

DISEÑO DE CONTROLADORES AVANZADOS PARA UN MOTOR DE DC

Mauricio Pérez Arcila¹, Juan Esteban Gil López², Edmar Osvery Botero García³

^{1,2,3} Estudiante de Ingeniería en Instrumentación y Control del Politécnico Colombiano Jaime Isaza Cadavid, Carrera 48 No 7-115, Medellín-Colombia.
Correo: mparcila@gmail.com, juangil321@gmail.com, osvery80@hotmail.com

RESUMEN

En este artículo se trata la adquisición de datos, identificación, validación, tanto del modelo matemático del sistema como de la perturbación, y se diseñan los controladores avanzados mediante diferentes técnicas de control. Para el análisis y diseño de los algoritmos de control se utilizó la interfaz gráfica *Control Digital v. 1.1*, desarrollada en el software MATLAB[®] R2008a v. 7.6. En la implementación de los algoritmos de control se utilizó la interfaz gráfica diseñada en el software LabVIEW[™] v. 8.6, la cual sirvió para comprobar el correcto funcionamiento y cálculo de los parámetros hallados por la interfaz de Control Digital, y así, operar el sistema (Motor de DC) con los controladores más adecuados según su comportamiento en cuanto al máximo sobre impulso, error en estado estable, y tiempo de establecimiento; empleando una sub-función diseñada en LabVIEW, que permite seleccionar la ley de control a ser implementada en el proceso.

Palabras clave: Adquisición de datos, identificación, validación, control avanzado, ley de control.

Recibido: 15 de Abril de 2009. Aceptado: 30 de Junio de 2009
Received: April 15, 2009 Accepted: June 30, 2009

ADVANCED CONTROLLERS DESIGN FOR A DC MOTOR

ABSTRACT

This paper shows the data acquisition, identification, validation (mathematic model from the system), of the system model, as well as the perturbation model, and the design of the advanced controllers, through different techniques and control models. For the analysis and design of the control algorithms here implemented, the graphical interface Control Digital v. 1.1 developed in the software MATLAB[®] R2008a v. 7.6 was used. In the implementation of the control algorithms, the graphical interface designed in the software LabVIEW[™] v. 8.6 was used, which, was useful to validate the correct performance and calculation of the parameters found by the Control Digital interface, therefore, to control the system (DC motor) with the more adequate controllers according to their behaviour, regarding to the maximum over impulse, stable state error; and using a sub-function designed in LabVIEW[™] v. 8.6, which allows to select the control law depending on the kind of controller to be implemented in the process.

Keywords: *Data acquisition, identification, validation, advanced control, control law.*

1. INTRODUCCIÓN

En todo sistema físico es importante conocer y analizar tanto el comportamiento en lazo abierto sin controlador, como en lazo cerrado con controlador, lo que permite determinar ciertos parámetros que influyen directamente en el comportamiento del sistema.

El buen diseño y elección de los parámetros y controladores, hacen que la respuesta del sistema real ante una señal de excitación o estímulo determinada, en este caso un escalón, sea la esperada en concordancia con la simulación realizada, donde se busca que el sistema sea controlable obteniendo un error igual o cercano a cero, lo cual, es fundamental en el control de sistemas.

Por lo tanto, en este documento se hizo un análisis de varios tipos de controladores avanzados, y su desempeño en el control de un sistema dinámico, con el fin de observar sus ventajas y desventajas a la hora de ser implementados en procesos reales.

2. DESARROLLO CONCEPTUAL

El sistema está compuesto por dos motores de DC de diferentes características, uno como elemento principal del proceso, donde la variable de entrada es el voltaje de alimentación y la variable de salida es la velocidad. El otro motor trabaja como sensor de la velocidad del motor principal. También existe una etapa de acondicionamiento de las señales de control y de potencia.

La entrada del motor principal es el voltaje de alimentación, con un rango de 0 a 12 voltios de DC (corriente directa). La salida del motor es la velocidad del mismo, con un rango de 0 a 3600 RPM (revoluciones por minuto). Ambas variables se expresan en porcentaje en el resto del trabajo.

El sistema tiene una zona lineal de trabajo entre 0.7 y 10 voltios de DC, lo que equivale al 5.83% y el 83.33% respectivamente. Este sistema tiene una zona muerta entre 0 y 0.7 voltios de DC, y una zona de saturación entre 10 y 12 voltios de DC. Ver figura 2.

Como se aprecia en la figura 2, la respuesta del sistema ante un estímulo escalón es estable, esto

significa que no tiene integradores puros, por lo cual se deduce que este sistema es tipo cero.

A continuación se muestran los procedimientos realizados en cada etapa del diseño, al igual que las gráficas de respuesta, para determinar los mejores controladores diseñados para el sistema "Motor de DC".

2.1 Adquisición de datos

La adquisición de datos, es la obtención de los datos (entrada, salida, tiempo) de la dinámica de un sistema ante una determinada entrada, lo que permite generar una base de datos con los valores de la respuesta del sistema ante el estímulo ingresado. Empleando una tarjeta de adquisición de datos (TAD), se recoge la información del sistema para poder realizar una modelación del mismo partiendo de los datos reales obtenidos.

La adquisición de los datos se obtuvo con un periodo de muestreo (T) igual a 0.02 segundos, este periodo de muestreo no se pudo seleccionar menor, debido a las limitaciones físicas presentes en el hardware usado. En la figura 1, se puede ver la configuración realizada para la adquisición de datos del sistema, el cual también es usado en el control del mismo.

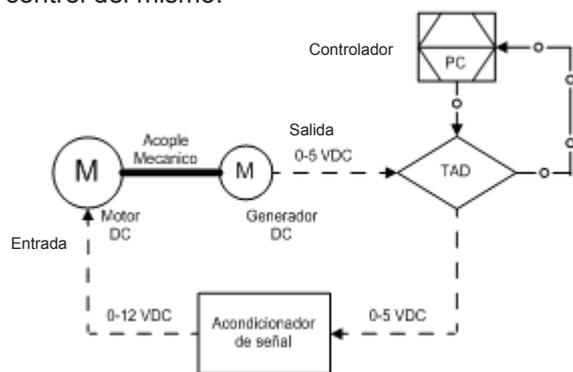


Fig.1. Diagrama Esquemático y de Control del Sistema.

2.1.1 Selección del escalón a modelar.

Se recorta la base de datos en el escalón seleccionado, para posteriormente validar el modelo.

El escalón seleccionado fue el del 40%, dado que este se encuentra en la zona lineal de trabajo, tal y como se ve en la figura 2.

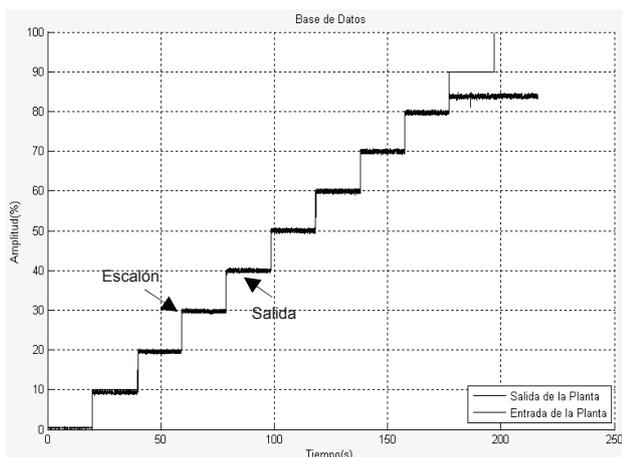


Fig. 2. Gráfica de la base de datos obtenida con la TAD.

2.2 Identificación.

Consiste en la selección del modelo al cual se desea acercar el sistema, POR (primer orden), SOR (segundo orden), o un orden mayor, teniendo en cuenta que para cada modelo estimado, se cuenta con métodos de identificación paramétrica y no paramétrica; donde el primer tipo de identificación (paramétrica), fue el utilizado en el desarrollo y cálculo de los controladores analizados. [1]

2.3 Validación.

Es comparar la función de transferencia del sistema real, con una función de transferencia aproximada, obtenida mediante un método o modelo de identificación, entre los que se encuentran: el modelo ARMAX, ARX (autoregresivos), Box-Jenkins, Output-Error, RLS, RLS No Recursivo (mínimos cuadrados), o mediante curva de reacción, como lo son el modelo POR y SOR. En este caso se hizo uso del modelo ARMAX, el cual permite obtener un modelo tanto del sistema como de la perturbación del mismo.

En la figura 3, se ve la identificación obtenida con el modelo ARMAX realizando una aproximación a un modelo de primer orden.

Con la ayuda de la interfaz desarrollada, se logró obtener una representación matemática del sistema analizado, del cual se obtuvieron las funciones de transferencia de la planta (ver ecuación 1 y 2) en tiempo continuo y discreto. [2]

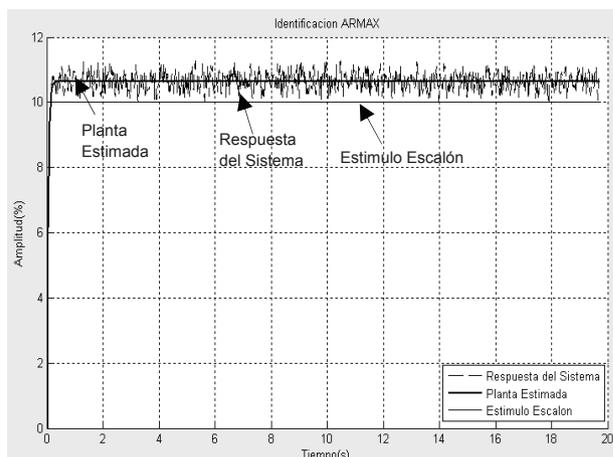


Fig. 3. Identificación del sistema con un modelo ARMAX.

$$G_m(s) = \frac{1.0651}{0.04715s + 1} \quad (1)$$

$$G_m(z^{-1}) = \frac{0.37151Z^{-1}}{1 - 0.65118Z^{-1}} ; T = 0.02s \quad (2)$$

El modelo de la perturbación puede ser calculado o no, dependiendo del algoritmo de identificación seleccionado. La ecuación 3, muestra el modelo de la perturbación del sistema en tiempo discreto.

$$G_p(z^{-1}) = \frac{1 - 0.41869Z^{-1}}{1 - 0.65118Z^{-1}} ; T = 0.02s \quad (3)$$

2.4 Controladores Avanzados.

El Control Avanzado, hace referencia a técnicas y algoritmos de control desarrollados, tanto a nivel de variables de estado, como de la predicción de estados de la variable controlada; obteniendo así, controladores en el espacio de estados o observadores de estado, autoadaptables, de mínima varianza, adaptivos y predictivos, entre otros, los cuales ayudan a determinar acciones de control más exactas y con menos esfuerzos en los elementos finales de control, con el propósito de evitar desgastes en ellos. Además, dichos algoritmos de control resultan ser muy efectivos debido a que son optimizados en relación con su desempeño y estrategia de control.

Mediante la simulación e implementación de los controladores avanzados se espera obtener una respuesta del sistema con un tiempo de establecimiento (t_s) menor a 1 segundo, un sobre impulso (M_p) menor o igual al 10%, y un error en estado estable (e_{ss}) igual a 0. Por otra parte la salida de control se saturó al 100%, tanto en la simulación como en la implementación. Para las respuestas simuladas se utilizaron escalones pequeños (1%), con el fin de tener una mejor apreciación de la respuesta del sistema.

2.4.1 Observadores de Estado.

Permiten estimar las variables o estados de un sistema en base a mediciones de las señales de salida y de control. Estos permiten arrojar un valor estimado acerca del valor que toman dichos estados, permitiendo conocer un dato aproximado del valor real, además cuentan con muy poco margen de error. La figura 4 presenta como se hace la estimación de los estados para un observador.

Los observadores de estado generan un buen control del sistema, ofreciendo estabilidad y exactitud. Además de su buen comportamiento, ofrecen un buen desempeño sobre el elemento final de control (E.FC), ya que no lleva a este a desgastes físicos, debido a la dinámica del controlador. En este tipo de controladores es importante tener presente que el observador debe ser más rápido que el proceso. [3]

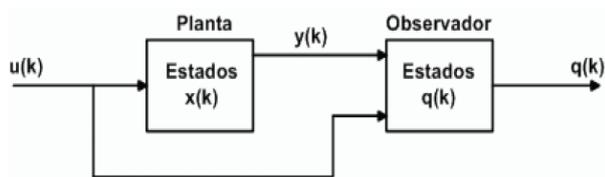


Fig. 4. Estimación de estados. [3]

2.4.1.1 Observador de Estado.

Es otro sistema dinámico LTI (*Linear Time Invariant*) que tiene como entradas, la entrada y la salida del sistema, y como salida, los valores de las variables de estado. En la figura 5, se muestra un Observador de Estado, donde la matriz de ganancia K se obtuvo con los polos: [0.2 0.2]; y la matriz de ganancia del observador L con polos: [0.45 0.45].

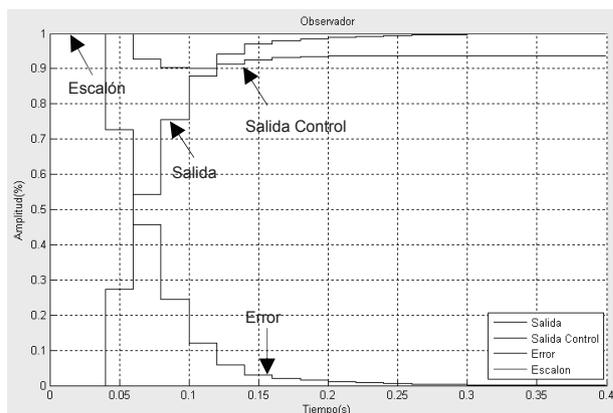


Fig. 5. Observador de Estado.

2.4.1.2 Observador de Estado Tipo Servo Integrador.

Permite obtener el estado del sistema en el instante $k+1$, estimando $X(k+1)$ a partir de $u(k)$ y de $y(k)$.

En la figura 6, se muestra un Observador de Estado Tipo Servo Integrador, donde la matriz de ganancia K se obtuvo con los polos: [0.76 0.76 0.76]; y la matriz de ganancia del observador L con polos: [0.9 0.9]. Cabe resaltar que la matriz L se forma de acuerdo a los parámetros de funcionamiento deseados para el sistema.

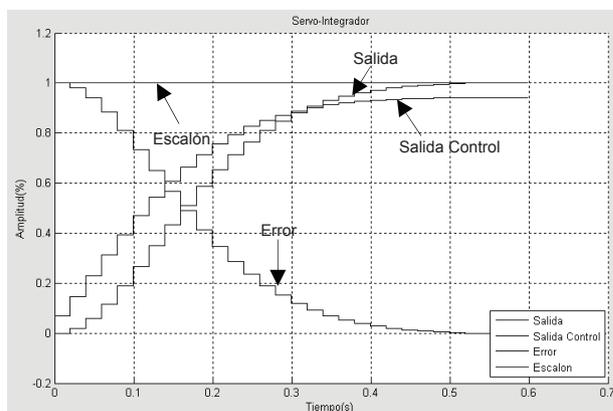


Fig. 6. Observador de Estado Tipo Servo Integrador.

2.4.2 Controladores Autoadaptables.

Este tipo de controladores conforman una estructura basada en el principio de la separación de las tareas de control e identificación. El diseño, se realiza suponiendo inicialmente parámetros conocidos, los cuales luego de ser utilizados y realizar los cálculos predeterminados en su estructura, sustituyen los anteriormente supuestos. En estos controladores se aplica el principio de

equivalencia cierta, el cual supone que los parámetros identificados son similares o coinciden con los parámetros reales de la planta o proceso. De estos controladores autoajustables se conocen tres partes:

- Un algoritmo recursivo de identificación de parámetros.
- Un mecanismo de adaptación que realiza la tarea de diseño del controlador.
- Un controlador con parámetros ajustables.

2.4.2.1 Controlador STR (Self Tuning Regulator).

Este tipo de controlador se diseña de forma que cumpla con las especificaciones dadas o requeridas por el usuario, ubicando los polos del sistema acorde a las especificaciones deseadas, las cuales permiten calcular una ecuación característica del sistema en lazo cerrado. La solución de dicha ecuación (ver ecuación 4), genera los parámetros del controlador. [4]

$$\Delta(z^{-1})=1+\alpha_1Z^{-1}+\dots+\alpha_nZ^{-n}=P(z^{-1})A(z^{-1})+Q(z^{-1})B(z^{-1})z^{-d} \quad (4)$$

En la figura 7, se observa un controlador STR, con parámetros de diseño: $t_s=1s$, y un $Mp=5\%$; los cuales generan los siguientes polos para el sistema: $[0.91987+0.07736i \ 0.91987-0.07736i \ 0]$, y así, obtener la respuesta deseada del sistema, al implementar el control en la planta analizada.

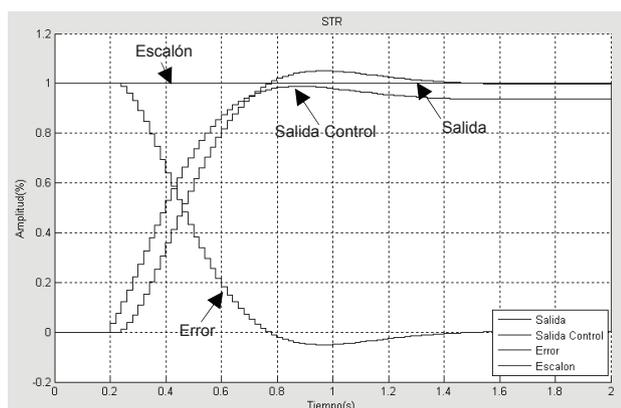


Fig. 7. Respuesta Simulada del Controlador Autoajutable STR.

Luego de obtener la simulación del controlador para el sistema, y observar la dinámica de este, se comparan ambas respuestas, la simulada y la real, esta última se aprecia en la figura 8.

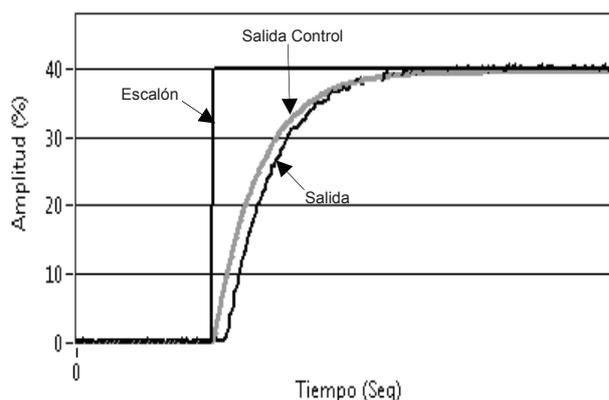


Fig. 8. Respuesta del Sistema Real ante el Controlador STR.

2.4.3 Controladores de Mínima Varianza (MVR).

En este tipo de controladores se usa como criterio de diseño, la minimización de la función o índice de coste del proceso, además, buscan hacer más pequeñas o mínimas las variaciones causadas por perturbaciones estocásticas que afectan la salida, lo cual es un objetivo de estos controladores. [4]

En el diseño de los controladores de mínima varianza: MVR1, MVR2, y MVR3, se recurre a agregar una ganancia en el set-point en el software realizado en LabVIEW, donde se implementaron las leyes de control para todos los controladores acá presentados; esta ganancia se ingresa, con el fin de obtener una respuesta sin error y un buen control del proceso.

2.4.3.1 Controlador MVR1.

El controlador de mínima varianza ponderado o MVR1, con el objetivo de hacer menor la función de coste J , se calcula su derivada con respecto a la acción o ley de control $u(k)$, e iguala tal resultado a cero. La ley de control de este tipo de controlador se aprecia en la ecuación 5.

$$u(k) = \frac{1}{zB(z^{-1})F(z^{-1})rC(z^{-1})} [C(z^{-1})w(k+d+1) - G(z^{-1})y(k)] \quad (5)$$

En este controlador se asumió un factor de ponderación $r = 1$, con el fin de obtener un mejor desempeño del controlador. Cabe resaltar que entre mayor sea este factor, mayor es el ess ; esto se hace con el objetivo de obtener un mejor ajuste del control al proceso y buscar un ess , (error en estado estable) aproximado o igual a cero; pero como se ve en la figura 9, la respuesta del MVR1 aunque estabiliza la planta, no genera la ganancia

suficiente para que el controlador ofrezca exactitud en la salida.

Esto se debe a la configuración misma de este tipo de controlador, tal y como se ve en la ecuación 5, de ahí que su respuesta sea solo hasta la mitad del estímulo ingresado, ver figura 9.

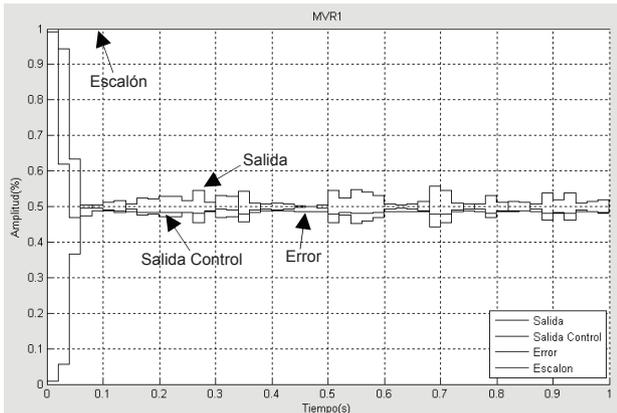


Fig. 9. Respuesta Simulada del Controlador MVR1.

La figura 10, muestra el comportamiento real del sistema, mediante la implementación de la ley de control del MVR1, empleando el software LabVIEW™ v. 8.6. [7] Con el fin de obtener el correcto desempeño del controlador en el sistema, y corregir el e_{ss} , se optó por implementar una ganancia $K_0=0.84$ en el set-point, minimizando el e_{ss} , llevando este a ser igual o aproximadamente cero, como se observa en la figura 10.

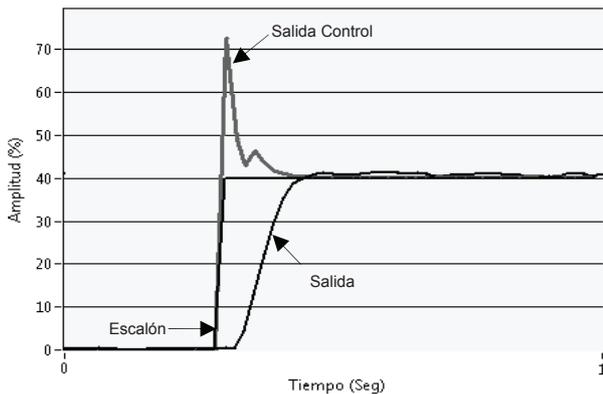


Fig. 10. Respuesta del Sistema Real ante el Controlador MVR1.

2.4.3.2 Controlador MVR2.

El controlador MVR2 o controlador de mínima varianza con seguimiento de referencias, se basa en el cálculo de la acción o ley de control que haga

mínima la varianza del sistema a la salida, calculando la esperanza matemática de la función de coste, y de igual forma que en el MVR1, derivando J con respecto de $u(k)$, para así, minimizar el error presente en la salida del sistema. La ecuación 6, representa la ley de control del MVR2.

$$u(k) = \frac{1}{zB(z^{-1})F(z^{-1})} [C(z^{-1})w(k+d+1) - G(z^{-1})y(k)] \quad (6)$$

Si se comparan las leyes de control de los controladores MVR1 y MVR2, se ve claramente que ambos difieren en la parametrización del polinomio $C(z^{-1})$ y el factor r , los cuales pertenecen al MVR1. Debido a esto, se ve que el controlador MVR1 tiene una ganancia menor que el MVR2, el cual a diferencia del MVR1, si logra controlar el sistema ante la señal de excitación ingresada.

En la figura 11, se muestra la respuesta del sistema, de la cual se obtiene la matriz $Cont$, que contiene los siguientes polinomios para el diseño del controlador:

Fila 1: el polinomio resultante de la operación $(FB + RC)$.

Fila 2: el polinomio C .

Fila 3: el polinomio G .

Los coeficientes de estos polinomios son los ingresados en la interfaz de visualización y registro desarrollada en el software LabVIEW™ v. 8.6. En la ecuación 7, se ve la matriz $Cont$ la cual contiene los coeficientes de los polinomios anteriores. [5]

$$Cont = \begin{bmatrix} 0.37151 & 0.086373 & 0.0 \\ 1.0 & -0.41869 & 0.0 \\ 0.15140 & 0.0 & 0.0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

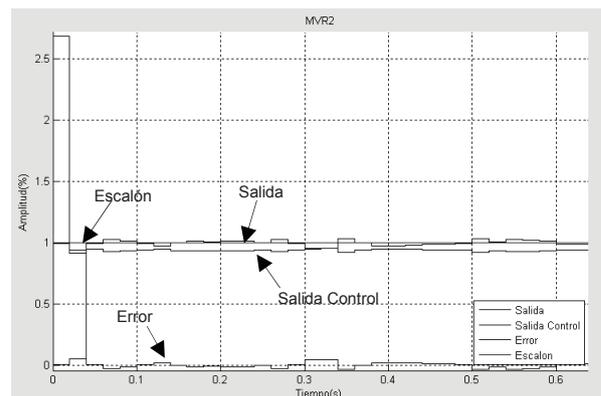


Fig. 11. Respuesta Simulada del Controlador MVR2.

En la figura 12, se presenta la respuesta del sistema ante una entrada escalón, la cual se uso para observar el comportamiento del proceso ante el control implementado. Al igual que en el controlador MVR1, en este controlador se utilizo una ganancia en el set-point $K_0=0.73$, con el fin de obtener una respuesta correcta en el control del sistema.

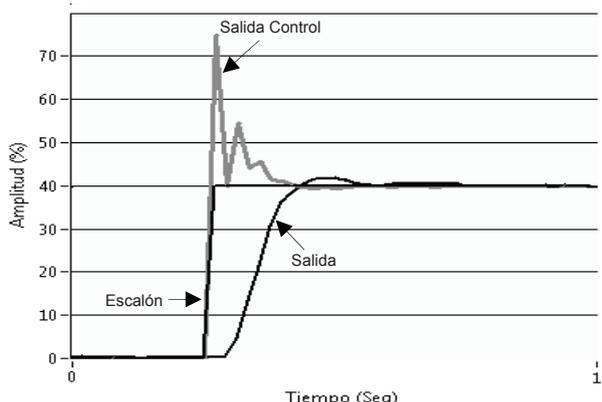


Fig. 12. Respuesta del Sistema Real ante el Controlador MVR2.

2.4.3.3 Controlador MVR3.

Este controlador al igual que los anteriores, se centra en actuar ante las variaciones en la salida del sistema debido a las perturbaciones presentes, aunque dicho controlador presenta error en estado estable ante las variaciones de la referencia o de las mismas perturbaciones.

La ecuación 8, hace referencia a la ley de control del controlador MVR3.

$$u(k) = -\frac{G(z^{-1})}{zB(z^{-1})F(z^{-1})}y(k) \quad (8)$$

Como se ve en la ecuación 8, este controlador tiene en cuenta las perturbaciones presentes y futuras, al igual que el efecto sobre la salida de las perturbaciones anteriores del sistema.

Al igual que el controlador MVR1, este controlador presenta un error en estado estable mucho mayor haciendo que la respuesta del mismo, sea alrededor del 25% de la señal de entrada aplicada.

Esto da a entender, que la acción del controlador sobre el sistema, hace que se vea afectada directamente la ganancia del mismo, generando la respuesta mostrada en la figura 13, la cual no era la esperada según la estructura matemática mostrada en la ley de control, pues si esta técnica de control

busca mejorar la respuesta del sistema haciendo menor el error en la salida del mismo, en la simulación se puede ver todo lo contrario.

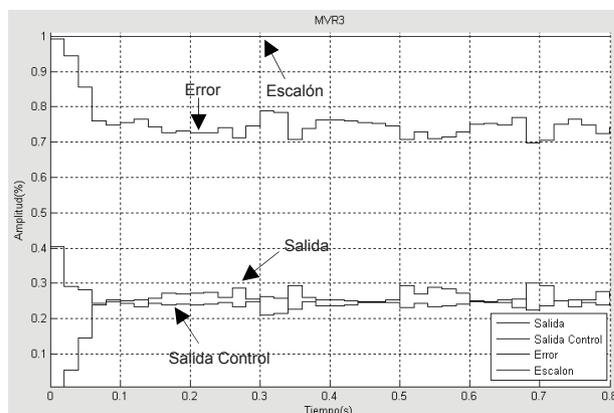


Fig. 13. Respuesta Simulada del Controlador MVR3.

Al igual que en el MVR1, para este controlador se implemento un $K_0=1.23$, mejorando la respuesta del sistema y obteniendo la salida mostrada en la figura 14, donde se aprecia que el ess es aproximadamente igual a cero, al momento de implementar el control en la planta real.

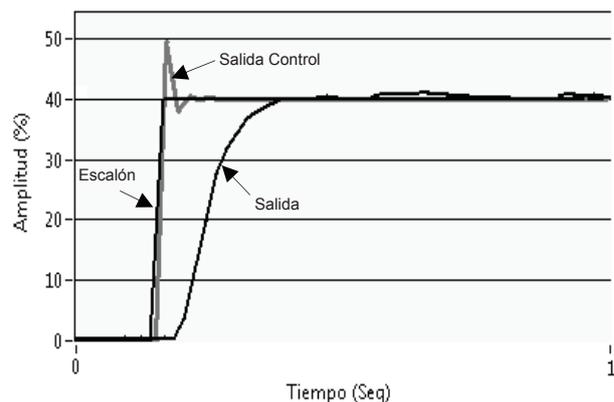


Fig. 14. Respuesta del Sistema Real ante el Controlador MVR3.

2.4.3.4 Controlador MVR3I.

El controlador MVR3 mas integrador o MVR3I, solo modifica al controlador MVR3 en la adición del integrador a este (ver ecuación 9), en el que se ve involucrado un parámetro α (alfa) igual a 0.6, que sirve para modificar de una forma directa el integrador agregado al controlador, permitiendo realizar el efecto integral para minimizar el error presente en la salida del sistema. La ecuación 9 muestra la ley de control del MVR3I.

$$u(k) = -\frac{G(z^{-1})}{zB(z^{-1})F(z^{-1})} \left[\frac{Z-1+\alpha}{Z-1} \right] y(k) \quad (9)$$

Como se observa en la figura 15, este controlador estabiliza el sistema y corrige el *ess*; esto se debe a la configuración misma del diagrama de bloques, pues el controlador y el integrador se encuentran en el lazo directo, eliminando el error en la salida.

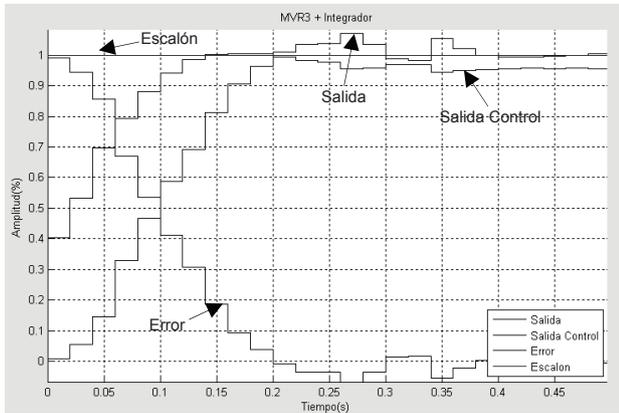


Fig. 15. Respuesta Simulada del Controlador MVR3I.

El controlador MVR3I a diferencia del MVR3, como se aprecia en la figura 16, responde correctamente ante el estímulo escalón aplicado, ya que corrige mediante el integrador el error que genera el sistema en su salida, y cabe aclarar que este controlador no necesita de una ganancia en su set-point como los dos anteriormente mencionados.

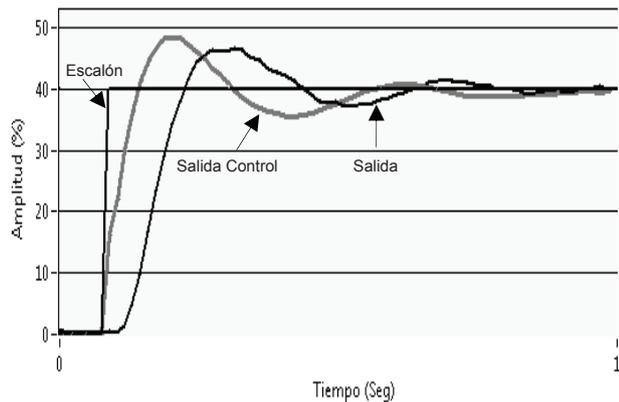


Fig. 16. Respuesta del Sistema Real ante el Controlador MVR3I.

2.4.4 Controlador PI Adaptivo.

El controlador PI (*Proporcional + Integral*) Adaptivo, se diseña para sistemas POR, seleccionando el cero del controlador de modo que cancele el polo

de la planta, en este caso se selecciono el valor del cero igual a 0.5, con el objetivo de obtener una mayor velocidad de respuesta del sistema. Como se observa en la ecuación 10 (Controlador PI), donde *k* es igual al polo de la planta, y *q₀* es el parámetro del controlador que hace que el sistema tenga ganancia unitaria, y tenga una velocidad de respuesta rápida ante el polo seleccionado. [6]

$$D(z^{-1}) = \frac{M(z)}{E(z)} = \frac{q_0(z-k)}{z-1} \quad (10)$$

En la figura 18, se aprecia la respuesta del sistema con un controlador PI adaptivo ante un estímulo escalón del 40%, teniendo una repuesta congruente entre el sistema simulado (figura 17), y el sistema real (figura 18).

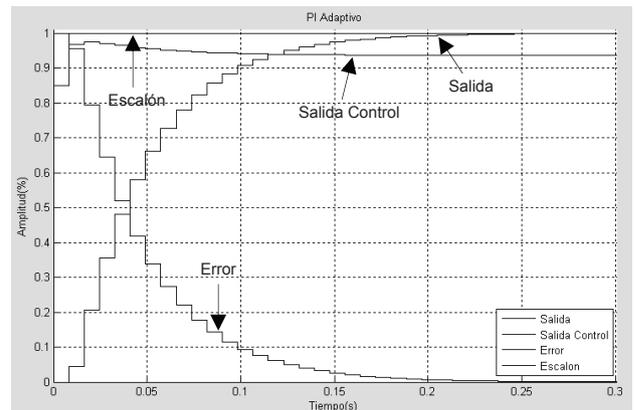


Fig. 17. Respuesta Simulada Controlador PI Adaptivo para un modelo POR.

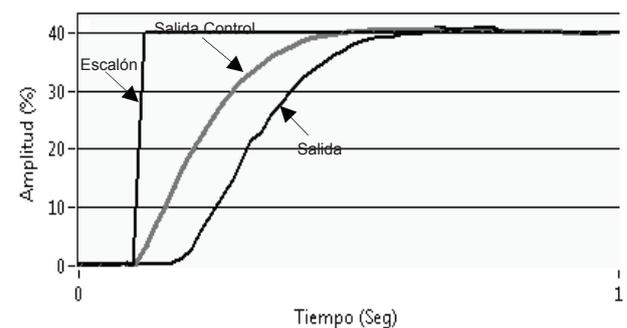


Fig. 18. Respuesta del Sistema Real, Controlador PI Adaptivo, modelo POR.

2.4.5 Control Adaptivo por Modelo de Referencia. MRAC (de sus siglas en ingles *Model Reference Adaptive Control*).

El controlador MRAC figura 19, es diseñado mediante el uso de modelos matemáticos

simulados por computador, y se hace útil a la hora de controlar sistemas no lineales o con variaciones en el tiempo de sus parámetros. Así, el sistema de control, se basa en que el sistema real siga la dinámica de un modelo predeterminado el cual converge ante una señal de excitación de entrada.

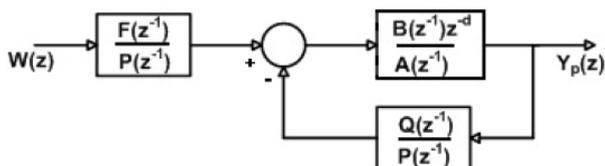


Fig. 19. Control por Modelo de Referencia Discreto, MRAC. [4]

Por lo tanto, para generar el control del sistema, se debe seleccionar un modelo de referencia acorde a las especificaciones deseadas, con el objetivo de obtener la respuesta adecuada del sistema, ya que si el modelo seleccionado no corresponde a la dinámica del sistema, este se puede volver incontrolable. Cabe resaltar que el sistema o modelo de referencia seleccionado puede ser un modelo lineal, lo importante es que cumpla con la respuesta y especificaciones deseadas para el sistema [4]. En este control existen tres partes fundamentales, las cuales son:

El controlador primario: Debe cumplir la condición de hacer posible que el conjunto de la planta y el controlador puedan reproducir el modelo de referencia.

El modelo de referencia: Debe seleccionarse con un comportamiento dinámico estable y que pueda ser seguido por el proceso a controlar.

La ley de adaptación: esta se puede obtener por diferentes métodos: Método de sensibilidad, método de Lyapunov y método de hiperestabilidad.

El modelo de referencia seleccionado fue un modelo POR, ya que el sistema se identificó de ese mismo orden. Con el fin de mejorar la velocidad de respuesta del sistema, se seleccionó un modelo de referencia de ganancia unitaria y una constante de tiempo de la mitad de la que posee el sistema. La función de transferencia del proceso se describe en la ecuación 1, y el modelo de referencia seleccionado se observa en la ecuación 11.

$$G_r(s) = \frac{1}{0.02357s + 1} \quad (11)$$

La ley de control para el MRAC discreto que se muestra en la ecuación 12, es característica de sistemas que no presentan ceros inestables, como lo es en este caso la planta analizada.

$$zB_m(z^{-1})R(z^{-1})w(k) = b_1 [P(z^{-1})u(k) + Q(z^{-1})y_p(k)] \quad (12)$$

Los modelos discretizados (planta y modelo de referencia) son calculados y mostrados en la interfaz desarrollada en MATLAB® R2008a, v. 7.6.

En la figura 20, se observa el desempeño del controlador MRAC discreto simulado para el proceso.

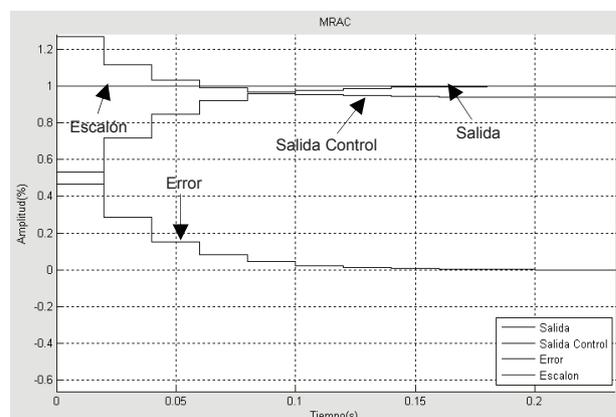


Fig. 20. Respuesta Simulada, Controlador MRAC.

2.4.6 Control Adaptivo con Ganancia Programable.

Los controladores con ganancia programable (*Gain Scheduling*) figura 21, son utilizados en procesos donde se hace necesario estabilizar el sistema alrededor de un punto de operación seleccionado, teniendo presente que el sistema analizado, puede ser lineal o no lineal. Para controlar sistemas no lineales, es común el uso de controladores lineales previamente obtenidos mediante un punto de operación establecido para satisfacer el control requerido en diferentes puntos de operación del sistema. [4]

Como el objetivo de estos controladores es mantener el control del sistema de una forma óptima, se realiza un diseño del controlador variando una variable que intervenga en el proceso y la cual se establece como variable de programación, pues con dicha variable se obtienen diferentes controladores para cada punto de operación seleccionado, proporcionando un

controlador diferente para cada punto del proceso analizado, lo que permite una mejor eficiencia del control sobre el proceso, garantizando un correcto funcionamiento del mismo.

Así, en cada punto de operación seleccionado se realiza una linealización de la(s) variable(s) de interés, obteniendo una gama de controladores para cada punto de operación seleccionado.

En conclusión, los parámetros de los controladores se van ajustando al proceso mediante la variación de los valores que deben tomar las variables programadas para cada punto de operación o de trabajo previamente determinado.

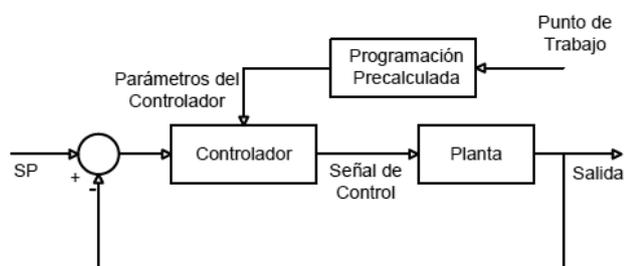


Fig. 21. Diagrama de Bloques, Control con Ganancia Programable. [4]

Para el diseño de este tipo de controladores no se tiene definido un orden estricto o estructura matemática a seguir; sin embargo los pasos que se tuvieron en cuenta para el diseño de este controlador, fueron los siguientes:

- Determinar las variables de programación.
- Obtener el modelo del proceso para diferentes puntos de operación.
- Calcular los parámetros del controlador para los diferentes puntos de operación.
- Seleccionar el controlador en función de las variables de programación.

Debido a la linealidad de este sistema no se hace necesaria la implementación de este controlador, pero se realizó como un ejercicio académico.

El controlador implementado fue un modelo PI por Ziegler-Nichols (ecuación 13), y la variable programada fue la señal de entrada escalón. La figura 22, describe la respuesta del controlador.

$$D(z) = \frac{M(z)}{E(z)} = \frac{q_0 z + q_1}{z - 1} \quad (13)$$

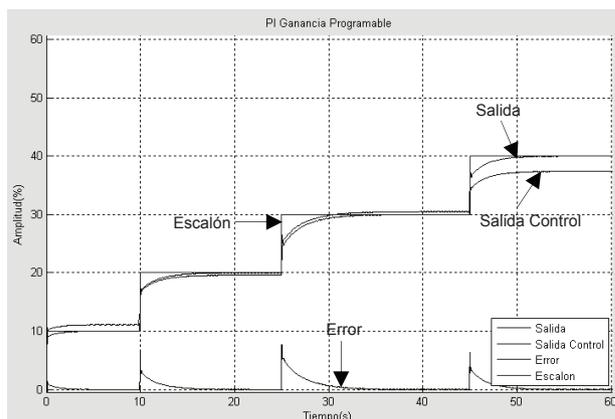


Fig. 22. Respuesta Simulada, Controlador PI con Ganancia Programable.

2.4.7 Control Predictivo.

El control predictivo, figura 23, se compone de una base muy amplia de conceptos y disciplinas en torno del control, como lo son el control de procesos muertos, el control óptimo, el control estocástico, control multivariable, entre otros.

Dicha técnica de control, no tiene una base específica de conceptos o criterios de diseño, debido a que lleva a conseguir controladores lineales prácticamente con las mismas estructuras, brindando ciertos grados de libertad.

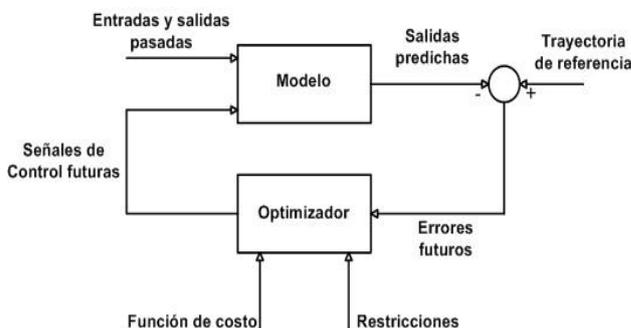


Fig. 23. Estructura básica del Control Predictivo. [4]

Las principales ideas comúnmente empleadas en el análisis y diseño de controladores predictivos, son las siguientes:

- Uso explícito de un modelo para predecir la salida del proceso en futuros instantes de tiempo (horizonte).
- Cálculo de las señales de control minimizando una función objetivo definida.
- Estrategia deslizante, de forma que en cada instante el horizonte se va

desplazando hacia el futuro, lo que implica aplicar la primera señal de control en cada instante y desechar el resto, repitiendo el cálculo en cada instante de muestreo.

En la actualidad, existen muchas variaciones de este tipo de control, al igual que el número de algoritmos de control que han sido empleados en el control de procesos, obteniendo una respuesta satisfactoria al poner en operación tales diseños o algoritmos de control.

Hoy en día, se cuenta con una amplia gama de dichos controladores que ya han sido implementados en procesos dinámicos, entre los que se encuentran: *DMC (Dynamic Matrix Control)*, *IDCOM (Identification Command)*, *PFC (Predictive Functional Control)*, *EPSAC (Extended Prediction Self Adaptive Control)*, *GPC (Generalized Predictive Control)*, entre otros. [7]

En este trabajo se hizo referencia al GPC. Este método utiliza un modelo CARIMA (*Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average*), el cual se muestra en la ecuación 14, para la predicción de la salida.

$$A(z^{-1})y(t) = Z^{-1}B(z^{-1})u(t-1) + \frac{C(z^{-1})}{\Delta}e(z^{-1}) \quad (14)$$

El GPC, se basa en calcular las acciones futuras de control con el objetivo fundamental de hacer mínima la función de coste multipaso del proceso, y así, lograr el control del sistema, tal y como se ve en la figura 24.

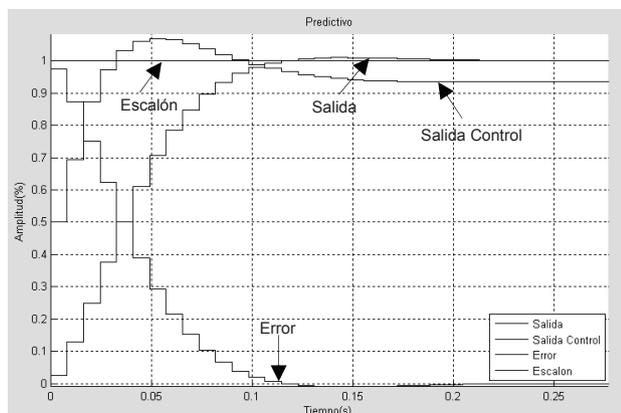


Fig. 24. Respuesta Simulada Controlador GPC para un Sistema POR.

El control predictivo realiza un buen control del sistema en la simulación, pues este minimiza de una forma rápida el error en la salida del sistema, resaltando obviamente que esto se da, debido a la dinámica del proceso analizado. Este controlador funciona mucho mejor cuando se tiene un número elevado de predicciones futuras (horizontes de predicción y control), pues de este modo logra predecir los estados presentes para el control de una forma más efectiva. Por lo tanto, este controlador se obtuvo con un horizonte de predicción igual a 10, horizonte de control igual a 10, y un factor de peso para el efecto del control (λ), igual a 1.5.

Cabe resaltar que este tipo de controlador posee la misma estructura que el MVR1, en cuanto a la ley de control que lo rige.

2.5 Resultados de los Controladores

Hasta este punto se analizaron diferentes tipos de Controladores Avanzados, en los cuales, se observó su dinámica a nivel de simulación e incluso en algunos su respuesta al ser puestos en operación con el sistema real.

Así, con todos los controladores anteriores se construyó la tabla 1, la cual permite observar las ventajas o desventajas, sobre algunas de las características que se deben tener en cuenta con relación a una selección e implementación de un controlador en un sistema real. Estas características son: el sobre impulso porcentual ($M_p(\%)$), el error en estado estable (e_{ss}), y el tiempo de establecimiento ($t_s(s)$), características deseadas para evaluar el buen desempeño de los controladores en el sistema analizado.

Los controladores presentados en este trabajo no se deben comparar entre sí, debido a que los parámetros de diseño (M_p y t_s) para cada controlador fueron diferentes según eran las necesidades del usuario y la dinámica del proceso en el cual se deseaban implementar.

Este sistema, "Motor de DC", fue identificado con un periodo de muestreo de 0.02 segundos, y se conoce de antemano que su tiempo de establecimiento es de aproximadamente 0.2 segundos.

En la tabla 1 se observan las características de la respuesta tanto simulada como real de los controladores avanzados.

Tabla 1. Controladores Avanzados

<i>Controlador</i>	<i>Simulado</i>			<i>Implementado</i>		
	<i>M_p(%)</i>	<i>ess</i>	<i>t_s(s)</i>	<i>M_p(%)</i>	<i>ess</i>	<i>t_s(s)</i>
<i>Observador</i>	0	0	0.32	NI	NI	NI
<i>O. Servo-Integrador</i>	0	0	0.52	NI	NI	NI
<i>STR</i>	5	0	1.47	0	0	1.7
<i>MVR1</i>	0	0.5	0.8	4	0	0.7
<i>MVR2</i>	14.69	0	0.6	10	0	0.6
<i>MVR3</i>	0	0.7	0.6	0	0	0.6
<i>MVR3I</i>	17.84	0	0.5	75	0	0.7
<i>PI Adaptivo</i>	0	0	0.3	0	0	0.4
<i>PI-Gain Scheduling</i>	0	0	5	NI	NI	NI
<i>MRAC</i>	0	0	0.15	NI	NI	NI
<i>Predictivo (GPC)</i>	0	0	0.3	NI	NI	NI

Nota: El término (NI) indica la no implementación del controlador en el sistema real.

3. CONCLUSIONES

La modelación del sistema fue exacta, como se aprecia en la validación del modelo en la figura 3, obteniendo así un modelo equivalente a la dinámica del sistema real, brindando la posibilidad de obtener mejores diseños a la hora de implementar los controladores.

Los tiempos de estabilización de la mayoría de controladores no son menores al que posee el sistema en lazo abierto, que es de 0.2 segundos (ecuación 1). Esto es debido a que la dinámica de la planta es muy rápida y a que el periodo de muestreo que es de 0.02 segundos (tanto en la simulación como en la implementación), es grande comparado con la constante de tiempo del sistema que es de 0.04 segundos.

Los observadores de estado para el control del Motor de DC, se diseñaron de forma que los polos empleados para el controlador fueran reales, con el fin de obtener un buen control del sistema, pues si se seleccionan polos complejos, el sistema se hace incontrolable. Como se observa en la tabla 1,

ambos observadores respondieron de una forma adecuada según lo esperado, brindando un t_s inferior a 1 segundo.

El controlador STR se diseñó con el objetivo de alcanzar un M_p de 5 % y un t_s de 1 s, pero luego de realizar la simulación y la implementación de este se obtuvo el M_p del 5 % en simulación y M_p del 0 % en la implementación, el t_s de 1.47 s en la simulación y 1.7 s en la implementación, lo que demuestra que este controlador no satisfizo los parámetros de diseño deseados, como se nota en la tabla 1. Sin embargo, presento un buen desempeño en relación con el control del sistema ya que el ess fue nulo, lo cual es aceptable en el proceso analizado. Esto demuestra que no siempre se obtienen en la realidad, los resultados deseados por diseño.

El único de los controladores de mínima varianza que no necesitó de dicha ganancia fue el controlador MVR3I, debido a que la parte integral de este corrige el error en estado estable de una forma correcta y esperada, tal y como se notó en la respuesta del mismo, sin embargo, de estos controladores el único controlador que satisfizo la respuesta esperada en el sistema real fue el controlador MVR3, pues el $M_p=0$, el $t_s=0.6$ s y el $ess=0$, los demás controlaron el sistema con un t_s menor a 1s y el $ess=0$, pero alcanzaban un M_p mayor al esperado.

La velocidad de respuesta del controlador PI Adaptivo, depende en gran parte del valor del cero ingresado para el diseño del control, pues entre menor sea el valor del cero deseado, es mejor la velocidad respuesta del sistema, y cuando es mayor sucede lo contrario. Este controlador estabiliza el sistema muy rápidamente y sin ess , de hecho fue el controlador que mejor respuesta entrego respecto a los parámetros analizados en la tabla1 de todos los controladores, y fue el único de los controladores implementados que logró obtener un menor t_s , el cual fue de 0.4 s en su implementación.

Los controladores por modelo de referencia MRAC, ofrecen características de diseño muy útiles a la

hora de obtener una respuesta deseada de un sistema. En este sistema se pudo observar que las especificaciones del modelo de referencia empleado, satisfacen completamente el control del mismo, y en cuanto a simulación, ofreció una velocidad de respuesta mucho mejor que los demás controladores analizados, pues este estabilizó el sistema en 0.15 s, ofreciendo una relación casi directa entre las repuestas simulada y real del proceso.

El éxito del control predictivo depende en gran parte de la selección de los parámetros requeridos e ingresados por el usuario para su debido desempeño. El controlador GPC (ver grafica 24), tuvo un comportamiento similar al controlador PI Adaptivo (ver grafica 17), además, en la tabla 1 se observa que las características analizadas para dichos controladores son iguales en cuanto a la simulación. Este controlador arrojó un t_s de 0.3 s e, y tanto el M_p como e_{ss} fueron iguales a cero, cumpliendo a cabalidad con las características deseadas.

4. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Loan D.Landau, Gianluca Zito, "Digital Control Systems", *Springer, revised translation*, 2002.
- [2] MATLAB® R2008a, versión 7.6. Funciones *System Identification toolbox*.
- [3] García Jaimes Luis Eduardo, "Control Digital, Teoría y Práctica," PDF, 2nd ed. 2009.
- [4] García Jaimes Luis Eduardo, "Sistemas de Control Avanzado," PDF, 2nd ed. 2009.
- [5] LabVIEW™, v. 8.6. Manual de referencia.
- [6] Oscar Reinoso, José María Sebastián, Rafael Aracil, Fernando Torres M., "Control de Sistemas Discretos", *MacGRAW-HILL*, 1st ed. 2004, pag 53.
- [7] Bordóns Alba Carlos, "Control Predictivo: metodología, tecnología y nuevas perspectivas," PDF, Universidad de Sevilla, Aguadule, Almería, 2000.