

# Control analógico y digital de la velocidad de un motor DC

## Analog and digital control of speed of a DC motor

Sotaquira C.<sup>1</sup>, Dionel y Pineda M., Edwin A.<sup>2</sup>

Fundación Universitaria de San Gil - Unisangil, Facultad de Ciencias Naturales e Ingeniería  
Programa de Ingeniería Electrónica  
Yopal, Colombia

[dionelk83@gmail.com](mailto:dionelk83@gmail.com)  
[edalpi85@gmail.com](mailto:edalpi85@gmail.com)

Fecha de Recepción: enero 21 de 2014  
Fecha de Aceptación: noviembre 05 de 2014

**Resumen**— El siguiente artículo sintetiza el proceso de diseño, simulación e implementación de un controlador ON-OFF, Proporcional (P), Proporcional Integral (PI) y Proporcional Integral Derivativo (PID) Analógico y Digital, para el control de velocidad de un motor DC de 12 Voltios. El objetivo del proyecto consiste en que la velocidad de un motor DC siga una señal de referencia o Set Point creada por un generador de señales y mantenga la velocidad deseada, sin importar el torque que se le haga al eje del motor. La simulación se realizó mediante la aplicación SIMULINK del Software MATLAB; mientras que la implementación del control analógico se realizó con base a amplificadores operacionales y la implementación digital utilizando la plataforma de desarrollo EFMJM60 de Freescale. Los resultados arrojados por los sistemas de control, muestran una gran similitud en las respuestas del control digital y el control analógico de la planta, además de un error en estado estable mínimo cuando interviene la parte integral del control, y una velocidad de respuesta alta al intervenir la parte derivativa, entre otros.

**Palabras claves** —controlador, planta, actuador, curva de reacción, sensor, ecuación de diferencias.

**Abstract**— The following article summarizes the design process, simulation and implementation of an on-off controller, Proportional (P), Integral Proportional (IP) and Derivative Integral Proportional (DIP) Analog and Digital, for the speed control of a DC motor 12 Volts. The aim of the project is focused on making the speed of a DC motor follow a reference signal or set point established by a signal generator and maintain the desired speed, regardless of torque applied on the motor shaft. The simulation was performed using MATLAB Simulink Software; while the implementation of the analog control is performed based on operational amplifiers and digital implementation using EFMJM60 development platform from Freescale. Results from the control systems show a great similarity in the responses of the digital control and analog control of the source, plus a minimum steady state error in cases involving integral part of control and a high response speed at the moment of intervention of the derivative part, among others.

**Keywords**— controller, plant, actuator reaction curve, sensor, difference equation.

### I. INTRODUCCIÓN

Considerando que en todos los campos de la industria se emplean los controladores eléctricos para monitorear y optimizar variables físicas, tales como la velocidad de un motor, la presión en una tubería, el nivel en un tanque, la temperatura en un horno, la humedad en un cultivo, entre otros, es fundamental dominar los conceptos para el diseño e implementación de los mismos.

Si bien existen muchos tipos de control, el control proporcional, derivativo e integral (PID), es el que mayor implantación tiene en la industria de procesos. Dicho control consiste esencialmente en obtener la acción de control como la suma de tres términos: proporcional, derivativo e integral.

Este artículo pretende mostrar el comportamiento de la velocidad de un motor DC ante un control PID analógico y un PID digital, utilizando amplificadores operacionales y la plataforma EFMJM60 respectivamente.

### II. EQUIPOS Y MATERIALES

En la implementación del proyecto se aplican teorías de electrónica analógica, electrónica digital, electrónica de potencia, programación, control, señales, etc., ya que para llevarlo a cabo es necesario utilizar dispositivos analógicos y digitales como los que se muestran a continuación:

- Plataforma EFMJM60.
- Dos motores DC de 12 V.
- Conversor AD558 (D/A).
- IC TL 494.

<sup>1</sup> Ingeniero Electrónico, Especialista en Automatización de procesos industriales, (c) MsC. en Ingeniería. Docente programa Ingeniería Electrónica, Coordinador Semillero de Investigación MAXWELL, sede Yopal, Unisangil.

<sup>2</sup> Ingeniero Electrónico, Docente programa Ingeniería Electrónica, Coordinador Semillero de Investigación IGEANT, sede Yopal, Unisangil.



que tiene una impedancia de entrada media y una impedancia de salida media, las cuales no son óptimas para el diseño.

**Circuito integrado TL494 (Modulador de ancho de pulso):** El TL494 es un circuito que modula el ancho de pulso, dependiendo de un nivel de voltaje proporcionado a un pin del circuito.

El funcionamiento básico del circuito modulador se realiza como lo muestra la figura 3.

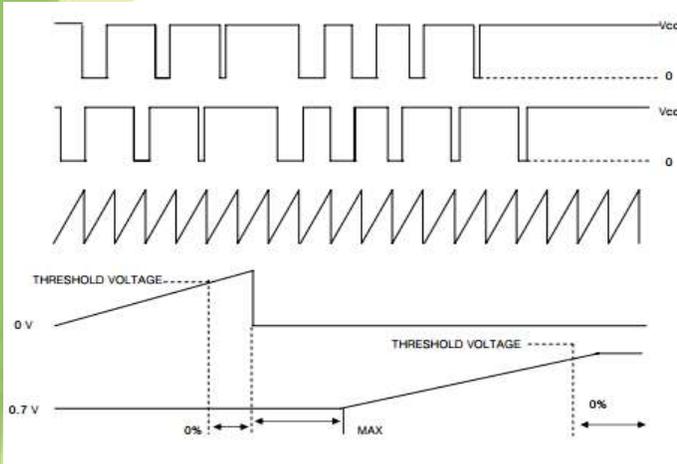


Fig. 3 Formas de onda del IC TL494. [1]

De acuerdo con la figura 3 el ancho de pulso del voltaje de salida lo determina la señal de control, la cual es comparada con una rampa generada internamente por el TL494, con una frecuencia determinada por la ecuación  $f_{osc} = \frac{1.1}{R \times C}$ ; en donde  $C$  y  $R$  son un capacitor y una resistencia respectivamente, implementados externamente al circuito. Por lo tanto con un voltaje de control de 0V el ciclo útil es mínimo y para un voltaje mayor o igual a aproximadamente 2V, el ciclo útil de la señal de salida es máximo.

El diagrama de pines del circuito modulador de ancho de pulso se muestra en la figura 4.

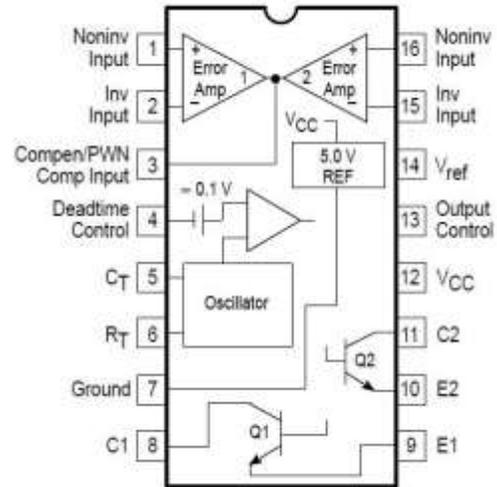


Fig. 4 Distribución de pines del IC TL494. [3]

**Optoacoplador:** Este circuito sirve para aislar el motor DC del circuito electrónico y evitar ruidos en las señales eléctricas debidos al motor. Se utilizó el circuito 4N33, el cual es un optotransistor como se muestra en la figura 5.

De tal manera la señal PWM generada por el IC TL494 es transmitida al led del optotransistor con una resistencia de 330Ω en serie para limitar la corriente y así proteger el circuito 4N33.

La ventaja de utilizar dicho integrado es que tiene una configuración Darlington que permite mayor saturación del transistor de salida y en consecuencia un mejor funcionamiento del circuito.

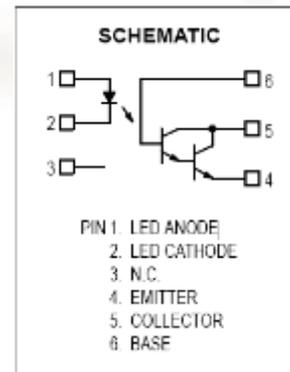


Fig. 5 Circuito esquemático opto acoplador 4N33. [2]

**Driver de corriente:** La figura 6 muestra el circuito optoacoplador junto con el driver de corriente. El transistor de potencia utilizado para alimentar el motor DC es el TIP3055 que maneja una corriente de hasta 6Amp.

El diodo que se observa en la figura es de marcha libre para proteger el circuito de contra voltajes del motor. Es de vital importancia colocar un disipador al transistor de

potencia debido a que la corriente exigida por el motor produce un excesivo calentamiento en él.

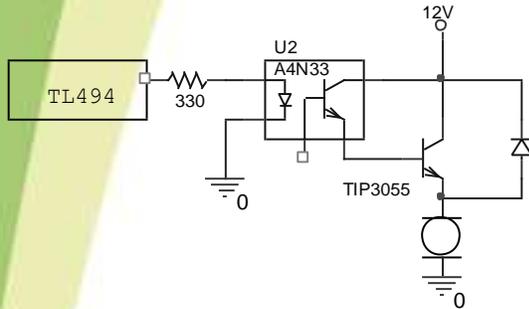


Fig. 6 Circuito esquemático del optoacoplador y driver de corriente para motor DC de 12V

**Motor DC:** El motor DC es de 12V y exige una corriente aproximada de 1 A para su voltaje nominal. El motor es polarizado con una fuente de voltaje independiente para evitar perturbaciones en la parte electrónica. El motor alcanza una velocidad de 3000 rpm polarizado al máximo voltaje (12V).

**Sensor y acondicionamiento:** El sensor utilizado es un motor actuando como generador, acoplado al eje del motor DC al cual se le va a aplicar el control. Dicho generador alcanza un voltaje de 25V cuando el motor gira a su máxima velocidad, por lo tanto es necesario realizar un acondicionamiento que disminuya este voltaje a un rango de 0 a 5V.

El circuito utilizado para realizar este acondicionamiento es el mismo que el de la figura 2, variando algunos valores de resistencias de acuerdo a los siguientes cálculos:

La ganancia requerida para el acondicionamiento es

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{5}{25} = 0.2.$$

Asumiendo  $R_a = 10K\Omega$  y  $A_v = 0.2$  se tiene que  $R_a = 50K\Omega$ .

Remplazando estos valores para el primer amplificador inversor se obtiene el acondicionamiento deseado.

**Restador:** El bloque restador realiza la diferencia entre la señal de referencia y la proveniente del sensor, dando como resultado el error que posteriormente entra al controlador. El circuito restador se muestra en la figura 7.

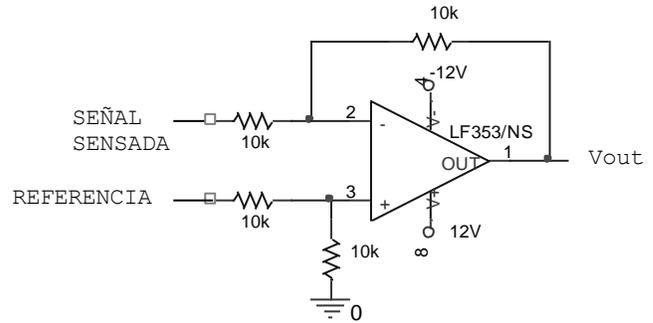


Fig. 7 Circuito esquemático del restador.

**B. Determinación de función de transferencia del sistema**

El sistema a controlar se puede modelar a través de una planta de primer orden, debido a la curva de reacción obtenida de forma experimental, mostrada en la figura 8.

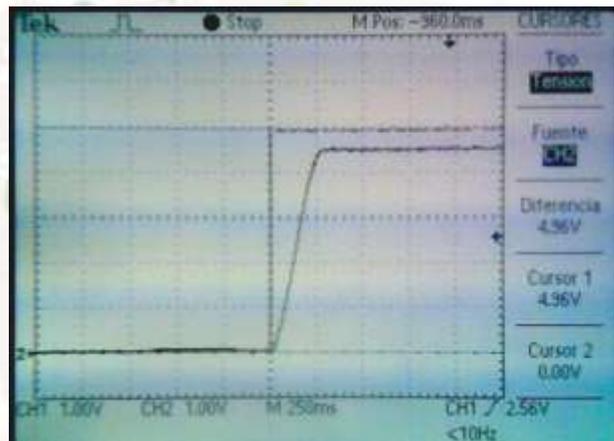


Fig. 8 Curva de reacción según el método de Ziegler y Nichols.

La figura anterior es la respuesta obtenida de la planta instrumentada y acondicionada a una señal de entrada escalón, la cual se obtiene con un generador de señales del laboratorio. La forma de la señal de salida se visualizó en un osciloscopio de marca TECTRONIC.

Siguiendo los conceptos de Ziegler y Nichols, se obtiene la función de transferencia a partir de las constantes tomadas de la curva de reacción de la figura 9.

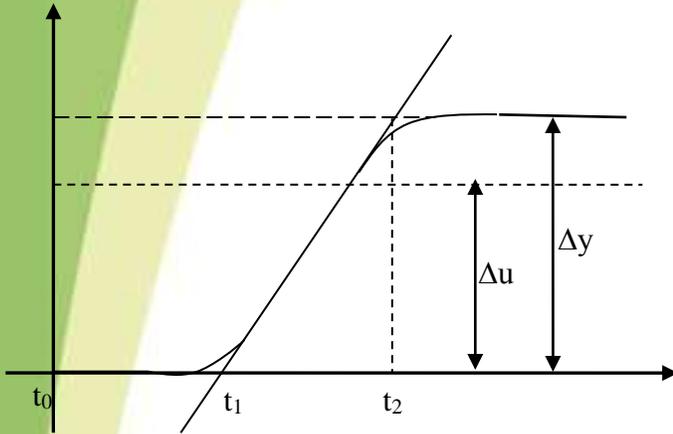


Fig. 9 Curva de reacción teórica.

Las constantes se determinan de acuerdo con las siguientes ecuaciones:

$$t_m = t_1 - t_0$$

$$\tau = t_2 - t_1$$

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u}$$

Donde  $t_m$  es el tiempo muerto,  $\tau$  la constante de tiempo del sistema, y  $K$  la ganancia.

Por lo tanto de acuerdo con la curva de reacción experimental obtenida de la planta acondicionada mostrada en la figura 8, las constantes son:

$$t_m = 152 \text{ mseg}$$

$$\tau = 316 \text{ mseg}$$

$$K = 0.9841$$

De esta manera la función de transferencia del sistema según Ziegler y Nichols es:

$$G(s) = \frac{0.9841 * e^{-0.152s}}{0.316s + 1}$$

Cabe mencionar que el modelo de estos motores es más próximo a un sistema de segundo orden con dos polos reales, sin embargo, con fines de visualización de los efectos básicos del control el modelo resulta óptimo.

*C. Determinación de las constantes para el controlador PID y simulación en Matlab de los tipos de control utilizados.*

De acuerdo al criterio de Ziegler y Nichols las constantes para el controlador PID más convenientes teniendo en cuenta que  $\tau = 316 \text{ mseg}$ ,  $k = 0.9841$  y  $t_m = 152 \text{ ms}$  son:

- Para controlador P

$$K = \frac{\tau}{k * t_m} = 20 \quad (2)$$

- Para controlador PI

$$K = \frac{0.9\tau}{k * t_m} = 18 \quad (3)$$

$$T_i = 3t_m = 0.0453 \quad (4)$$

- Para controlador PID

$$K = \frac{1.2\tau}{k * t_m} = 24.066 \quad (5)$$

$$T_i = 2t_m = 0.0304 \quad (6)$$

$$T_d = 0.5t_m = 0.0076 \quad (7)$$

A continuación se presentan las simulaciones de los diferentes tipos de control diseñados con el criterio de Ziegler y Nichols, realizadas con la herramienta Simulink del Software Matlab. El set point es de color morado y la curva de respuesta de color amarillo.

Motor sin control: El diagrama de bloques que modela el sistema sin control se muestra en la figura 10.

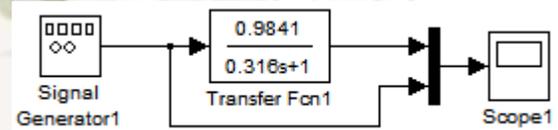
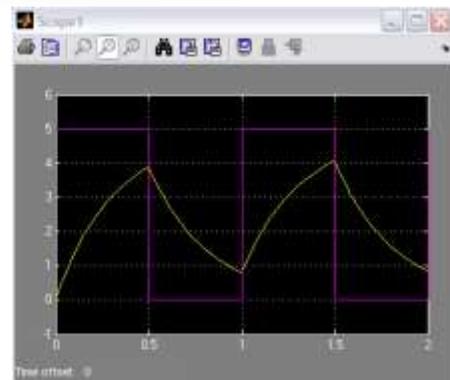


Fig. 10 Diagrama de bloques del sistema en lazo abierto.

La figura 11 muestra la respuesta del sistema para entradas cuadradas, senoidales y diente de sierra.



A.

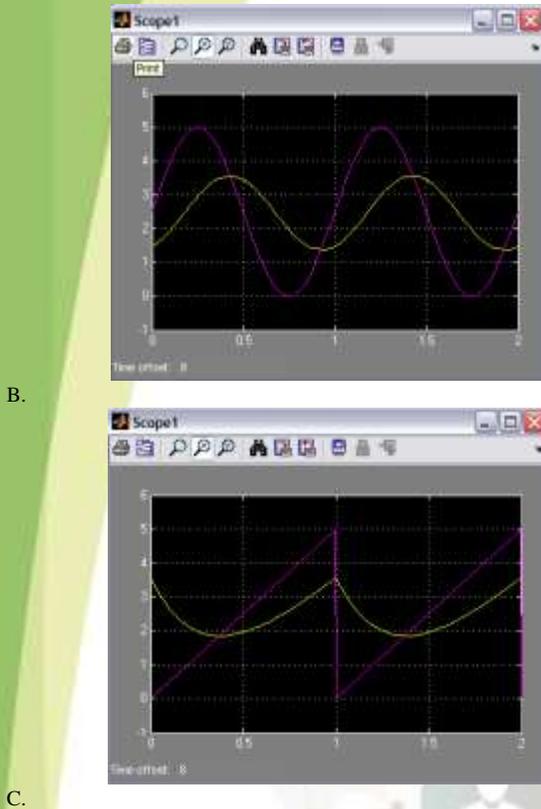


Fig. 11 Simulaciones en Simulink, A) Respuesta del sistema en lazo abierto a una señal de referencia cuadrada, B) Respuesta del sistema en lazo abierto a una señal de referencia senoidal, C) Respuesta del sistema en lazo abierto a una señal de referencia diente de sierra.

Como se observa en la figura 11 el sistema no sigue la señal de referencia, debido a que no existe ningún tipo de control, lo que hace necesario aplicar cualquier tipo de control con lazo de retroalimentación.

La parte exponencial de la función de transferencia de la planta representa un retardo de 152 ms, aunque no se incluyó en Simulink debido a que volvía inestable el sistema; esto indica que el modelo no es el más adecuado, pero con fines ilustrativos del control PID resulta útil.

Control Proporcional (P): El diagrama de bloques del control P y las simulaciones en Simulink con el Software Matlab se muestran en la figura 12 y 13 respectivamente.

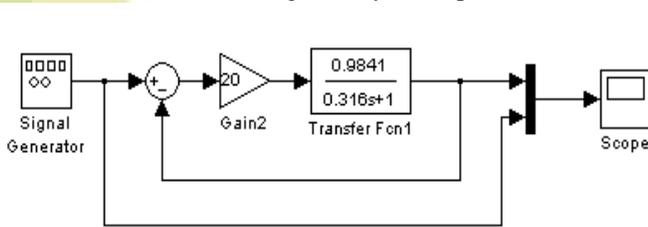


Fig. 12 Diagrama de bloques del sistema controlado con P.

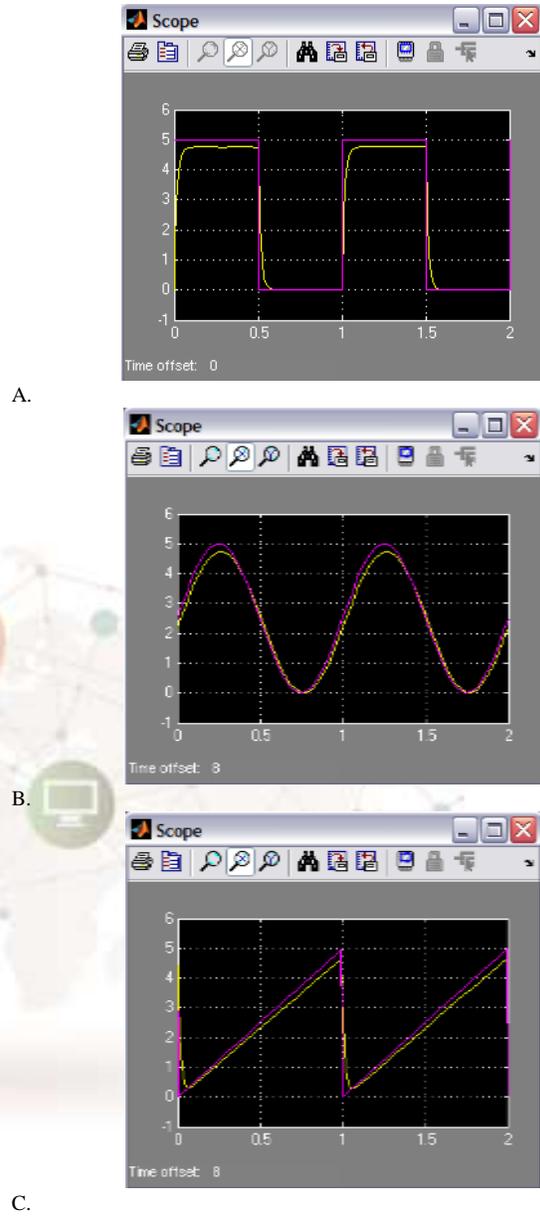


Fig. 13 Simulaciones en Simulink, A) Respuesta del control P a una señal de referencia cuadrada, B) Respuesta del control P a una señal de referencia senoidal, C) Respuesta del control P a una señal de referencia diente de sierra.

Se puede observar que con el controlador P la velocidad del motor DC no alcanza la referencia, dejando un error estado estacionario considerable de aproximadamente el 4% del valor máximo. Sin embargo para efectos del control de la velocidad del motor DC la respuesta del sistema controlado es eficiente.

Para mejorar la respuesta del controlador proporcional es adecuado sintonizar de manera práctica el valor de la constante proporcional del controlador. La constante adecuada hallada experimentalmente es cercana a la hallada

teóricamente según el criterio de Ziegler y Nichols, demostrando que este criterio es adecuado para diseñar el controlador.

**Control Proporcional-Integral (PI):** El diagrama de bloques del control PI y las simulaciones en Simulink con el Software Matlab se muestran en la figura 14 y 15 respectivamente.

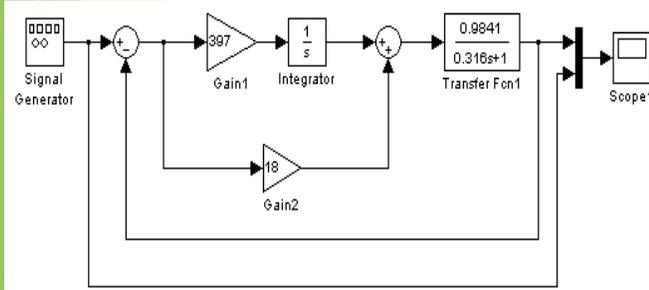
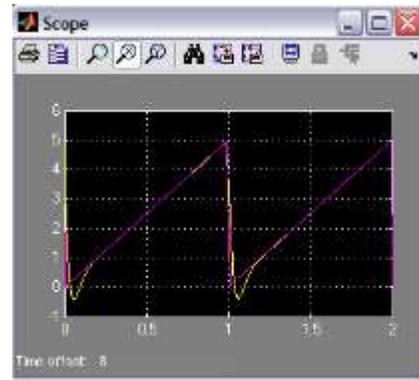


Fig. 14 Diagrama de bloques del sistema controlado con PI.

La parte integral disminuye el error en estado estacionario, pero presenta oscilaciones a cambios abruptos de la señal de referencia como se muestra en las simulaciones.



C.

Fig. 15 Simulaciones en Simulink, A) Respuesta del control PI a una señal de referencia cuadrada, B) Respuesta del control PI a una señal de referencia senoidal, C) Respuesta del control PI a una señal de referencia diente de sierra.

**Control Proporcional-Integral-Derivativo (PID):** El diagrama de bloques del control PID y las simulaciones en Simulink con el Software Matlab se muestran en la figura 16 y 17 respectivamente.

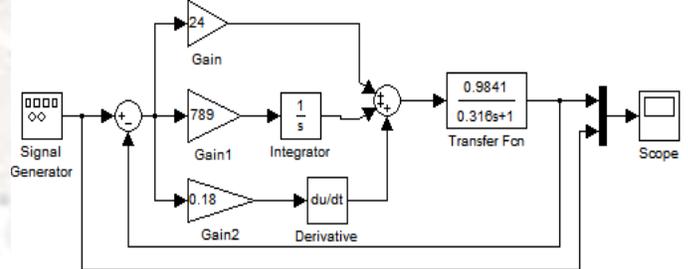
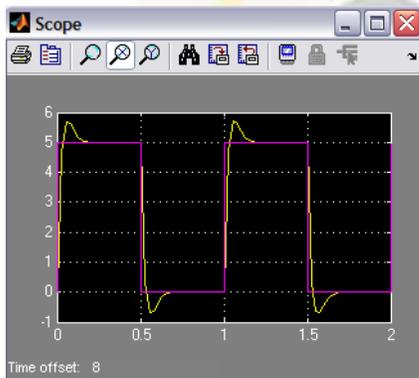
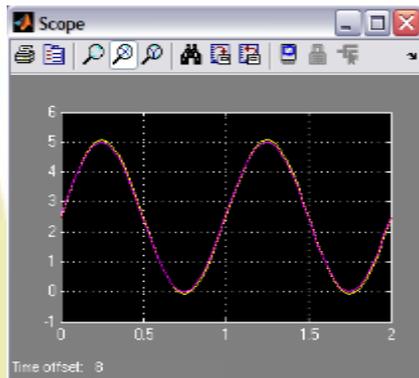


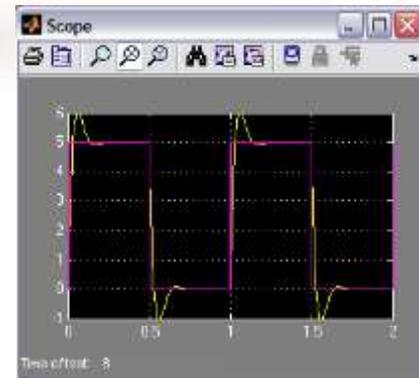
Fig. 16 Diagrama de bloques del sistema controlado con PID.



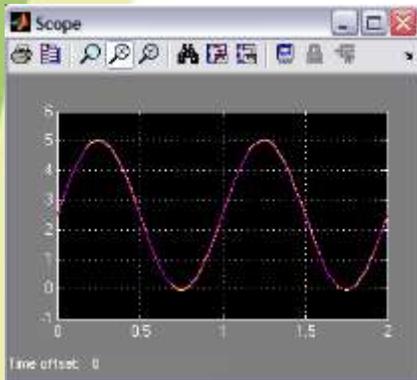
A.



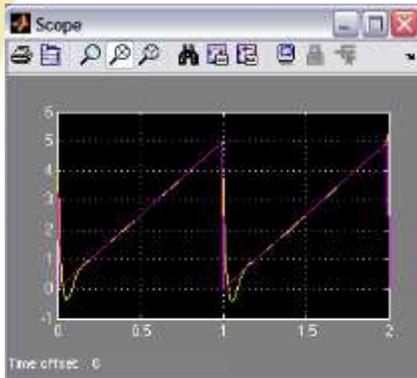
B.



A.



B.



C.

Fig. 17 Simulaciones en Simulink, A) Respuesta del control PID a una señal de referencia cuadrada, B) Respuesta del control PID a una señal de referencia senoidal, C) Respuesta del control PID a una señal de referencia diente de sierra.

Se puede observar que con el controlador PID la velocidad del motor DC tiene un tiempo de respuesta menor que los anteriores controladores, pero a costa de una oscilación a cambios abruptos de la señal de referencia como el escalón y la diente de sierra. El sobre pico de la respuesta del control se puede disminuir sintonizando de forma práctica las constantes del controlador PID.

Comparación de los tipos de control: Comparando los resultados de las simulaciones se concluye que el control proporcional no alcanza la referencia, el control PI reduce a cero el error en estado estacionario alcanzando la referencia y el control PID aumenta la velocidad de respuesta del sistema sumado a las ventajas del control PI.

**D. Síntesis del controlador PID análogo**

Control Proporcional (P): El control proporcional se realizó sobre un amplificador inversor de ganancia 20 (ver figura 18), y un amplificador inversor de ganancia unitaria para compensar el desfase de 180°, por lo tanto según la ecuación del amplificador inversor se tiene que:

$$\Delta v = -\frac{R_f}{R_i} = -20$$

Asumiendo  $R_f = 20k\Omega$ , entonces  $R_i = \frac{R_f}{\Delta v} = \frac{20K}{20} = 1k\Omega$

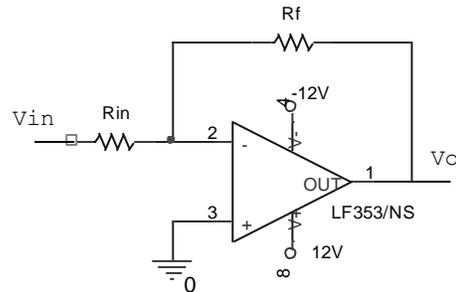


Fig. 18 Circuito amplificador inversor para sintetización del bloque proporcional.

Control Proporcional-Integral (PI): Según los resultados arrojados por el criterio de Zieglev y Nichols la constante proporcional es de 18; por lo tanto, siguiendo los criterios de diseño mostrados anteriormente se tiene:

$$\Delta v = -\frac{R_f}{R_i} = -18 \quad (9)$$

Asumiendo  $R_f = 18k\Omega$ , entonces  $R_i = \frac{R_f}{\Delta v} = \frac{18K}{18} = 1k\Omega$ .

Por otra parte la constante integral es  $T_i = 0.0453$  y la ecuación que describe el circuito integrador de la figura 19 es  $V_o = -\frac{1}{RC} \int V_{in}(t) dt$  (10)

Con condiciones iniciales cero; en consecuencia, la ganancia del circuito integrador está dada por  $-\frac{1}{RC}$  y se determina por  $K_i = K \times \frac{1}{T_i} = 18 \times \frac{1}{0.0453} = 397$ .

De acuerdo con la ecuación del controlador PID mostrada anteriormente se tiene que:

$\frac{1}{RC} = 397$ . Asumiendo un capacitor de 0.1uF el valor de la resistencia es  $R = 25.18K\Omega$ .

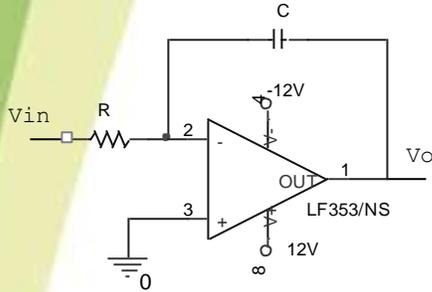


Fig. 19 Circuito integrador inversor para sintetización del bloque integral.

**Control Proporcional-Integral-Derivativo (PID):** De acuerdo con los resultados obtenidos por el criterio de Ziegler y Nichols la constante proporcional es  $K = 24.066$ , la constante integral es  $T_i = 0.0304$  y la constante derivativa es  $T_d = 0.0076$ , por lo tanto siguiendo los criterios de diseño mostrados anteriormente se tiene:

*Bloque Proporcional:*

$$\Delta v = -\frac{R_f}{R_i} = -24.066$$

Asumiendo  $R_f = 12k\Omega$ , entonces  $R_i = \frac{12K}{24.066} = 500\Omega$ .

*Bloque Integral:*

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_{in}(t) dt,$$

$$K_i = K \times \frac{1}{T_i} = 18 \times \frac{1}{0.0304} = 791.64$$

$\frac{1}{RC} = 791.64$ , asumiendo  $C = 0.1\mu F$  se tiene  $R = 12.63K\Omega$ .

*Bloque Derivativo:* La figura 20 muestra el circuito para sintetizar la parte derivativa, el cual tiene la siguiente ecuación característica:

$$V_o = -RC \frac{dV_i(t)}{dt} \quad (11)$$

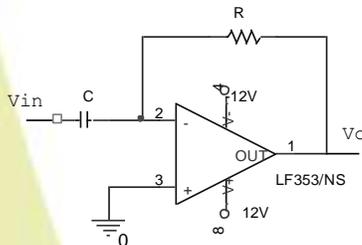


Fig. 20 Circuito derivador inversor para sintetización del bloque derivativo.

La ganancia proporcional está dada por:

$$K_d = K \times T_d = 24.066 \times 0.0076 = 0.183$$

Por lo tanto se tiene que  $RC = 0.183$ , asumiendo  $C = 10\mu F$  se concluye que  $R = 18.3K\Omega$ .

Por último los tres bloques se acoplan con un circuito sumador inversor para obtener la variable manipulada que entrará a la planta.

## 2. CONTROLADOR PID DIGITAL

### A. Instrumentación y acondicionamiento de la planta (motor DC).

La figura 21 muestra el diagrama de bloques del sistema completo de control digital para el motor DC de 12V.

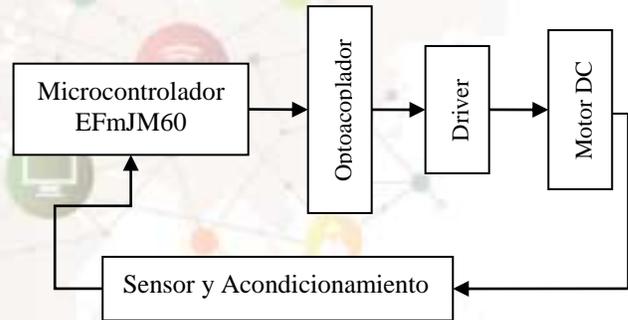


Fig. 21 Diagrama de bloques del sistema de control PID Digital.

Se puede observar que el sistema de control digital reemplaza el restador, el controlador, el circuito acondicionador y el IC TL494 del control análogo (ver figura 1), por la plataforma de desarrollo EFMJM60, disminuyendo considerablemente los tamaños y costos del sistema.

A continuación se describirá el bloque Microcontrolador EFMJM60; teniendo en cuenta que los demás fueron descritos en la parte del control análogo.

**Plataforma de desarrollo EFMJM60:** El módulo EFMJM60 es el sistema de desarrollo más pequeño que existe para el microcontrolador MC9S08JM60 de la empresa FREESCALE®. Pertenece a la familia OCTOPLUS-mini.

Lo que hace del módulo EFMJM60 un producto realmente práctico y poderoso, es que tiene la capacidad de reprogramar su memoria FLASH directamente desde el puerto USB, lo que permite interpretarlo como un

programador USB embebido en el mismo sistema. La figura 22 muestra la plataforma de desarrollo utilizada.

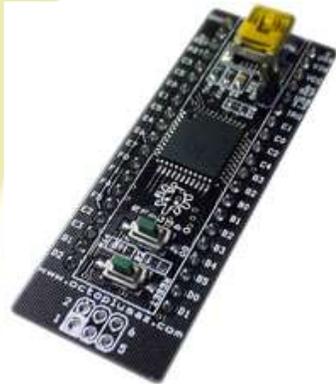


Fig. 22 Plataforma de desarrollo EFM60.

**B. Modelado del controlador PID mediante ecuación de diferencias**

De acuerdo a la función de transferencia y la determinación de los parámetros PID hallados en el diseño del control análogo, se modeló el control en tiempo discreto utilizando la teoría de transformada Z, y la función c2dm de MATLAB llegando a la siguiente ecuación de diferencias:

$$u(kT) = u(k-T) - 42,362e(kT) - 23,134e(k-T) + 5,788e(k-2T)$$

La sintaxis de la función c2dm de MATLAB es la siguiente:

[nd,dd]=c2dm(n,d,T,'ZOH'); en donde:

- n: vector de coeficientes del numerador en s.
- d: vector de coeficientes del denominador en s.
- T: tiempo de muestreo.
- ZOH: Retenedor de orden zero

Esta instrucción arroja la función de transferencia en Z del controlador, que al ser operada utilizando propiedades de transformada Z se llega a la ecuación de diferencias mencionada anteriormente.

El tiempo de muestreo utilizado para el diseño del control digital fue de 50 us.

**C. Síntesis de la ecuación de diferencias mediante plataforma EFM60**

El diagrama de flujo para el desarrollo del programa en lenguaje C que sintetiza la ecuación de diferencias del control PID digital, se muestra en la figura 23.

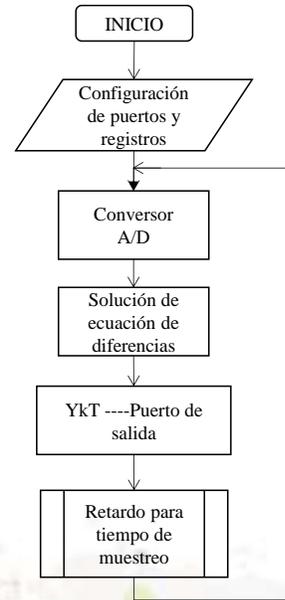


Fig. 23 Diagrama de flujo que determina la secuencia del programa para el controlador digital.

**3. CONTROLADOR ON-OFF**

Como su nombre lo indica el control ON-OFF consiste en encender o apagar el motor dependiendo del error producido en la resta de la referencia y la señal medida. La figura 24 muestra el diagrama de bloques del sistema completo de control para el motor DC de 12V.

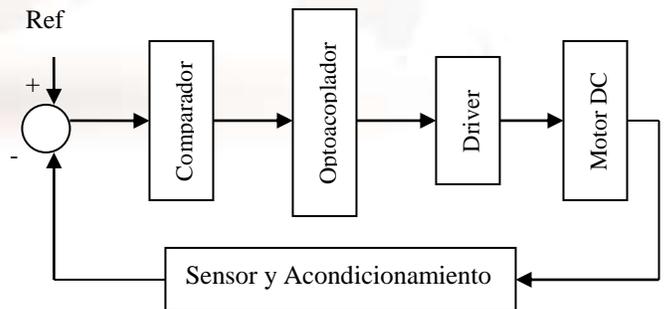


Fig. 24 Diagrama de bloques del sistema de control ON-OFF

La idea fundamental es accionar el motor cuando el error tenga un valor positivo y apagarlo cuando el error sea negativo. A continuación se describirá el bloque comparador; los demás bloques están descritos en forma detallada en la sección controlador análogo (ver página 1).

Comparador: El circuito esquemático del comparador se muestra en la figura 25 y consiste en un amplificador operacional sin resistencia de retroalimentación.

El funcionamiento del comparador consiste en saturar el operacional al voltaje de polarización positivo (+12V) cuando el voltaje en el pin no inversor (+) sea mayor que el voltaje en el pin inversor (-). Por el contrario, cuando el voltaje en el pin no inversor (+) sea menor que el voltaje en el pin inversor (-) el operacional se satura al voltaje de polarización negativo (-12V).

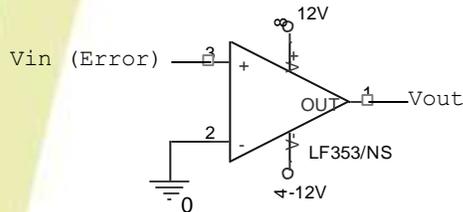


Fig. 25 Circuito esquemático del comparador.

El objetivo del comparador es saturar el operacional a un voltaje de 12V cuando el error sea positivo, es decir cuando el voltaje de entrada sea mayor a 0V y saturar el operacional a un voltaje de -12V cuando el error sea negativo.

#### IV. CONCLUSIONES

La ventaja de implementar un controlador digital con respecto a uno analógico radica en que para realizar algún cambio en los parámetros de diseño, basta modificar el software, mientras que para un controlador analógico se necesita modificar el hardware, permitiendo así mayor flexibilidad.

El periodo de muestreo de la señal de entrada está directamente relacionado con el correcto funcionamiento del controlador digital, por esta razón es importante diseñar el programa a la tasa de muestreo determinada por  $\tau/10$ , donde  $\tau$  es la constante de tiempo del sistema.

El control proporcional alcanza la referencia, el integral disminuye el error en estado estacionario y el derivativo aumenta la velocidad de respuesta del sistema.

Es recomendable polarizar el motor DC con una fuente independiente del circuito eléctrico para evitar interferencias que perjudiquen el sistema de control.

#### REFERENCIAS

[1] (2014) Texas Instruments. 1.5K-Bit Serial EPROM with SDQ Interface. [Online]. Available: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/5775/MOTOROLA/TL494.html>

[2] (2014) Waveshare Electronics. General purpose 6-pin photodarlington optocouplers 4N33. [Online]. Available: [http://www.wvshare.com/datasheet\\_html/4N33-PDF.html](http://www.wvshare.com/datasheet_html/4N33-PDF.html)

[3] (2014) alldatasheet.com. TL494: Switchmode pulse width modulation control circuit Motorola, Inc [Online]. Available:

<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/5775/MOTOROLA/TL494.html>

[4] K. Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*. Pearson Educación.

[5] J. Savant, *Diseño electrónico, circuitos y sistemas*. Tercera edición, Prentice-Hall.

[6] Ch. M. Close. *Modeling and Analysis of Dynamic Systems*. John Wiley and Sons, 2001.

[7] Robert L. Boylestad, y L. Nashelsky. *Electrónica: teoría de circuitos*. 6 ed., Mexico D.F: Prentice-Hall, Inc, 1997.

[8] A. Malvino. *Principios de Electrónica*. 6 ed., España: McGRAW-HILL, 2000.

[9] Sadiku, Matthew. *Fundamentos de circuitos eléctricos*. 3 ed., McGRAW-HILL, 2006.