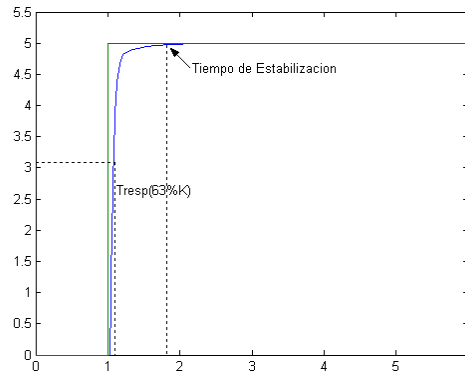


Fig. 27. Salida del Sistema en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

Comparando el sistema FOLPD en lazo abierto y el obtenido anteriormente, se puede notar que para este último el tiempo de respuesta del sistema es aproximadamente la tres veces el valor del tiempo de respuesta del sistema en lazo abierto (Modelo Real Aproximado), indicando, de esta forma, que este último se estabiliza con mayor rapidez.

Comparando los valores de la constante proporcional K_c y la constante de tiempo integral T_i con respecto al método de sintonización *Hazebroek* se puede comprobar que, si se disminuye consecuentemente el valor de este último parámetro aumentando un poco el valor de K_c , de tal manera que el valor de la constante integral (I) también aumente, entonces se puede eliminar la sobreoscilación del sistema y lograr un comportamiento de 1º orden sobre la señal de salida.

La señal de control característica para este tipo de Controlador PI, se puede observar en la figura 28. Nótese que esta posee un valor máximo de saturación de 29.13, el menor obtenido hasta el momento, y que debido a su comportamiento lineal, esta converge con mayor rapidez hacia la estabilidad deseada.

Se puede ver que el valor máximo de saturación es muy parecido al obtenido por el método de sintonización *Hazebroek*, lo cual es de esperarse ya que el valor de la constante proporcional K_c de ambos métodos son casi iguales. Sin embargo, el tiempo de convergencia de la señal de control obtenida por *Chien Et Al Servo 0% Overshoot* es mucho menor en comparación con *Hazebroek* dado que el valor de la constante de tiempo integral T_i para este último es mayor que la del primero, lo cual indica que la corrección del error en estado estacionario para *Hazebroek* es más lenta.

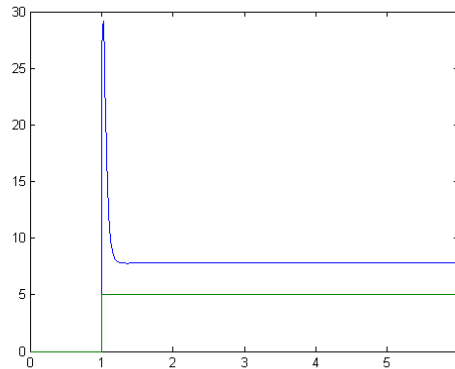


Fig. 28. Señal de Control definida del ajuste Chien Et Al Servo – 0% Overshoot.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

Haciendo empleo del diagrama en bloques de la figura 2, se logra introducir una señal de perturbación al sistema con amplitud 0.5, a partir del tiempo $t = 3\text{seg}$. La señal de salida correspondiente para esta condición se puede apreciar en la figura 29.

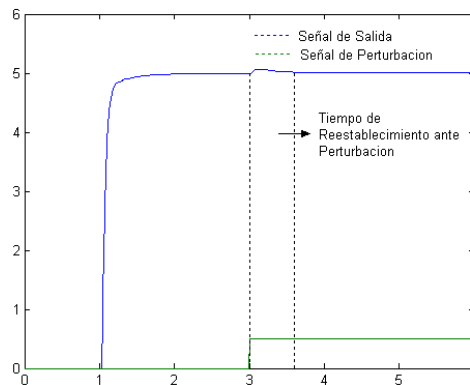


Fig. 29. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

Como se puede apreciar, existe un mínimo sobre impulso sobre el valor de la respuesta transitoria del sistema, cuyo valor corresponde a 5.066, donde la acción de control sobre esta condición se ejecuta en un tiempo aproximado de 0.94seg, logrando que el sistema se restablezca nuevamente, con un grado de convergencia casi igual al logrado por *Hazebroek*, donde el tiempo de restablecimiento para este ultimo es menor comparado con el analizado, a pesar que la constante integral (I) del método *Chien Et Al Servo 0% Overshoot* posee un valor mayor que la del segundo método de sintonización evaluado.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

Empleando el diagrama en bloques de la figura 3, e implementando una señal de ruido, de amplitud 0.1 entre $t = 3\text{seg}$ y $t = 4\text{seg}$, en la retroalimentación del sistema, se puede observar que la señal de salida no sufre considerables variaciones respecto del valor real la de ganancia en estado estacionario, y que al igual que el comportamiento obtenido por los demás métodos, esta variación se presenta de la misma manera.

Con respecto al tiempo de integración para el error generado por esta condición, se puede observar que el controlador logra ejecutar la acción de control en un tiempo aproximadamente de 1.13seg (Fig. 30), siendo hasta el momento, el mejor tiempo de control obtenido por el controlador PI respecto a introducción de la señal de ruido en retroalimentación.

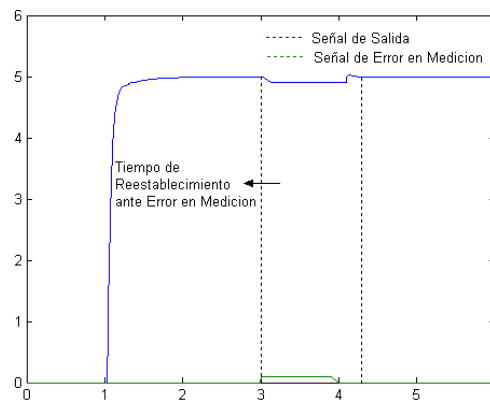


Fig. 30. Señal de Salida ante Error en Medición.

6.6. Método de Sintonización Chien Et Al Servo – 20% Overshoot.

Partiendo de la misma relación empleada para el método anterior, entre el Tiempo de Retardo y el Tiempo de Respuesta del sistema, y seleccionando el método de sintonización *Chien Et Al Servo – 20% Overshoot* en el software de MatLab, se logran obtener los siguientes parámetros propios del controlador PI,

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_m = 0.1T_m$	K_C	T_i
0.640	0.265	0.027	9.2	0.265

Donde la función de transferencia del controlador es,

$$G_c(s) = 9.2 \left(1 + \frac{1}{0.265s} \right)$$

Siendo los valores de las constantes P e I, respectivamente,

$$P = 9.2 \quad I = \frac{K_c}{T_i} = 34.72$$

Con base a estos parámetros se procede a continuación a analizar los resultados obtenidos de los sistemas simulados en MatLab.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

A partir del diagrama en bloques de la figura 1, y aplicando un escalón de amplitud 5, se puede obtener el comportamiento grafico de la señal de salida (Fig. 31) la cual guarda las siguientes propiedades,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA		
Máximo Pico <i>M_p</i>	Tiempo Pico <i>T_p</i>	Tiempo de Establecimiento (98%) <i>Test.</i>
5.61	1.1 seg.	1.32 seg.

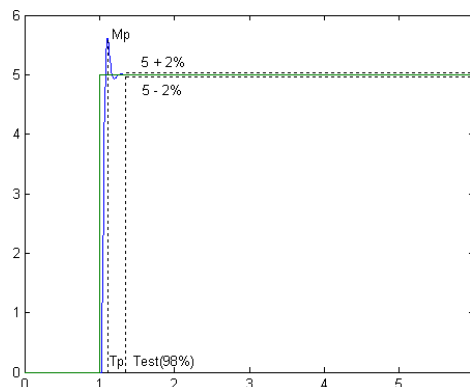


Fig. 31. Señal de Salida en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

Nótese que se la respuesta del sistema es muy parecida a la obtenida por el método *Chien Et Al Regulator 0% Overshoot*, donde se puede comprobar que al aumentar el valor de la constante de tiempo integral T_i manteniendo constante el parámetro K_c (9.2 para este caso) se puede obtener un mejor tiempo de establecimiento para el sistema de control. Además, se puede observar que la variación del parámetro T_i influye en cierta manera en la sobreoscilación amortiguada del sistema en estado estacionario.

La señal de control característica de este sistema se puede apreciar en la figura 32. Esta posee un máximo pico de saturación de amplitud 51.65, y su tiempo de convergencia hacia la estabilidad corresponde a un valor de 1.32seg. El lograr estas propiedades en el sistema, por medio de este método de ajuste, se le puede atribuir al hecho de utilizar la constante de tiempo integral para el controlador PI como el Tiempo de Respuesta del sistema en lazo abierto, ya que ante un mayor valor de T_i , la corrección del error se logra realizar con mayor rapidez.

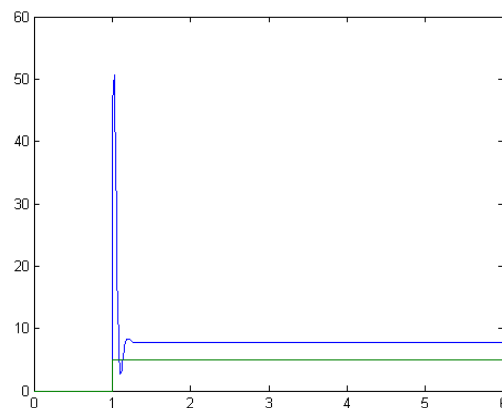


Fig. 32. Señal de Control definida del ajuste Chien Et Al Servo – 20% Overshoot.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

A partir del diagrama en bloques de la figura 2, e implementado una señal de perturbación con el 10% de Amplitud referido al valor del escalón, a partir de $t = 3\text{seg}$, se logra obtener la señal de salida del sistema mostrado en la figura 33. Se puede notar que existe una desviación del valor de la ganancia durante aproximadamente

0.6seg, tiempo que le toma al controlador llevar nuevamente el sistema a su valor de ganancia predefinido.

Nótese que este valor es muy diferente al obtenido por *Chien Et Al Regulator 0% Overshoot*, dada la diferencia existente entre los valores de la constante T_i de cada método de sintonización.

Si se comparan los valores característicos del parámetro integral (I) de los métodos de sintonización *Chien Et Al Regulator 0% Overshoot* y *Chien Et Al Servo 20% Overshoot* se puede observar que el valor de la constante integral para este último, es mucho menor en comparación con la del primer método mencionado, deduciendo de esta manera, que el tiempo de restablecimiento ante perturbación logrado para esta última sintonización debe ser menor que el obtenido por el primer método, lo cual concuerda ampliamente en los valores especificados para los tiempos de restablecimiento ante perturbación entre los dos métodos analizados.

Sin embargo, este resultado no permite establecer aun con claridad si existe una relación definida entre los parámetros del controlador y el parámetro de desempeño evaluado.

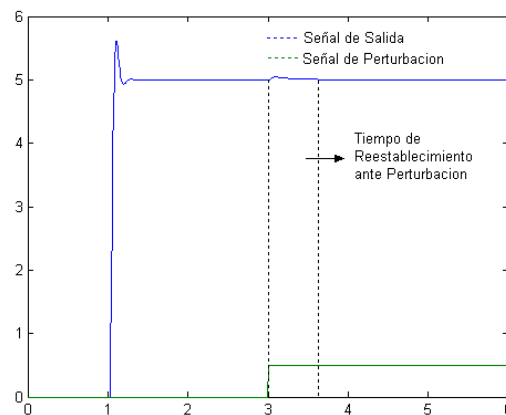


Fig. 33. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

Empleando el diagrama en bloques de la figura 3, e introduciendo una señal de ruido de amplitud 0.1 entre $t = 3\text{seg}$ y $t = 4\text{seg}$, a la retroalimentación del sistema, se obtiene el comportamiento de la señal de salida mostrado en la figura 34.

Nótese que el tiempo de restablecimiento ante esta condición es de aproximadamente 1.18seg, casi el mismo valor logrado por el método de sintonización *Chien Et Al Regulator 0% Overshoot*. Teniendo en cuenta este resultado, se puede afirmar que es posible que exista una estrecha relación entre el tiempo de restablecimiento ante error en medición del sistema y la constante proporcional K_c del controlador PI, dado que se obtuvo un resultado similar en el método analizado con el mencionado anteriormente, donde el parámetro K_c se mantuvo invariable.

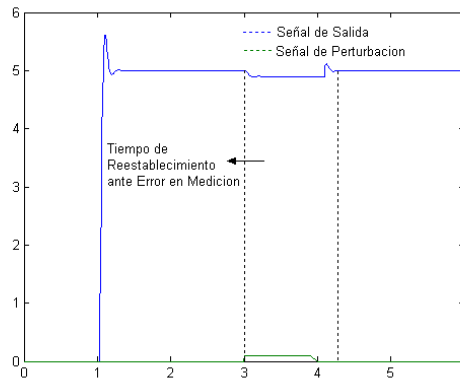


Fig. 34. Señal de Salida ante Error en Medición.

6.7. Método de Sintonización Cohen y Coon.

Al igual que en el ajuste por *Ziegler – Nichols*, se tomará, para este método, la relación del 10% entre el Tiempo de Retardo y el Tiempo de Respuesta del sistema. Luego, con base a los parámetros del modelo y seleccionando la opción *Cohen y Coon* en el software de sintonización de MatLab, se pueden calcular los parámetros del controlador, los cuales son,

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_m = 0.1T_m$	K_C	T_i
0.640	0.265	0.027	13.932	0.0740

Por lo tanto, la función de transferencia del Controlador PI es,

$$G_c(s) = 13.932 \left(1 + \frac{1}{0.074s} \right)$$

Donde los valores de las constantes del controlador son,

$$P = 13.932 \quad I = K_c/T_i = 188.27$$

A continuación se detallan los análisis respectivos sobre el sistema implementado en la función *simulink* de MatLab.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

Empleando un Escalón de Referencia de amplitud 5, y utilizando el diagrama en bloques mostrado en la figura 1, se puede observar el comportamiento del sistema en lazo cerrado, tal como se muestra en la figura 35, donde se detallan las propiedades mostradas a continuación,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA		
Máximo Pico	Tiempo Pico	Tiempo de Establecimiento (98%)
M_p	T_p	$Test.$
9.022	1.089 seg.	1.7 seg.

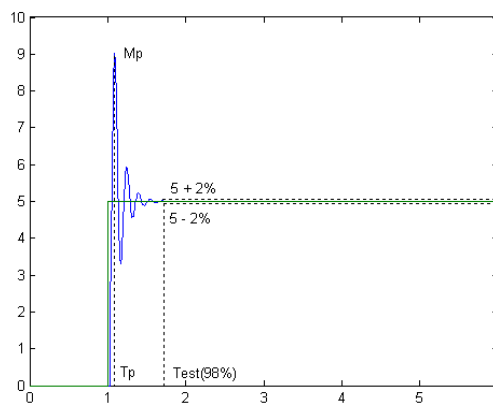


Fig. 35. Señal de Salida en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

Nótese que este sistema posee cuatro sobreoscilaciones antes de establecerse al 98% de la ganancia especificada en régimen permanente. A pesar que los valores de los parámetros del controlador K_c y T_i , comparado con los obtenidos por el método de

sintonización *Ziegler – Nichols*, son muy cercanos entre si, existe una variación significativa del tiempo de establecimiento obtenido en ambos métodos. Analizando la constante integral (I) de los métodos de sintonización *Ziegler – Nichols*, *Chien Et Al R20%* y *Cohen Coon*, se puede comprobar que al aumentar el valor de este parámetro, el tiempo de establecimiento obtenido sobre el sistema para cada uno ellos, disminuye consecuentemente; sin embargo, es necesario mantener una eficiente relación entre los parámetros K_c y T_i , del controlador, de tal manera que se logren excelentes resultados para el tiempo de restablecimiento del sistema en concordancia con las sobreoscilaciones del mismo.

En cuanto a la señal de control, se puede observar en la figura 36, que existe un punto máximo de saturación con un valor de amplitud de 94.62, aproximadamente, donde el controlador actúa rápidamente sobre la convergencia de la señal de salida del sistema hacia la estabilidad.

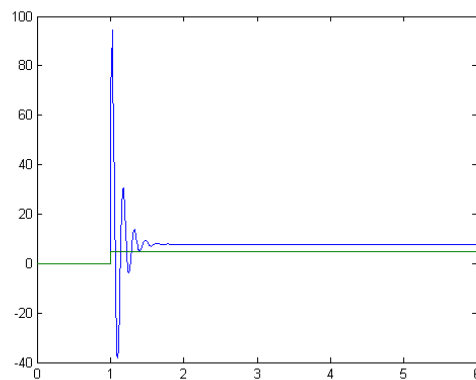


Fig. 36. Señal de Control definida del ajuste Cohen y Coon.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

Empleando el diagrama en bloques mostrado en la figura 2, e implementando una señal de perturbación con amplitud de 0.5 (10% del Valor de Referencia) en $t = 3\text{seg}$, donde el sistema se ha estabilizado, se tiene el siguiente comportamiento de la señal de salida, mostrado en la figura 37,

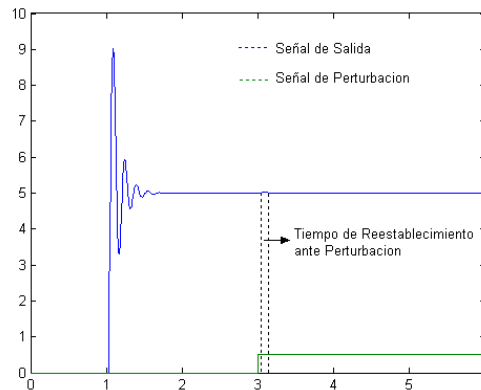


Fig. 37. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

Nótese que realmente la señal de perturbación no posee una gran influencia sobre la señal de salida del sistema. El valor de la ganancia en estado estacionario no cambia drásticamente, alcanza un valor máximo de 5.042, mientras que el tiempo de restablecimiento del sistema ante esta condición es de aproximadamente 0.12seg. Se puede comprobar que existe una relación definida entre los parámetros de constante integral (I) para los métodos de sintonización *Ziegler – Nichols*, *Chien Et Al R20% Overshoot* y *Cohen y Coon*, puesto que a medida que se aumenta el valor de este parámetro del controlador, en cada uno de los métodos analizados, obtenemos una significativa disminución en el parámetro de desempeño Tiempo de Restablecimiento ante Perturbación. Sin embargo, queda por analizar cual es el comportamiento para esta variable evaluada cuando no posee valores tan elevados como los analizados en los métodos de sintonización mencionados anteriormente.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

Empleando el diagrama en bloques mostrado en la figura 3, e implementando una señal de ruido de amplitud 0.1, con duración de 1seg, entre $t = 3\text{seg}$ y $t = 4\text{seg}$, se puede observar las características de la señal de salida, tal como se muestra en la figura 38. Nótese que el comportamiento de la señal de salida ante el error en medición es muy similar al obtenido en los métodos de sintonización anteriormente analizados.

Para este caso, el tiempo de restablecimiento ante la señal de ruido en retroalimentación posee un valor de 1.25seg, aproximadamente, el cual es muy parecido al obtenido por las demás reglas de ajuste.

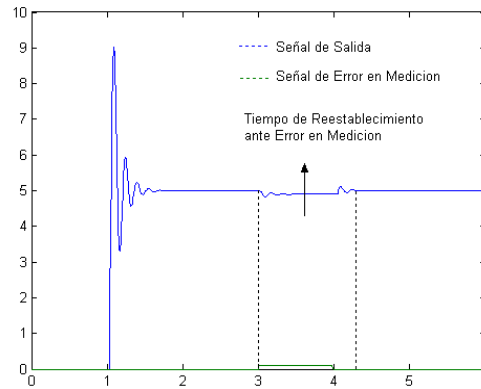


Fig. 38. Señal de Salida ante Error en Medición.

6.8. Método de Sintonización Two Constraints Criterion.

Empleando la relación del 10% entre el Tiempo de Retardo y el Tiempo de Respuesta del sistema, y seleccionando el método de sintonización *Two Constraints Criterion* en el software de MatLab, se logran obtener los parámetros del controlador, tal como se muestra a continuación,

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_m = 0.1T_m$	K_c	T_i
0.640	0.265	0.027	12.58	0.0649

La función de transferencia del controlador es,

$$G_c(s) = 12.58 \left(1 + \frac{1}{0.065s} \right)$$

Donde las constantes P e I, corresponden a los siguientes valores,

$$P = 12.58 \quad I = K_c/T_i = 193.84$$

A partir de los cuales se procede a realizar las respectivas simulaciones empleando la función *simulink* de MatLab.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

Partiendo del diagrama en bloques mostrado en la figura 1, se logra obtener la respuesta de salida del sistema, tomando como referencia un escalón de amplitud 5. La señal de salida (Fig. 39), correspondiente para este caso posee las siguientes propiedades,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA		
<i>Máximo Pico</i>	<i>Tiempo Pico</i>	<i>Tiempo de Establecimiento (98%)</i>
<i>Mp</i>	<i>Tp</i>	<i>Test.</i>
8.93	1.09 seg.	1.7 seg.

Como se puede observar, la señal de salida obtenida corresponde a un sistema de Subamortiguado de 2º Orden. Este sistema tiene la característica de presentar 3 sobreoscilaciones antes de establecerse en régimen permanente, comportamiento muy parecido al obtenido con el método de sintonización *Ziegler – Nichols* y *Cohen y Coon*, analizados anteriormente.

Nótese que el valor de K_c y T_i obtenidos por el método Two Constraints Criterion son un poco menor en comparación con los obtenidos por *Cohen y Coon*, donde se puede apreciar que los tiempos de establecimiento logrado por ambos métodos son relativamente cercanos.

Tal como se puede observar en la figura 40, la señal de control característica de este sistema muestra un valor máximo de saturación de amplitud 88.85, la cual logra estabilizarse, por medio de una trayectoria negativa para ciertos puntos, en un valor de amplitud 8, en un tiempo aproximado de 1.7seg.

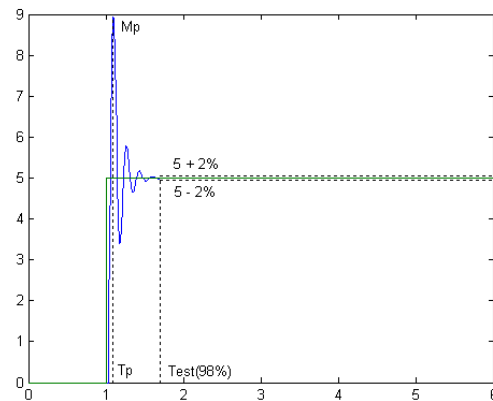


Fig. 39. Señal de Salida en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

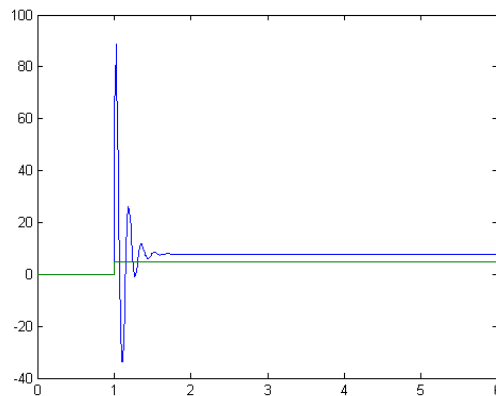


Fig. 40. Señal de Control definida del ajuste Two Constraints Criterion.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

A partir del diagrama en bloques de la figura 2, se logra implementar una señal de perturbación al sistema, con amplitud 0.5 en el tiempo $t = 3\text{seg}$. La señal de salida resultante, se puede observar en la figura 41.

Como se puede observar, la señal de salida es escalonada hasta un valor de sobre oscilación máxima de 5.0425, donde la acción del controlador se logra ejecutar en un tiempo de 0.2seg aproximadamente.

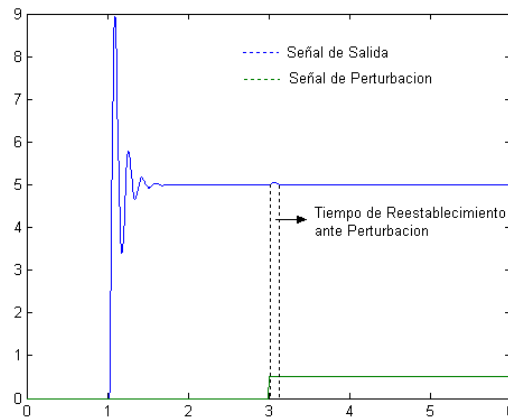


Fig. 41. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

Comparando los valores para el tiempo de restablecimiento ante perturbación obtenidos por los métodos de sintonización *Cohen y Coon* y *Two Constraints Criterion* se puede observar que a pesar de haber obtenido un mayor valor para la constante integral (I), para este último método mencionado, el sistema se restablece con mayor rapidez para el método de sintonización *Cohen y Coon*, dada la relación de los parámetros del controlador PI.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

Implementando el diagrama en bloques de la figura 3, con un señal de ruido de 0.1 con duración de 1seg, entre $t = 3\text{seg}$ y $t = 4\text{seg}$, se tiene el comportamiento de la señal de salida mostrado en la figura 42. Se puede observar, principalmente, que la acción integral llevada a cabo por el controlador se ejecuta un tiempo aproximado de 1.34seg, que en comparación con los obtenidos por los otros métodos de ajuste, es una acción de control bastante lenta; y que al igual que el caso anterior, su valor es independiente de la variación de la constante integral (I), ya que a pesar que se cuenta con un valor de este parámetro bastante alto, para este método de sintonización, en comparación con el de los demás métodos analizados, el tiempo de restablecimiento ante error en medición, para este caso, es uno de los mayores obtenidos.

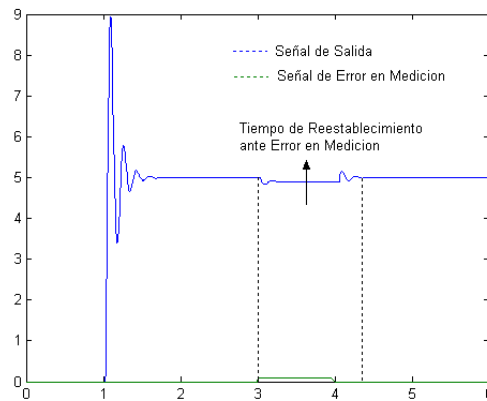


Fig. 42. Señal de Salida ante Error en Medición.

6.9. Método de Sintonización McMillan.

Como se puede observar en la Tabla 4, no existe una relación definida entre el tiempo de retardo y el tiempo de respuesta del sistema, pues este método de sintonización se encuentra especificado bajo condiciones en que el tiempo de retardo del sistema es un factor predominante sobre el proceso de control.

En tal caso, se empleara una relación del 70%, de tal manera que se cumpla con la condición especificada.

Seleccionando la opción McMillan en el software de sintonización de controladores PI de MatLab, se obtienen los siguientes resultados.

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_{m2} = 0.7T_m$	K_C	T_I
0.640	0.265	0.1855	0.2133	0.1855

La función de transferencia del controlador es,

$$G_C(s) = 0.2133 \left(1 + \frac{1}{0.1855s} \right)$$

Donde las constantes P e I, corresponden a los siguientes valores,

$$P = 0.2133 \quad I = K_c/T_i = 1.15$$

A continuación se muestran los distintos resultados obtenidos de la simulación con base a estos parámetros.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

Partiendo del diagrama en bloques de la figura 1, ante una entrada escalón de amplitud 5 se logra obtener la señal de salida característica de este sistema (Fig. 43), la cual posee las siguientes propiedades,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA	
Tiempo de Estabilización	Tiempo de Respuesta (63% Ganancia)
6.9 seg.	2.39 seg.

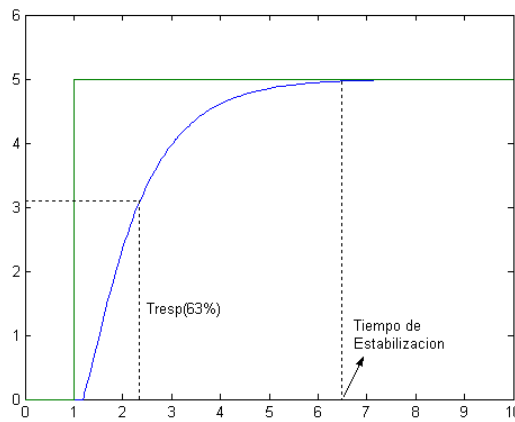


Fig. 43. Señal de Salida en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

Nótese que para este caso, se obtuvo un comportamiento a la salida de un Sistema de 1º Orden con retardo, el cual, a diferencia del obtenido por el método de sintonización *Chien Et Al Servo 0%*, se estabiliza muy lentamente en régimen permanente, esto dado que el valor de la constante integral (I) obtenido por *McMillan* es mucho menor en comparación con la del primero.

Es lógico pensar que mientras el valor de la constante integral (I) disminuya, también desaparezcan las sobreoscilaciones del sistema hasta lograr un sistema con coeficiente de amortiguamiento igual a cero. Sin embargo, es preciso mantener una variación compensativa entre los valores de K_c y T_i , de tal manera que pueda obtener un sistema que se estabilice con mayor rapidez.

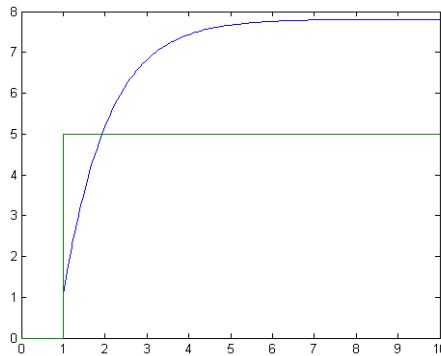


Fig. 44. Señal de Control definida del ajuste McMillan.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

Introduciendo una señal de perturbación al sistema, con amplitud 0.5, a partir de $t = 7\text{seg}$, empleando el diagrama en bloques de la figura 2, se logra obtener el comportamiento de la señal de salida, tal como se muestra en la figura 45.

Lo interesante de este caso, es observar que el controlador actúa muy lentamente para ejecutar la acción de control sobre la condición dada; nótese que la acción integral es realizada en un tiempo aproximado de 4.1seg, con un menor grado de convergencia que los métodos de sintonización anteriormente expuestos.

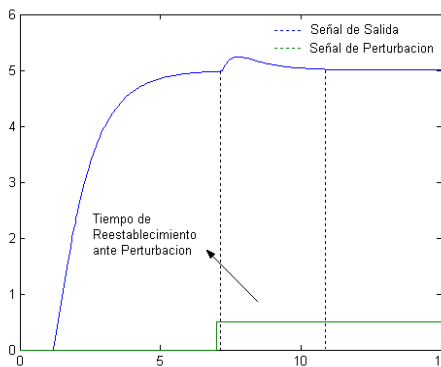


Fig. 45. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

Para este caso, se introducirá una señal de ruido a la retroalimentación del sistema, tal como lo muestra el diagrama en bloques de la figura 3. La señal de ruido se implementará entre $t = 7\text{seg}$ y $t = 8\text{seg}$, con una amplitud de 0.1. El comportamiento de la señal de salida se puede observar en la figura 46.

Nótese que para este caso la señal de ruido introducida al sistema es notoriamente insignificante a las variaciones del valor de la ganancia en estado estacionario, lo que no ocurría en el caso anterior. Sin embargo, la acción de control por parte del regulador sintonizado por *McMillan*, se ejecuta con mayor rapidez, en un tiempo aproximado de 3seg, un resultado que contrasta con los análisis realizados sobre los sistemas de 2º Orden, donde los tiempos de restablecimiento ante error en medición son mucho menor.

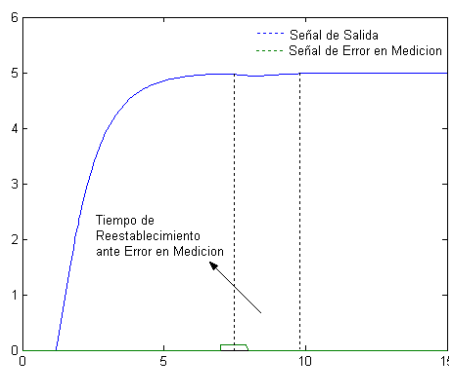


Fig. 46. Señal de Salida ante Error en Medición.

6.10. Método de Sintonización St. Clair.

Tal como se muestra en la Tabla 4, este método de sintonización se encuentra definido para una relación entre el Tiempo de Retardo y el Tiempo de Respuesta del sistema mayor o igual a 0.33. Teniendo en cuenta esta condición y seleccionando la opción *St Clair* en el software de sintonización de MatLab, se obtienen los siguientes parámetros del controlador PI,

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_m = 0.33T_m$	K_c	T_i
0.640	0.265	0.0875	1.576	0.265

Donde la función de transferencia del controlador es,

$$G_c(s) = 1.576 \left(1 + \frac{1}{0.265s} \right)$$

Siendo las constantes P e I, respectivamente,

$$P = 1.576 \quad I = K_c/T_i = 5.95$$

Con base a los cuales se procede a realizar los análisis de la simulación respectiva en la función *simulink* de MatLab.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

Partiendo del diagrama en bloques de la figura 1, se logra obtener el comportamiento de la señal de salida del sistema ante una referencia escalón de amplitud 5, tal como se muestra en la figura 47. Este sistema posee las siguientes características,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA	
Tiempo de Estabilización	Tiempo de Respuesta (63% Ganancia)
1.9 seg.	1.27 seg.

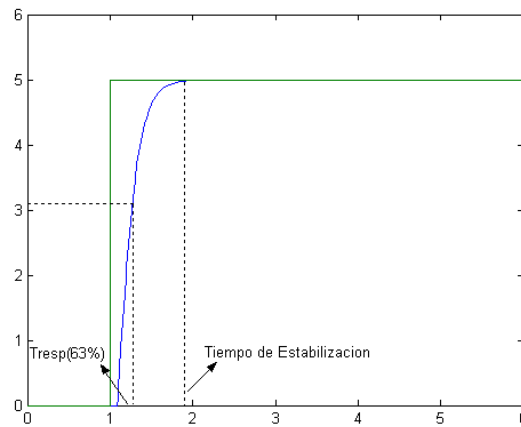


Fig. 47. Señal de Salida en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

Tal como se puede observar, el comportamiento de la señal de salida corresponde a un sistema de primer orden con retardo (FOLPD), el cual logra estabilizarse en 1.9seg, aproximadamente. Comparando este sistema con el obtenido mediante el método de sintonización *Chien Et Al Servo – 0% Overshoot*, se puede notar que existe una gran diferencia entre el tiempo de estabilización y el tiempo de respuesta de cada uno de ellos, lo cual es debido a que el valor de la constante integral del método de sintonización *St. Clair* es 1.17 veces menor que la del método primeramente mencionado, incidiendo en una interacción lenta de la señal de control sobre el sistema, la cual, a pesar que posee un punto máximo de saturación de 10.433 (Mínimo obtenido de los Métodos analizados), la convergencia hacia la estabilidad se ejecuta muy lentamente (Fig. 48). Además se debe tener en cuenta que para este sistema se empleó una relación de 0.33 entre el tiempo de retardo y el tiempo de respuesta, mientras que para *Chien Et Al S0%* se empleó una relación menor, la cual corresponde al 10%.

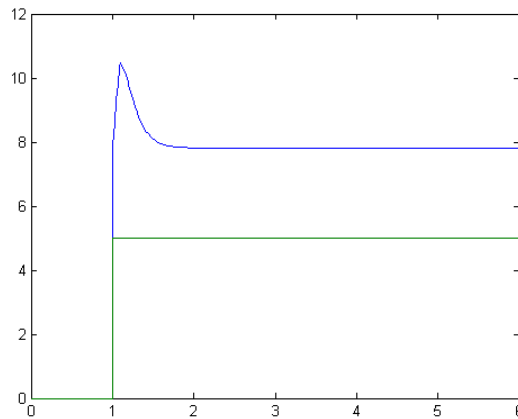


Fig. 48. Señal de Control definida del ajuste St. Clair.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

Empleando el diagrama en bloques de la figura 2, e introduciendo una señal de perturbación de 0.5 a partir de $t = 3\text{seg}$, se obtiene el comportamiento de la señal de salida mostrado en la figura 49, donde se puede observar que el valor de la ganancia en estado estacionario sufre una considerable desviación alcanzado un valor de sobreoscilación máxima de 5.145, la cual logra ser corregida por el controlador en un tiempo aproximado de 1.12seg.

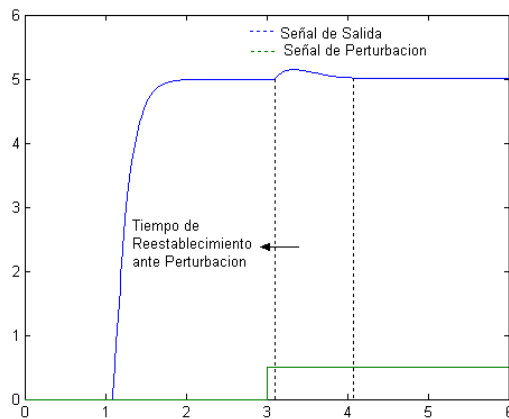


Fig. 49. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

A partir del diagrama en bloques de la figura 3, se logra implementar al sistema una señal de ruido con amplitud 0.1, entre $t = 3\text{seg}$ y $t = 4\text{seg}$, cuya correspondiente señal de salida se puede observar en la figura 50. Al implementar esta condición en el sistema, la ganancia en estado estacionario no sufre variaciones considerables en su valor real, pero a pesar de ello, el tiempo de ejecución de la acción integral para la corrección del error introducido por esta condición es muy similar a la obtenida en los demás métodos de sintonización, pues le toma al controlador aproximadamente 1.3seg en restablecer el sistema nuevamente en su valor de ganancia específico.

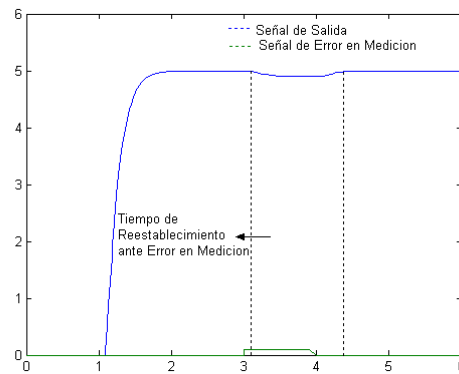


Fig. 50. Señal de Salida ante Error en Medición.

Teniendo en cuenta los valores de los parámetros K_c y T_i , para los métodos de sintonización *Chien Et Al 50%*, *McMillan* y *St. Clair*, con los cuales se obtiene un comportamiento FOLPD para la señal de salida del sistema, se puede notar que no existe una relación definida entre los parámetros del controlador PI y los tiempos de restablecimiento ante perturbación de control y señal de ruido en retroalimentación, es decir, este análisis da la impresión de que si se mantiene hasta cierto punto la relación de los valores de K_c y T_i dentro de un rango específico de valores, se puede establecer una relación específica entre estos parámetros y los del tiempo de restablecimiento ante las condiciones analizadas. De igual manera ocurre para los métodos de sintonización evaluados cuya respuesta transitoria corresponde a un Sistema Subamortiguado de 2º Orden.

En particular solo se presentan dos respuestas de salida para el sistema que no cumplen con la tendencia transitoria estipulada por el resto de ellas. Dichas respuestas corresponden a las obtenidas por los métodos de sintonización *McMillan* y *St. Clair*, las cuales hacen referencia a un comportamiento de segundo y primer orden, respectivamente, caracterizándose cada una por lograr el menor tiempo de convergencia hacia la estabilidad.

En general, el resto de las respuestas obtenidas por los demás métodos de sintonización se diferencian, con mayor exactitud, en el tipo de robustez que cada una de ellas presenta ante el cambio de referencia escalón prefijado para el sistema, la cual es medida en relación a las sobreoscilaciones propias presentadas por la señal de salida para estabilizarse en régimen estacionario ante el valor de ganancia del sistema.

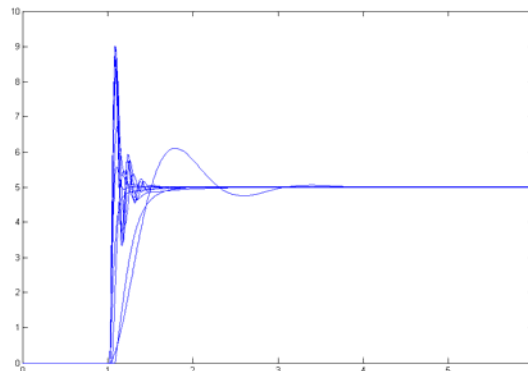


Fig. 51. Respuestas de Salida correspondientes para cada método de sintonización evaluado.

Las señales de salida que presentan mayor robustez ante el cambio de referencia escalón corresponden a las obtenidas por los métodos de sintonización *Ziegler – Nichols*, *Chien Et Al Regulator 20% Overshoot*, *Cohen y Coon* y *Two Constraint Criterion*, con los cuales se obtuvieron los valores mas elevados para el parámetro constante integral (I) del controlador PI propiamente sintonizado.

Por otra parte, los métodos de sintonización *Ziegler – Nichols* y *Cohen y Coon* resultaron ser los que funcionan con mayor eficiencia ante la condición perturbación de carga, lo cual era de esperarse puesto que estos métodos fueron diseñados para tal finalidad.

7. PARÁMETRO DE DESEMPEÑO ISE EVALUADO SOBRE LOS MÉTODOS DE SINTONIZACION ANALIZADOS.

ISE, Integral del Error Cuadrado, es el indicador empleado que nos permite establecer numéricamente cual de los tipos de controladores PI sintonizados funciona con el mejor desempeño sobre el sistema de control FOLPD evaluado.

El cálculo de este parámetro se realizara teniendo en cuenta la ecuación 39, implementada en la función *simulink* de MatLab, tal como lo muestra el diagrama en bloques de la figura 47.

$$ISE = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt \quad [39]$$

A continuación se puede observar los distintos valores del ISE para los Controladores PI ajustados por los diferentes métodos de sintonización, los cuales estarán dados ante Referencia Escalón, Perturbación de Control y Error en Medición, tal como se muestra en la Tabla 5.

Método de Sintonización	Integral Square Error ISE		
	Escalón de Referencia	Perturbación de Control	Error en Medición
Ziegler – Nichols	1.424	1.425	1.427
Hazebroek y Van der Waerden	2.076	2.077	2.078
Chien Et Al Regulator – 0% Overshoot	1.205	1.206	1.207
Chien Et Al Regulator – 20% Overshoot	1.603	1.604	1.606
Chien Et Al Servo – 0% Overshoot	1.402	1.403	1.404
Chien Et Al Servo – 20% Overshoot	1.067	1.068	1.070
Cohen y Coon	1.682	1.683	1.684
Two Constraints Criterion	1.727	1.728	1.730
McMillan	20.45	20.46	20.47
St. Clair	4.613	4.622	4.617

Tabla 5. Valores Numéricos ISE para los Métodos de Sintonización de Controladores PI.

Tal como se puede observar en la Tabla 5, el método de sintonización *Chien Et Al Servo 20% Overshoot* presenta el menor valor del ISE, evaluado sobre las 3 condiciones de control analizadas, *Referencia Escalón*, *Perturbación de Control* y *Error en Medición*, lo cual es de esperarse puesto que el controlador PI ajustado por este método de sintonización regula la salida del sistema en un menor tiempo de establecimiento (Fig. 31). Nótese que los valores del ISE característicos de los demás métodos de sintonización, donde se ha empleado la relación del 10% entre el tiempo de retardo y el tiempo de respuesta del sistema en lazo abierto, concuerdan muy cercanamente entre si, a excepción de los métodos de sintonización *Hazebroek y Van der Waerden*, *McMillan* y *St. Clair*, donde la relación entre los parámetros del modelo, mencionados anteriormente, corresponden al 20%, 70% y 33%, respectivamente, incidiendo de forma directa sobre las características de la señal de error, la señal de control y la señal de salida del sistema.

Sin embargo, analizando el valor del ISE para el método de sintonización *St. Clair* se puede observar que este regula de mejor manera el sistema ante el error en medición que ante perturbación de control, lo cual no sucede con los demás métodos de sintonización, puesto que sus respectivos valores de ISE indican totalmente lo contrario, es decir, son mas eficientes ante perturbación de control que ante error en medición.

Por otra parte, el valor del ISE correspondiente al método de sintonización *McMillan* es el más elevado, en comparación con los correspondientes al de las demás reglas de ajuste, y la razón principal radica en que se ha empleado un valor artificial para el tiempo de retardo bastante alto (70% del Tiempo de Respuesta del Sistema en Lazo Abierto), lo cual implica que el controlador PI regule el sistema muy lentamente. Por lo tanto, para obtener una mejor noción sobre la eficiencia de este método de sintonización se procederá a analizar las características propias del sistema de control, empleando la relación del 10% entre los parámetros de tiempo del modelo especificado.

7.1. Método de Sintonización McMillan Pre - Ajustado.

Para este caso se emplea la relación del 10% entre el tiempo de retardo y el tiempo de respuesta del sistema, por lo cual es necesario suprimir la condición especificada para este método de sintonización (*Tiempo de Retardo Dominante en el Proceso*).

Por lo cual tendremos que,

PARAMETROS DEL MODELO			PARAMETROS DEL CONTROLADOR PI	
K_m	T_m	$\tau_m = 0.1T_m$	K_c	T_i
0.640	0.265	0.027	0.2133	0.027

Donde la función de transferencia del controlador es,

$$G_c(s) = 0.2133 \left(1 + \frac{1}{0.027s} \right)$$

Siendo las constantes P e I, respectivamente,

$$P = 1.576 \quad I = \frac{K_c}{T_i} = 7.9$$

Con base a los cuales se procede a realizar los análisis de la simulación respectiva en la función *simulink* de MatLab.

a. Análisis del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón.

Partiendo del diagrama en bloques mostrado en la figura 1, la señal de salida correspondiente para una referencia escalón a la entrada del sistema de 5 unidades, posee las siguientes propiedades,

PROPIEDADES DE LA SEÑAL DE SALIDA		
Máximo Pico M_p	Tiempo Pico T_p	Tiempo de Establecimiento (98%) $T_{est.}$
6.12	1.8 seg.	3.86 seg.

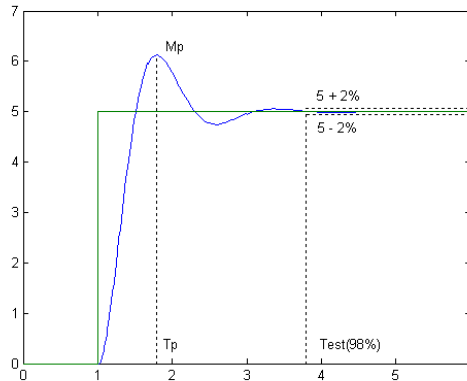


Fig. 52. Señal de Salida en Lazo Cerrado ante Cambio en Referencia Escalón.

Comparando la señal de salida característica del método de sintonización *McMillan* evaluado en el ítem 9.1, donde se empleó una relación de 0.7 entre el tiempo de retardo y el tiempo de respuesta del sistema, se puede observar que al disminuir la relación entre estos parámetros se puede pasar de obtener, a la salida del sistema, un comportamiento de 1º Orden a uno de 2º Orden, tal como lo muestra la figura 52, mejorando de esta manera las propiedades de la señal de salida característica para este tipo de sistema.

En cuanto a la señal de control (Fig. 53), se puede observar que el valor de estabilización de esta concuerda muy cercanamente con el obtenido bajo la relación del 70% entre los parámetros de tiempo del modelo especificados en el ítem 9.1, la diferencia como tal, radica en la convergencia que posee ambas señales para estabilizar el sistema, siendo esta última la más eficiente, a pesar que la señal alcanza a sobresaturarse antes de establecer el sistema de control en régimen permanente.

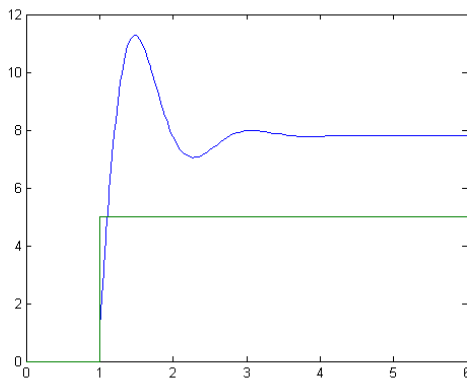


Fig. 53. Señal de Control definida del ajuste *McMillan*.

b. Análisis del Sistema ante Perturbación de Carga.

Introduciendo una señal de perturbación al sistema, a partir de $t = 5\text{seg}$, con una amplitud de $0.5u$, se logra obtener el siguiente comportamiento de la señal de salida.

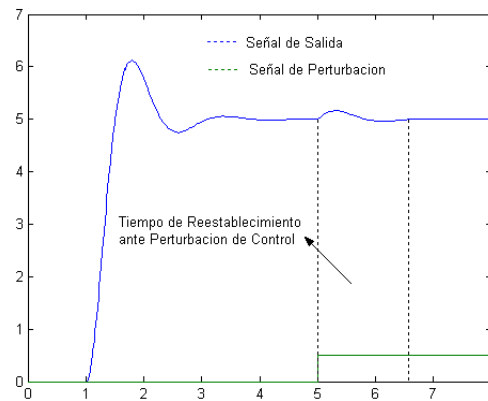


Fig. 54. Señal de Salida ante Perturbación de Carga.

Nótese, para este caso, que el sistema logra restablecerse con mayor rapidez ante la perturbación de control introducida, en comparación con la respuesta obtenida en el método de sintonización *McMillan* evaluado en el ítem 1.9.b. El Tiempo de Restablecimiento ante Perturbación de Control especificado para esta condición corresponde a un valor 1.6seg, aproximadamente.

Se puede deducir, del resultado anterior, que mientras la relación entre los parámetros de tiempo del modelo de control sea menor, se pueden obtener valores más eficientes para el tiempo de restablecimiento ante perturbación, logrando de esta manera que el sistema se restablezca con mayor rapidez ante la condición evaluada.

Sin embargo, a pesar que se empleó la relación del 10% entre el tiempo de retardo y el tiempo de respuesta del sistema en lazo abierto, el valor para el tiempo de restablecimiento ante perturbación de control sigue siendo aun el mayor obtenido, en comparación con los demás métodos de sintonización analizados, prediciendo de esta forma que no solo es necesario obtener una mínima relación entre los parámetros de tiempo del modelo de control, sino, además, lograr ajustar de manera eficiente los parámetros de regulación K_c y T_i , característicos del Controlador PI sintonizado, de tal manera que el sistema logre ser prácticamente inmune ante las perturbaciones de control dadas para el mismo.

c. Análisis del Sistema ante Error en Medición.

Empleando el diagrama en bloques de la figura 3, para la implementación de esta condición, se logra obtener la señal de salida característica de este sistema, la cual se puede apreciar en la figura 55.

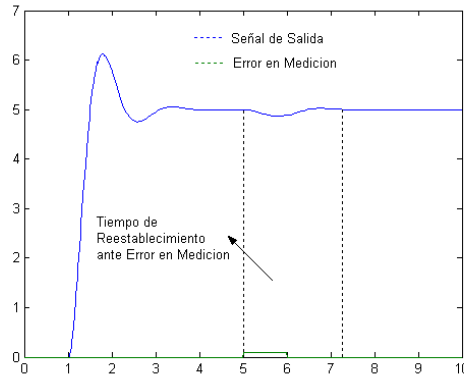


Fig. 55. Señal de Salida ante Error en Medición.

Se puede observar que la señal de salida logra recuperarse con mayor rapidez ante el efecto de la condición dada, en comparación con el resultado obtenido en el ítem 1.9.c, ya que para este caso, el valor obtenido para el tiempo de restablecimiento ante el error en medición es de 2.2seg, aproximadamente.

Sin embargo, a pesar que mejoro la respuesta transitoria ante el error de medición introducido al sistema, el valor para el tiempo de restablecimiento ante error de medición sigue siendo aun, el mayor obtenido en comparación con los demás métodos de sintonización analizados. Este resultado confirma aun más la hipótesis expuesta anteriormente, en el análisis del sistema ante perturbación de control.

Los valores del ISE característicos para el método de sintonización *McMillan* (Pre – Ajustado) se pueden observar en la siguiente tabla, donde, debido a que se empleo un tiempo de retardo mucho menor ($10\% T_m$) para el sistema, el valor del ISE también disminuyo considerablemente, permitiendo a la vez, que el controlador PI regule con mayor eficiencia el sistema ante el error en medición dado.

Método de Sintonización	Integral Square Error ISE		
	Escalón de Referencia	Perturbación de Control	Error en Medición
McMillan (Pre – Ajustado)	5.801	5.819	5.814

8. ANÁLISIS GRAFICO DE LOS PARAMETROS DE DESEMPEÑO EVALUADOS.

En esta sección se precede a analizar gráficamente la tendencia o dispersión de cada uno de los parámetros de desempeño analizados, en función de los parámetros del modelo de control y de los parámetros del controlador PI, con el objetivo de obtener una mejor noción sobre la relación definida entre ellos. Para esto, se presenta a continuación un cuadro comparativo general que resume las principales características del sistema de control, obtenidas por los distintos métodos de sintonización analizados.

Método de Sintonización	Km	Tm	tm	Kc	Ti	TE (2%) (Seg)	TRP (Seg)	TREM (Seg)	ISE
Ziegler - Nichols	0.640	0.265	0.027	14.0	0.088	1.5	0.26	1.30	1.425
Hazebroek Van der Waerden	0.640	0.265	0.053	5.21	0.385	2.3	0.90	1.34	2.077
Chien Et Al R. 0%Overshoot	0.640	0.265	0.027	9.20	0.108	1.45	0.23	1.20	1.206
Chien Et Al R. 20%Overshoot	0.640	0.265	0.027	10.7	0.063	1.65	0.23	1.33	1.604
Chien Et Al Servo 0% Overshoot	0.640	0.265	0.027	5.37	0.310	Tresp (63%) 1.08	0.94	1.13	1.403
Chien Et Al S. 20%Overshoot	0.640	0.265	0.027	9.20	0.265	1.32	0.60	1.18	1.068
Cohen y Coon	0.640	0.265	0.027	13.9	0.074	1.6	0.12	1.25	1.683
Two Constraints Criterion	0.640	0.265	0.027	12.6	0.065	1.7	0.20	1.34	1.728
McMillan Pre - Ajustado	0.640	0.265	0.027	0.21	0.027	3.86	1.6	2.2	5.811
St. Clair	0.640	0.265	0.087	1.58	0.265	Tresp (63%) 1.27	1.12	1.3	4.617

Tabla 6. Características de los Sistemas de Control obtenidos por los Métodos de Sintonización para Controladores PI.

Las respuestas de salida para cada lazo de control, correspondiente a cada método de sintonización específico, se pueden observar en la figura 64.

8.1. Análisis Grafico del Tiempo de Establecimiento del Sistema.

Analizando la variación del Tiempo de Establecimiento del Sistema ante Cambio en Referencia Escalón (TE) en relación a la variación del tiempo de retardo del modelo de control, se puede deducir que en general, la tendencia de este parámetro es permanecer constante ante las variaciones de t_m , a pesar de que los puntos A y B, que corresponden los métodos de sintonización *McMillan* y *Hazebroek Van der Waerden*, se encuentran especificados fuera de esta dispersión grafica. Nótese que el punto C (*St. Clair*) que posee el mayor valor de t_m , respecto a los puntos A y B, posee un valor de TE dentro del rango de valores presentado por los demás métodos de sintonización, (puntos consecutivos a la izquierda de la figura 56), debido a relación obtenida entre los parámetros del controlador, tal como lo muestra la figura 57. Al variar los valores de los parámetros del controlador PI es necesario conservar una eficiente relación entre K_c y T_i , de tal manera que a elevados valores de la constante proporcional se obtengan pequeños valores para la constante de tiempo integral, donde se puedan logran los mejores tiempos de establecimiento del sistema.

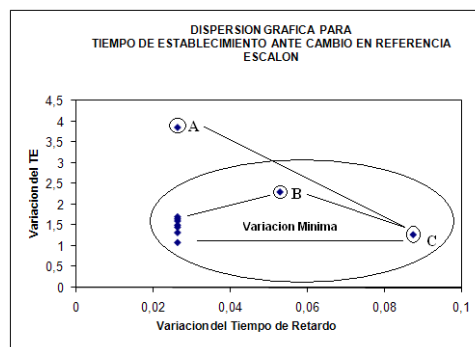


Fig. 56. Dispersión Grafica del TE ante el Parámetro del Modelo, Tiempo de Retardo.

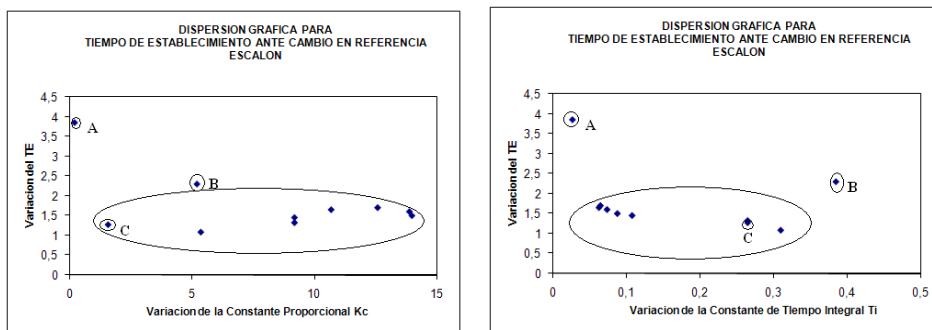


Fig. 57. Dispersión Grafica del TE ante los Parámetros del Controlador PI.

8.2. Análisis Grafico del Tiempo de Restablecimiento ante Perturbación.

Analizando la variación del Tiempo de Restablecimiento ante Perturbación de Carga (TRP) con respecto a la variación del Tiempo de Retardo del sistema, se puede deducir que, a pesar que existe una considerable dispersión entre los puntos A y B (Fig. 58) al variar consecuentemente los valores para t_m , realmente el valor para el parámetro de desempeño analizado, TRP, tiende a permanecer constante, independientemente de la variación dada para los parámetros K_c y T_i del controlador PI, tal como lo muestra la figura 59. Sin embargo, analizando la dispersión grafica para el TRP en función de los parámetros del controlador PI, se puede deducir que los mínimos valores para este parámetro de desempeño se logran en aquellos puntos donde se obtienen los “máximos valores” para la constante de proporcionalidad K_c consecuentemente con los “mínimos valores” para la constante de tiempo integral T_i . Por otra parte, si se agrupan los puntos para K_c y T_i por rangos de valores, se podrá observar que para los puntos que se encuentran en dichos intervalos, la variación del TRP es mínima.

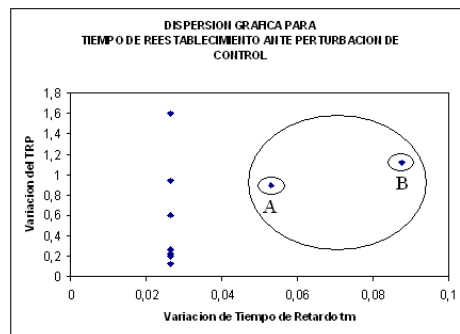


Fig. 58. Dispersión Grafica del TRP ante el Parámetro del Modelo, Tiempo de Retardo.

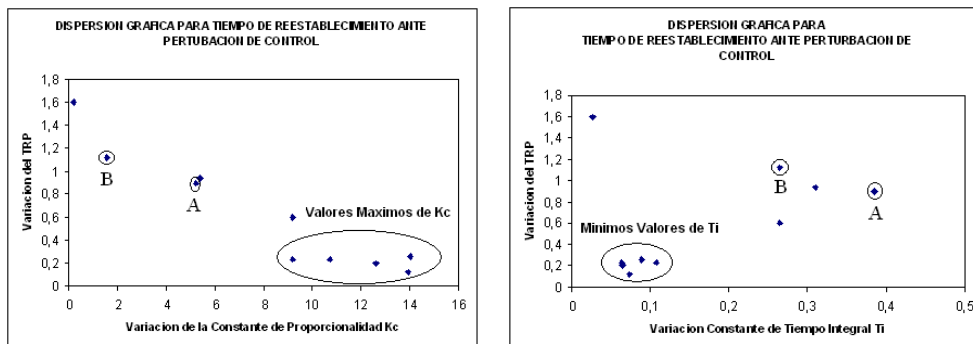


Fig. 59. Dispersión Grafica del TRP ante los Parámetros del Controlador PI.

8.3. Análisis Grafico del Tiempo de Restablecimiento ante Error en Medición.

Analizando la variación del Tiempo de Restablecimiento ante Error en Medición con respecto a la variación del Tiempo de Retardo del sistema, se puede deducir que, en general, los valores del parámetro de desempeño TREM tienden a permanecer constantes ante las variaciones de t_m (Fig. 60), lo cual puede ser debido a que la variación del TREM se encuentra con mayor probabilidad relacionada con la variación de los parámetros K_m y/o T_m del modelo de control, los cuales han permanecido invariantes para el análisis expuesto. Además, si se analiza la dispersión grafica de este parámetro con respecto a la variación de los parámetros K_c y T_i del controlador PI, se deducirá el mismo resultado.

Sin embargo, en las figuras 60 y 61, se puede observar que existe un punto A que se encuentra fuera de la tendencia especificada para el TREM. Este punto, corresponde al ajuste del controlador realizado por el método de sintonización *McMillan*, con el cual se obtiene una ineficiente relación entre los parámetros K_c y T_i del regulador, y por lo tanto el mayor valor del ISE para el sistema de control evaluado.

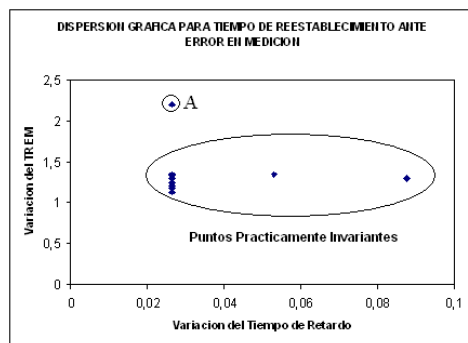


Fig. 60. Dispersión Grafica del TREM ante el Parámetro del Modelo, Tiempo de Retardo.

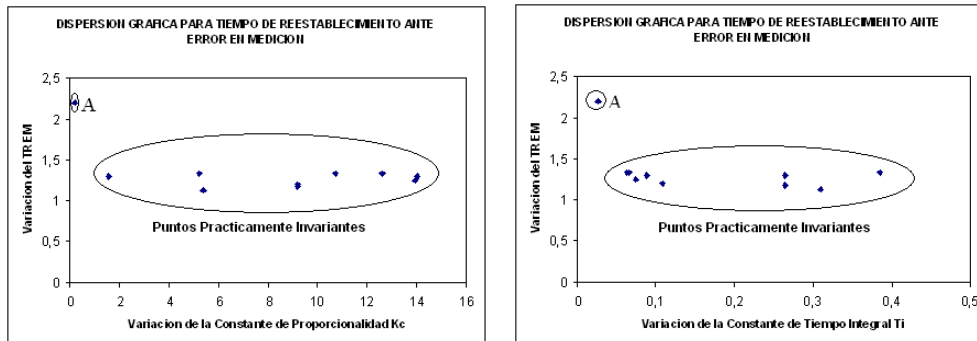


Fig. 61. Dispersión Grafica del TREM ante los Parámetros del Controlador PI.

8.4. Análisis Grafico del ISE.

Para este análisis se tendrá en cuenta el ISE Promedio evaluado sobre el sistema de control ante, *Referencia Escalón*, *Perturbación de Control* y *Error en Medición*.

Analizando la grafica de dispersión para el ISE ante la variación del Tiempo de Retardo del sistema, se puede observar que, para este caso, se obtienen 2 puntos de dispersión para el ISE bastante elevados y muy cercanos entre si, para diferentes valores de t_m (Fig. 62), A y B, los cuales corresponden a los métodos de sintonización *McMillan* y *St. Clair*, respectivamente. Sin embargo, obsérvese que a pesar que el punto B se referencia a un mayor valor del tiempo de retardo del sistema, este posee un menor ISE referente al del punto A, y es debido a que este ultimo método de sintonización permite obtener una relación mas eficiente entre los parámetros K_c y T_i del controlador PI, tal como se puede apreciar en la figura 63. Por otra parte, indistintamente de la variación que sufran los parámetros t_m , K_c y T_i , dentro de un rango específico de valores, el parámetro de desempeño ISE tiende a permanecer constante dentro del mismo intervalo de valores evaluados.

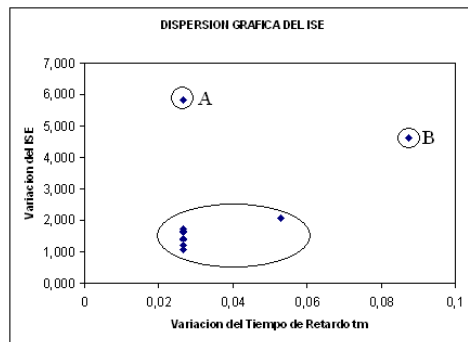


Fig. 62. Dispersión Grafica del ISE ante el Parámetro del Modelo, Tiempo de Retardo.

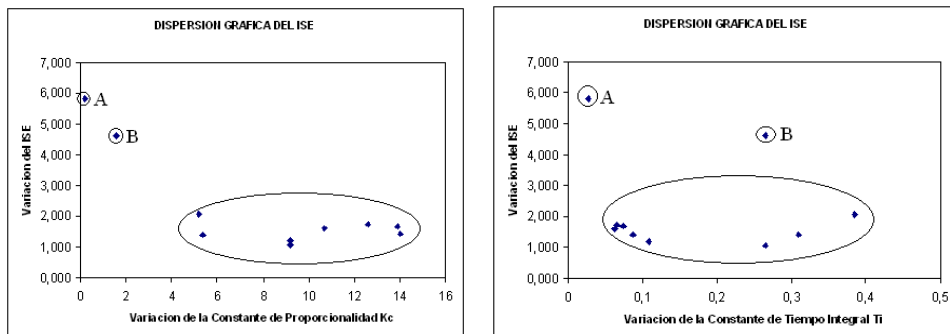


Fig. 63. Dispersión Grafica del ISE ante los Parámetros del Controlador PI.

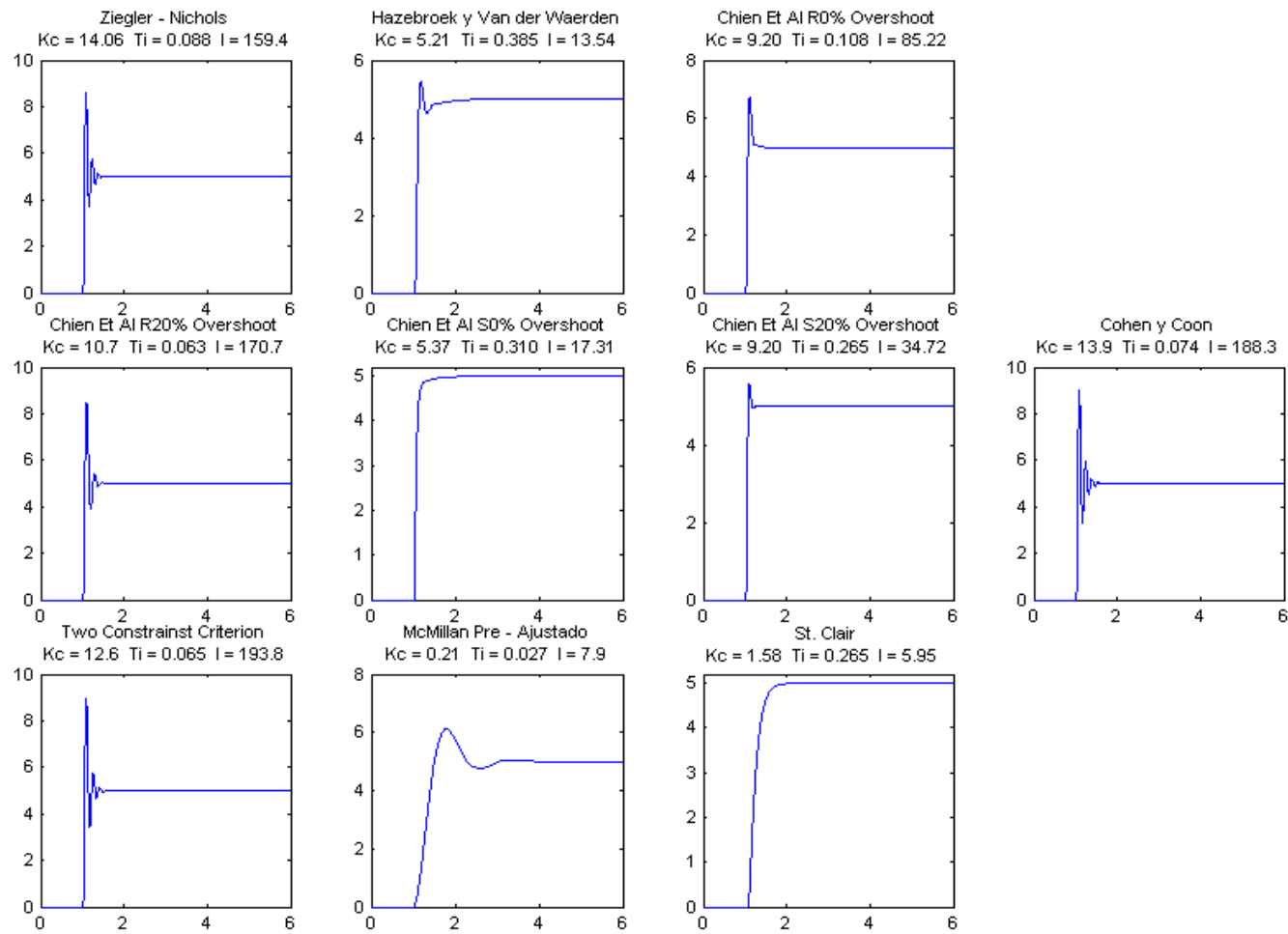


Fig. 64. Señales de Salida correspondiente a la sintonización de cada Controlador PI en relación de los parámetros K_c y T_i .

9. ANÁLISIS DE RESULTADOS SOBRE EL SISTEMA DE CONTROL FÍSICO.

El Sistema de Control físico sobre el cual se implementan los distintos tipos de controladores PI ajustados por los diferentes métodos de sintonización, corresponde al modelo FOLPD del sistema Motor – Generador.

Para la implementación de la acción integral del controlador PI, se hace empleo de la ecuación 38, la cual describe la ejecución de dicha acción en tiempo discreto, donde h y $e(t_k)$ representan el tiempo de muestreo y el error actual del sistema, respectivamente.

El lazo cerrado de control con el cual se pretende analizar las variaciones del sistema ante las variaciones de los parámetros K_c y T_i del controlador PI, se muestra en la figura 65, donde se ha hecho empleo de un bloque de saturación con rango de operación entre 0V y 5V, de tal manera que la acción de control se encuentre limitada entre los valores de tensión especificados para la tarjeta de adquisición de datos de la National Instruments.

$$I(t_k + 1) = I(t_k) + h \frac{K_c}{T_i} e(t_k) \quad [38]$$

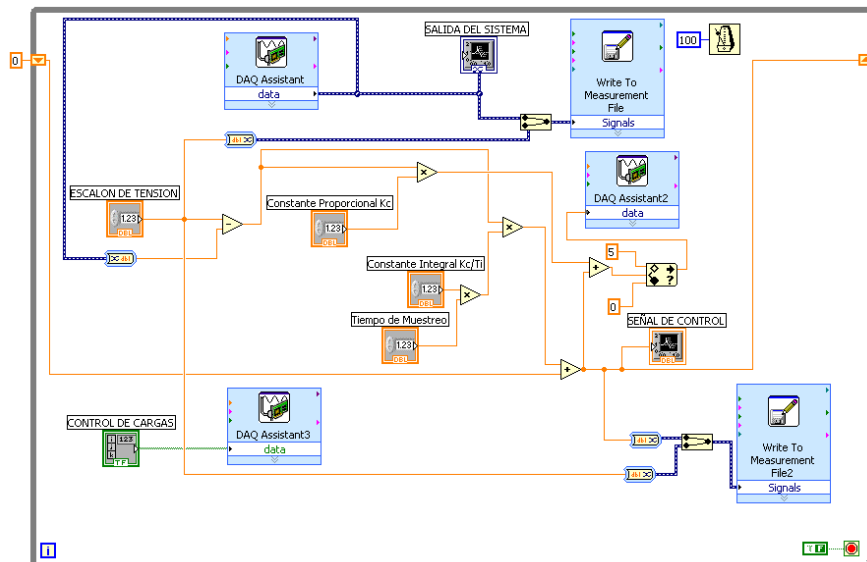


Fig. 65. Sistema de Control implementado en LabView sobre el Modelo Aproximado Real del Sistema Evaluado.

Al implementar los distintos tipos de controladores PI sobre el sistema físico de control, se lograron obtener los diferentes tipos de comportamiento sobre la señal de salida, propia del sistema en análisis, mostrados en la figura 67.

Nótese que el comportamiento general de cada una de las señales de salida para el sistema físico, es muy similar al de los sistemas obtenidos en las distintas simulaciones, analizadas anteriormente. Sin embargo, en la práctica, las señales de salida presentan sobreoscilaciones durante todo el tiempo de la acción de control, debido a que la señal de control interactúa en el sistema fuera del límite de saturación estipulado para el mismo, con un tiempo de recuperación bastante lento. Cabe notar que este efecto no ocurre para los métodos de sintonización *McMillan* y *St. Clair*, donde los valores de la constante proporcional K_c y de la constante de tiempo integral T_i son los mínimos obtenidos entre todos los métodos de sintonización analizados, incidiendo, de tal manera, a que el sistema se recupere rápidamente ante efectos de sobresaturación.

Sin embargo, tal efecto, presentado en los demás métodos de sintonización, puede ser corregido si al sistema se le implementa un bloque de Anti – Wind Up (Fig. 66) de tal manera que la señal de control interactuada fuera del rango de saturación se logre recuperar con mayor rapidez, dentro de los límites permitidos para la acción de control.

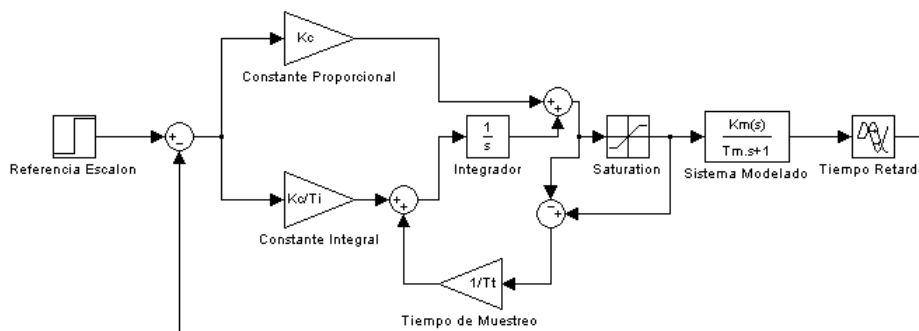


Fig. 66. Diagrama en Bloques para la implementación del Anti – Wind Up

No obstante, la implementación del bloque Anti – Wind Up afecta directamente el comportamiento de la señal de salida del sistema, y dado que en el análisis de los sistemas simulados no se encuentra implementada dicha acción, se hará caso omiso a tal implementación, y se procederá a analizar las diferentes salidas del sistema físico, evaluando la Integral del Error Cuadrado (ISE), cuyos valores se pueden apreciar en la Tabla 7.

Método de Sintonización	Integral Square Error ISE		
	Escalón de Referencia	Perturbación de Control	Error en Medición
Ziegler – Nichols	71.35	44.97	42.09
Hazebroek y Van der Waerden	23.93	32.21	23.67
Chien Et Al Regulator – 0% Overshoot	48.39	76.73	45.95
Chien Et Al Regulator – 20% Overshoot	73.18	63.33	70.97
Chien Et Al Servo – 0% Overshoot	30.58	29.03	38.05
Chien Et Al Servo – 20% Overshoot	40.65	50.93	49.23
Cohen y Coon	56.93	71.35	67.43
Two Constraints Criterion	66.53	70.40	54.87
McMillan	85.96	92.54	91.45
McMillan Pre - Ajustado	25.13	28.42	25.40
St. Clair	26.30	28.42	24.34

Tabla 7. Valores del ISE para los distintos sistemas de control físico implementado.

Comparando los valores de la Tabla 7 con los obtenidos en los resultados de las simulaciones, registrados en la Tabla 5, se puede observar que existe una gran diferencia entre cada uno de ellos. Al evaluar la Integral del Error Cuadrado, ISE, sobre cada uno de los tipos de controladores PI implementados al sistema físico de control, se puede inferir, para este caso, que uno de los métodos de sintonización que funciona con mayor eficiencia sobre el sistema, es *St. Clair*, ya que presenta un valor de ISE bastante bajo, en comparación al de los demás métodos. Este resultado contrasta ampliamente con el obtenido en la simulación, ya que para ese caso este método de sintonización presentaba uno de los más altos índices ISE.

De igual manera, el método de sintonización *Chien Et Al Servo 20% Overshoot*, que resultó ser el más eficiente entre los sistemas evaluados en las simulaciones, en la práctica surgió ser otro el resultado, siendo un método de sintonización no tan práctico al presentar un elevado índice ISE.

Por otra parte, el método de sintonización que funciona con la mayor eficiencia sobre el sistema de control físico es *Hazebroek y Van der Waerden* seguido de *McMillan (Pre – Ajustado)*, los cuales, al presentar los menores valores del índice ISE,

en comparación con el de los demás métodos de ajuste, no solo indican que estabilizan el sistema con mayor rapidez (Fig. 63), sino que la señal de control, característica de ellos, no sufre sobresaturaciones, y si es así, esta logra establecerse muy rápidamente dentro de los límites de saturación permitidos por el sistema.

Sin embargo, en la práctica no se puede asegurar que estos resultados sean correctos, dado que la señal de salida del sistema presenta sobreoscilaciones durante todo el tiempo de la acción de regulación debido a la sobresaturación que sufre la señal de control, para cada uno de los métodos de sintonización, a excepción de *Hazebroek y Van der Waerden*, *St. Clair* y *McMillan*. Aunque en la realidad este último funciona ineficientemente, al igual que en el análisis de la simulación respectiva.

En conclusión, se podría decir que, en el caso práctico, los Controladores PI ajustados por los métodos de sintonización *Hazebroek y Van der Waerden*, *McMillan* y *St. Clair* actúan eficientemente sobre el sistema, regulando la señal de control dentro de los límites de saturación, por lo cual estos métodos, no necesitan de la implementación de un bloque Anti – Wind Up para contrarrestar las sobresaturaciones del sistema. A diferencia, de los demás métodos de sintonización, para los cuales si se hace indispensable dicha implementación, ya que con ellos se obtienen altos valores para la constante de tiempo integral (I), lo cual implica que el regulador sea muy susceptible a los cambios de la señal de control dentro de los límites de saturación, incidiendo de forma directa a no lograr establecer el sistema en un valor de set-point fijo, obteniendo así altos valores para el indicador ISE, puesto que el error del sistema nunca alcanza a ser anulado.

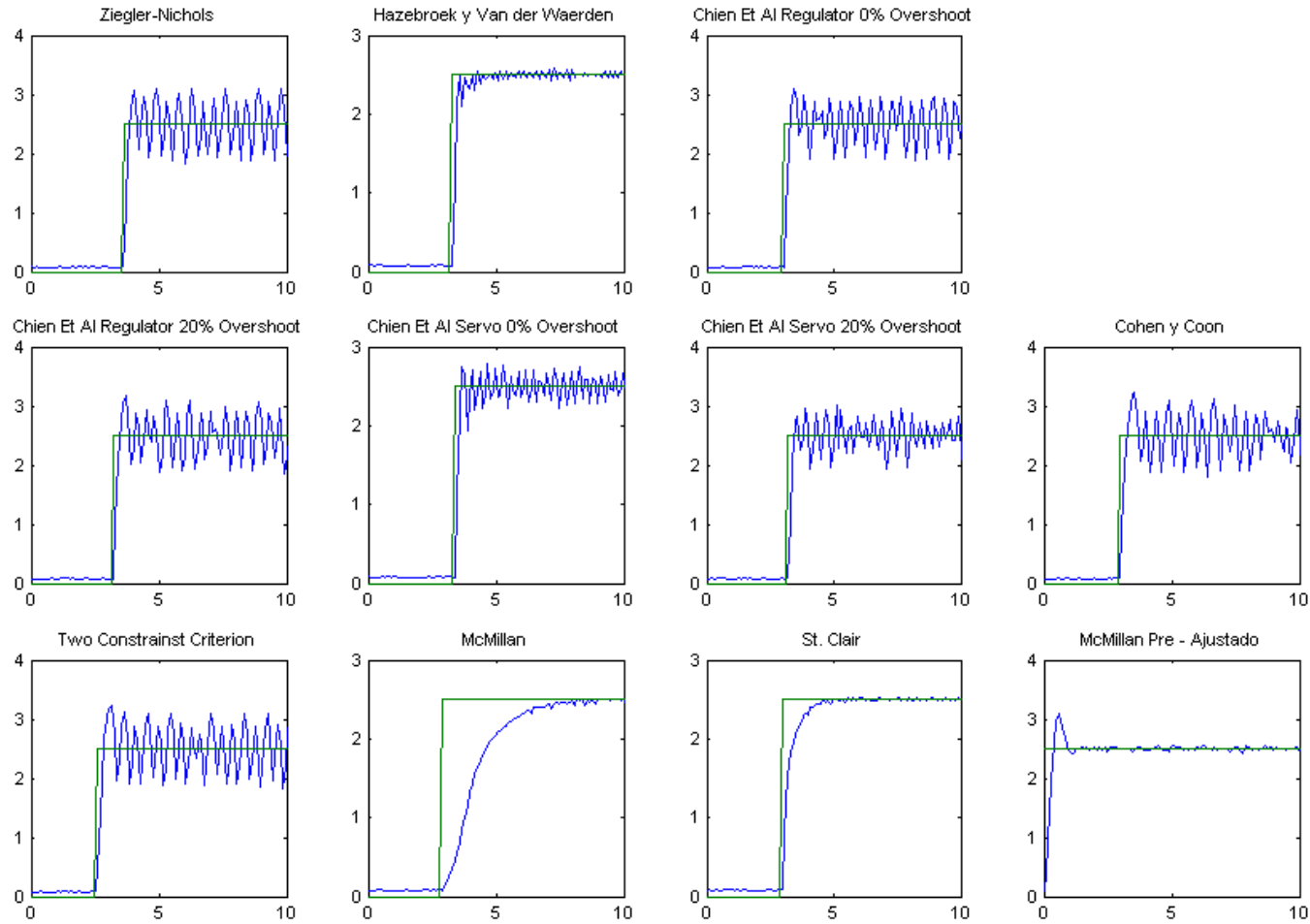


Fig. 67. Señales de Salida definidas para los distintos tipos de Controladores PI Aplicados al Sistema Físico de Control ante Referencia de 2.5V.

IV. CONCLUSIONES.

La investigación, después de analizar el estado del arte de los métodos de sintonización para controladores PI y PID a nivel industrial, en relación al modelamiento de sistemas de control, demostró fundamentalmente el nivel de prioridad que posee la implementación de los reguladores en el control de procesos, en la teoría de control.

Teniendo en cuenta la revisión del estado del arte de los métodos de sintonización se concluye que existen aproximadamente un 90% de reglas de sintonización para reguladores PI definidas para la estructura del controlador PI Ideal, de las cuales un 50% se basan en modelos FOLPD; en cuanto a los reguladores PID existen un 44% de reglas de sintonización definidas para la estructura del controlador PID ideal, de las cuales un 36% de los métodos se encuentran basados en modelos FOLPD. Este resultado muestra claramente la gran aplicación que poseen los reguladores PID en control de procesos industriales dado que existen una gran variedad de estructuras definidas para ellos.

En el análisis de métodos de sintonización para controladores PI se seleccionaron 10 reglas básicas de ajustes, empleadas en los sistemas de control de primer orden con retardo FOLPD, las cuales fueron analizadas ante diferentes condiciones del sistema midiendo la eficiencia de las mismas mediante el empleo de parámetros de desempeño. Los resultados en simulación permitieron visualizar, en primer lugar, las características propias de cada uno de los sistemas de control correspondientes a cada método de sintonización analizado; y en segundo lugar, analizar gráficamente la tendencia o dispersión de cada uno de los parámetros de desempeño evaluados sobre los sistemas de control analizados, permitiendo establecer las principales deducciones sobre la relación dada entre los parámetros del modelo y/o los parámetros de controlador PI sintonizado, teniendo presente que los resultados obtenidos solo aplican para sistemas con modelos FOLPD (Primer Orden con Retardo), ya que las características de la sintonización de los controladores PI variarían si se trataran otros tipos de modelos.

A partir de los resultados obtenidos en simulación se concluye que el método de sintonización con el cual se obtiene el mejor desempeño para el controlador ante la condición cambio en referencia escalón es, *Chien Et Al Servo 0% Overshoot*. Sin embargo, al evaluar este método de sintonización ante la condición *Perturbación de*

Carga, se concluyó que, para este caso, presenta un regular desempeño debido a la relación obtenida entre los parámetros del controlador, a diferencia de los métodos de sintonización *Ziegler Nichols*, *Cohen y Coon* y *Chien Et Al Regulator*, con los cuales se logran los mejores tiempos de restablecimiento ante esta condición. Aunque, al analizar el sistema ante la condición *error en medición*, todos los métodos de sintonización muestran tener un buen desempeño, ya que se obtienen tiempos de restablecimiento similares, para cada uno de ellos, el método que presenta el mejor desempeño ante esta condición es *Chien Et Al Servo 0% Overshoot*.

Sin embargo, teniendo en cuenta los resultados obtenidos sobre el sistema de control físico, donde se compararon las diferentes respuestas en relación a las obtenidas en simulación, se concluyó que el método que mejor funciona en la práctica es *Hazebroek y Van der Waerden*, ya que no solo estabiliza el sistema con el menor tiempo de convergencia ante la referencia escalón especificada, sino que además, es el método que mejor funciona ante las condiciones de sobresaturación de la señal de control del sistema, impidiendo las sobreoscilaciones propias del mismo.

Por último, a pesar que el método de sintonización *McMillan* fue preajustado para observar si era posible lograr un mejor desempeño del sistema, los resultados obtenidos demostraron todo lo contrario, siendo este el método de sintonización que presenta el peor índice de desempeño sobre el sistema de control, demostrando de esta manera, sobre que rango de valores para los parámetros del controlador es posible lograr los mejores desempeños sobre el sistema.

V. PERSPECTIVAS Y TRABAJOS FUTUROS.

Las siguientes perspectivas se presentan como base de apoyo a futuros trabajos de investigación:

Se tiene como perspectiva a futuras investigaciones, evaluar el desempeño de un controlador PID sobre un modelo FOLDP, de tal manera que se logre analizar como varía el desempeño del regulador ante el efecto de implementar la acción derivativa sobre el sistema de control, teniendo en cuenta, cuales serían los criterios fundamentales para seleccionar los métodos de sintonización para ajustar un controlador PID a partir del tipo de planta o proceso de control.

Otra investigación interesante sería analizar el desempeño de los controladores PI y/o PID ante las condiciones *perturbación de carga* y *error en medición*, a partir de las variaciones en los parámetros del modelo FOLPD de control, tanto para la ganancia del modelo, como para los parámetros, tiempo de respuesta y tiempo de retardo del mismo, de tal manera que se logre evidenciar hasta que rangos de valores es posible obtener el mejor desempeño para un regulador.

Por otra parte, se propone analizar el desempeño de los métodos de sintonización para controladores PI – PID bajo el efecto de la sobresaturación de la señal de control del sistema, e implementando el bloque anti – wind up para compensar dicho efecto, de forma tal que se logre analizar que tanto cambian características propias de la señal de salida del sistema, y como se comparte este mismo ante las condiciones evaluadas en este trabajo de investigación, al implementar el bloque anti – wind up sobre el proceso de control.

VI. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

- [1] Aidan O'Dwyer. Dublin Institute of Technology, Ireland. *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. Imperial College Press. World Scientific. 5 – 21.
- [2] Astrom, K.J. and Hagglund, T., *PID Controllers: Theory, Design and Tuning* (Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina, 2nd Edition, 1995).
- [3] Chen, G., *International Journal of Intelligent Control and Systems* **1** (1996), 235 – 246.
- [4] Fertik, H.A., *ISA Transactions* **14** (1975), 292 – 304.
- [5] Foxboro, *I/A/Series EXACT Multivariable Control Product Specifications* (PSS 21S – 3A2 B3, Foxboro Company, U.S.A., 1994).
- [6] Huang, C.-T., Chou, C.-J. and Wang, J.-L., *Journal of the Chinese Institute of Chemical Engineers* **27** (1996), 107 – 120.
- [7] Huang, H.-P., Lee, M.-W. and Chen, C.-L., *Journal of the Chinese Institute of Chemical Engineers* **31** (2000), 225 – 236.
- [8] ISMC, *RAPID: Robust Advanced PID Control Manual* (Intelligent System Modeling and Control nv, Belguim, 1999).
- [9] Kaya, A. and Scheib, T.J., *Control Engineering* (July, 1988), 62 – 65.
- [10] Luyben, W.L., *Industrial Engineering Chemistry Research* **40** (2001), 3605 – 3611.

[11] McMillan, G.K., *Tuning and control loop performance – a practitioner's guide* (Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina, 3rd Edition, 1994).

[12] Poulin, E. and Pomerleau. A., *IEEE Proceedings – Control Theory and Applications* **143** (1996), 429 – 435.

[13] Smith, C.A. and Corripio, A.B., *Principles and Practice of automatic process control* (2nd Edition, John Wiley and Sons, 1997).

[14] St. Clair, D.W., http://members.aol.com/pid_algorithm.html, 2000.

[15] Katsushico Ogata. *Ingeniería de Control Moderno*. 4^a Edición. Capítulo 10. Controladores PID y Sistemas de Control con 2 Grados de Libertad.

ANEXO I.

%METODOS DE SINTONIZACION PARA CONTROLADORES PI INDUSTRIALES%

```
disp('SOFTWARE DE SINTONIZACION PARA CONTROLADORES PI INDUSTRIALES');
Tm = input('DIGITE EL VALOR DEL TIEMPO DE RESPUESTA DEL SISTEMA: ');
Km = input('DIGITE EL VALOR DE LA GANANCIA DEL SISTEMA: ');
tm = input('DIGITE EL VALOR DEL TIEMPO DE RETARDO DEL SISTEMA: ');
M = menu('SELECCIONE EL METODO DE SINTONIZACION DEL CONTROLADOR PI', 'ZIEGLER AND
NICHOLS', 'HAZEBROEK AND VAN DER WAERDEN', 'CHIEN ET AL REGULATOR', 'CHIEN ET AL
SERVO', 'COHEN AND COON', 'TWO CONSTRAINTS CRITERION', 'MCMILLAN', 'ST CLAIR');

if M == 1
    Kc = (0.9*Tm)/(Km*tm); % CONSTANTE DE PROPORCIONALIDAD
    Ti = 3.33*tm; % TIEMPO DE INTEGRACION

elseif M == 2
if ((tm/Tm >= 0.2)&(tm/Tm < 0.3))
    alfa = 0.68;
    beta = 7.14;
elseif ((tm/Tm >= 0.3)&(tm/Tm < 0.4))
    alfa = 0.70;
    beta = 4.76;
elseif ((tm/Tm >= 0.4)&(tm/Tm < 0.5))
    alfa = 0.72;
    beta = 3.70;
elseif ((tm/Tm >= 0.5)&(tm/Tm < 0.6))
    alfa = 0.74;
    beta = 3.03;
```

```
elseif ((tm/Tm >= 0.6)&(tm/Tm < 0.7))
    alfa = 0.76;
    beta = 2.50;
elseif ((tm/Tm >= 0.7)&(tm/Tm < 0.8))
    alfa = 0.79;
    beta = 2.17;
elseif ((tm/Tm >= 0.8)&(tm/Tm < 0.9))
    alfa = 0.81;
    beta = 1.92;
elseif ((tm/Tm >= 0.9)&(tm/Tm < 1.0))
    alfa = 0.84;
    beta = 1.75;
elseif ((tm/Tm >= 1.0)&(tm/Tm < 1.1))
    alfa = 0.87;
    beta = 1.61;
elseif ((tm/Tm >= 1.1)&(tm/Tm < 1.2))
    alfa = 0.90;
    beta = 1.49;
elseif ((tm/Tm >= 1.2)&(tm/Tm < 1.3))
    alfa = 0.93;
    beta = 1.41;
elseif ((tm/Tm >= 1.3)&(tm/Tm < 1.4))
    alfa = 0.96;
    beta = 1.32;
elseif ((tm/Tm >= 1.4)&(tm/Tm < 1.5))
    alfa = 0.99;
    beta = 1.25;
elseif ((tm/Tm >= 1.5)&(tm/Tm < 1.6))
    alfa = 1.02;
    beta = 1.19;
elseif ((tm/Tm >= 1.6)&(tm/Tm < 1.7))
    alfa = 1.06;
```

```
beta = 1.14;
elseif ((tm/Tm >= 1.7)&(tm/Tm < 1.8))
    alfa = 1.09;
    beta = 1.10;
elseif ((tm/Tm >= 1.8)&(tm/Tm < 1.9))
    alfa = 1.13;
    beta = 1.06;
elseif ((tm/Tm >= 1.9)&(tm/Tm < 2.0))
    alfa = 1.17;
    beta = 1.03;
elseif ((tm/Tm >= 2.0)&(tm/Tm < 2.2))
    alfa = 1.20;
    beta = 1.00;
elseif ((tm/Tm >= 2.2)&(tm/Tm < 2.4))
    alfa = 1.28;
    beta = 0.95;
elseif ((tm/Tm >= 2.4)&(tm/Tm < 2.6))
    alfa = 1.36;
    beta = 0.91;
elseif ((tm/Tm >= 2.6)&(tm/Tm < 2.8))
    alfa = 1.45;
    beta = 0.88;
elseif ((tm/Tm >= 2.8)&(tm/Tm < 3.0))
    alfa = 1.53;
    beta = 0.85;
elseif ((tm/Tm >= 3.0)&(tm/Tm < 3.2))
    alfa = 1.62;
    beta = 0.83;
elseif ((tm/Tm >= 3.2)&(tm/Tm < 3.4))
    alfa = 1.71;
    beta = 0.81;
elseif ((tm/Tm >= 3.4)&(tm/Tm <= 3.5))
```

```
    alfa = 1.81;
    beta = 0.80;
elseif tm/Tm > 3.5
    alfa = 0.5*(tm/Tm) + 0.1;
    beta = tm/(1.6*tm - 1.2*Tm);
end;
Kc = alfa*Tm/(Km*tm); % Constante de Proporcionalidad
Ti = beta*tm; % Tiempo de Integración

elseif M == 3
    if ((tm/Tm >= 0.1)&(tm/Tm <= 1.0))
        N = menu('SELECCIONE EL PORCENTAJE DE OVERSHOOT', '0% OVERSHOOT', '20%
OVERSHOOT');
        if N == 1
            Kc = 0.6*(Tm/(Km*tm)); %Constante de Proporcionalidad.
            Ti = 4*tm; % Tiempo de Integración.
        elseif N == 2
            Kc = 0.7*(Tm/(Km*tm)); %Constante de Proporcionalidad.
            Ti = 2.33*tm; %Tiempo de Integración.
        end;
    end;

elseif M == 4
    if ((tm/Tm >= 0.1)&(tm/Tm <= 1.0))
        N = menu('SELECCIONE EL PORCENTAJE DE OVERSHOOT', '0% OVERSHOOT', '20%
OVERSHOOT');
        if N == 1
            Kc = 0.35*(Tm/(Km*tm)); %Constante de Proporcionalidad.
            Ti = 1.17*Tm; %Tiempo de Integración.
        elseif N == 2
            Kc = 0.6*(Tm/(Km*tm)); %Constante de Proporcionalidad.
```

```
Ti = Tm; %Tiempo de Integracion.
end;
end;

elseif M == 5
    Kc = (1/Km)*((0.9*Tm/tm) + 0.083); %Constante de Proporcionalidad.
    Ti = Tm*(((3.33*tm/Tm) + 0.31*((tm/Tm)^2))/(1 + (2.22*tm/Tm))); %Tiempo de Integracion.

elseif M == 6
    if ((tm/Tm >= 0.1)&(tm/Tm <= 1.0))
        Kc = (0.928/Km)*((Tm/tm)^0.946);
        Ti = (Tm/1.078)*((tm/Tm)^0.583);
    end;

elseif M == 7
    Kc = Km/3;
    Ti = tm;

elseif M == 8
    if (tm/Tm >= 0.33)
        Kc = (0.333*Tm)/(Km*tm);
        Ti = Tm;
    end;
end;
disp('EL VALOR DE LA CONSTANTE DE PROPORCIONALIDAD Kc ES');
disp(Kc);
disp('EL VALOR DEL TIEMPO DE INTEGRACION TI ES');
disp(Ti);
```