

MANDO Y CONTROL REMOTO DE POSICION, VELOCIDAD, SENTIDO DE GIRO Y TEMPERATURA DE UN MOTOR DC POR RADIO FRECUENCIA

Juan Carlos Gutiérrez Orbes^{*}
José Luis Hurtado Balcazar^{**}
Julio César Millán Barco^{***}

Evaluadores:

Andrés David Restrepo^{****}
Diego Fernando Duque Betancourt^{*****}

Tipo de Artículo: Investigación Científica y Tecnológica

RESUMEN

El proyecto tiene como finalidad un acercamiento al control moderno sobre una planta real, en donde se puedan observar perturbaciones reales y sus respectivas señales en una interfaz hombre máquina (HMI), y también, utilizar técnicas de radiofrecuencia, para luego aplicar esto en laboratorios, en el edificio de electrónica de la Universidad Santiago de Cali.

PALABRAS CLAVE

Velocidad, posición, radiofrecuencia (rf), sensor, actuador, microcontrolador, planta, compensador, Visual Basic.

ABSTRACT

The project aims an approach to the modern control on a real plant, where they can see real disturbances and their respective signals in a human machine interface (HMI), and

* Estudiante de ingeniería electrónica, USC, jcguti28@hotmail.com

** Estudiante de ingeniería electrónica, USC, electrocrow@hotmail.com

*** Ingeniero Electrónico (1999), Magíster en Automática (2005), Universidad del Valle. Profesor Tiempo Completo Especial de la Universidad Santiago de Cali (USC). Integrante del Grupo de Investigación en Instrumentación Electrónica (GIE) de la USC. jmillan@usc.edu.co

**** Ingeniero Electrónico (1999), Magíster en Automática (2005), estudiante de Doctorado en Ingeniería de la Universidad del Valle. Profesor Tiempo Completo de la Universidad Santiago de Cali. Vinculado al grupo de investigación en Instrumentación Electrónica (GIE). adareg378@yahoo.com

***** Ingeniero Electricista (1996), Tecnólogo en Sistemas de Información (1998), Tecnólogo en Electrónica (1999), Magíster en Automática (2001), Universidad del Valle. Profesor Dedicación Exclusiva de la Universidad Santiago de Cali, Coordinador Centro de Estudios e Investigaciones de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Santiago de Cali, vinculado al Grupo de investigación en Instrumentación Electrónica (GIE). diego.duque01@usc.edu.co

also use radio techniques and then apply this laboratory control electronics in the building of the Universidad Santiago de Cali.

KEYWORDS

Speed, position, radio frequency (rf), sensor, actuator, microcontroller, plant, compensator, Visual Basic.

1. INTRODUCCIÓN

Los motores de corriente continua son generalmente usados en la industria y en áreas educativas, debido a su versatilidad y facilidad para controlar las variables de velocidad y posición, haciendo de éstos, una de las mejores opciones para la aplicación y estudio de control y automatización de procesos.

Por otra parte, los sistemas de comunicaciones basados en diferentes medios de propagación se desarrollan con mucha rapidez, con dos propósitos fundamentales: tener acceso inmediato a la información y obtener movilidad entre las partes, por lo que las comunicaciones inalámbricas están ganando campos de aplicación.

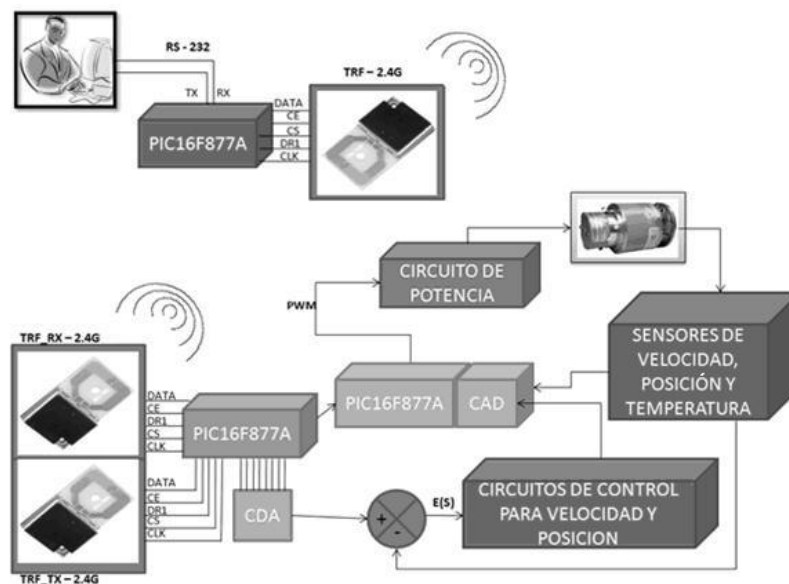


Figura 1. Diagrama de bloques del sistema

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Es muy importante destacar el control automático en proyectos de ingeniería ya que ha desempeñado una función vital para el avance de la ciencia, y gracias a este método los procesos modernos industriales y de manufactura aumentaron su eficiencia. Los ejemplos más relevantes en donde se emplea el control automático son en el control numérico de las máquinas-herramientas de las industrias de manufactura, en el diseño de pilotos automáticos en la industria aeroespacial, y el diseño de automóviles y camiones en la industria automotriz, y también en los procesos industriales como el control de presión, temperatura, humedad, viscosidad y flujo.

Cada planta industrial tiene su respectivo modelo matemático, que pueden ser de primer orden u orden superior.

2.1 MOTORES CD

Los motores de corriente continua contienen un par de arranque muy alto y un amplio rango para el control de velocidad. Esta clase de motores se emplea mucho en la industria, ya sea con excitación en serie, separada o de imán permanente, gracias a que el control de sus variables es mucho más sencillo y menos costoso que los que funcionan con corriente alterna (CA). Los motores CD en serie son muy empleados para aplicaciones de tracción, con la debilidad de que no pueden trabajar a muy altas velocidades y necesitan mayor mantenimiento, sin embargo, presentan la ventaja que por medio de rectificadores controlados que proporcionan un voltaje (CD) de salida variable en forma continua a partir de un voltaje CA fijo, son ideales para controlar la velocidad de los motores de corriente continua [11].

2.2 CARACTERÍSTICAS DE LOS MOTORES CD DE IMÁN PERMANENTE

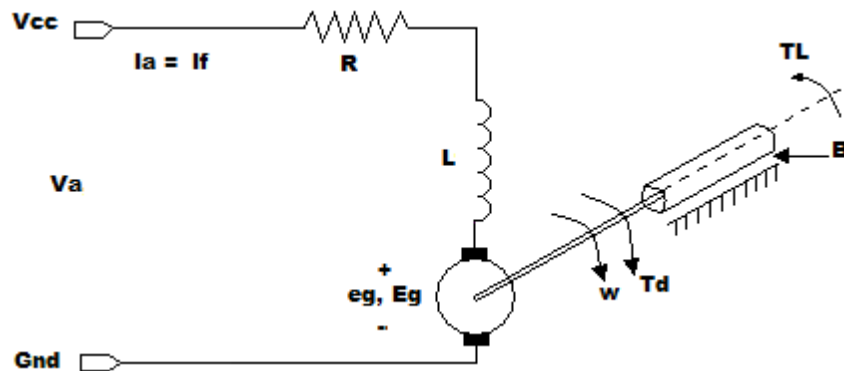


Figura 2. Circuito equivalente de un motor CD

Fuente [11]

Se puede variar la velocidad de dos maneras:

- Controlando el voltaje de armadura.
- Controlando la corriente en la armadura, que es una medida de la demanda de par [11].

3. CONTROL DEL VOLTAJE RMS QUE ALIMENTA UN MOTOR CD

El valor RMS (Raíz Cuadrática Media) de una señal periódica se define como:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2 dt} \quad \text{Ec. 1}$$

Donde T es el periodo de la función.

El actuador alimentará el motor con un voltaje que depende del ángulo de disparo de los SCR permitiendo pasar un porcentaje de la señal definida por:

$$f = 30 \sin 377t \quad \text{si} \quad 0 < t < 8.34ms \quad \text{Ec. 2}$$

Entonces la función que define la señal de voltaje RMS que alimentará el motor es:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_f} f \sin^2 dt} \quad \text{Ec. 3}$$

Aplicando las operaciones matemáticas respectivas y teniendo en cuenta que t_0 es el parámetro que define el ángulo de disparo y t_f es asumido como 8.192 ms se llega a la ecuación 4 cuyo comportamiento puede entender con la figura 3:

$$V_{RMS} = \sqrt{449.9750 - 54000t_0 + 71.6180\sin 754t_0} \quad \text{Ec. 4}$$

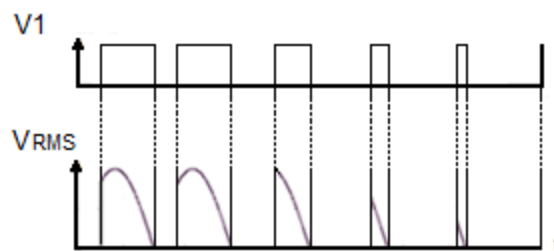


Figura 3. Forma de onda CA conmutada

Nota: t_f es asumido como 8.192 ms en vez de 8.34 ms debido a la frecuencia de operación del microcontrolador que se usará, aunque lo ideal sería que t_f fuera de 8.34 ms.

Esto quiere decir que se debe elaborar un actuador que permita obtener un valor RMS de voltaje dependiendo del ángulo de disparo que define t_0 . Para un motor de 8 A y 30 V CD, donde se requiere trabajar con elementos semiconductores de potencia se puede utilizar el siguiente actuador:

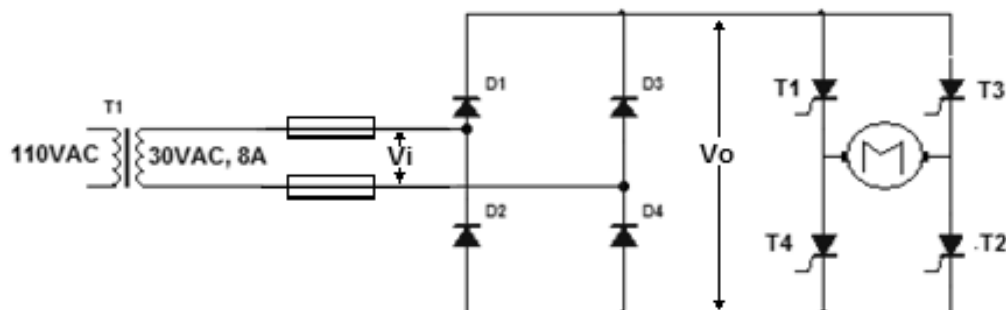


Figura 4. Circuito actuador para el motor CD

Este actuador tiene un puente rectificador para rectificar la señal CA y un puente H de 4 SCR (Rectificador Controlado de Silicio) que permite controlar la cantidad de voltaje RMS que será aplicada al motor, así como el sentido de giro del mismo; en un sentido de giro serán activados T1 y T2 y en el sentido opuesto T3 y T4.

La activación de los SCR debe hacerse con la aplicación de una señal de pulsos V1 de ancho variable, señal que puede obtenerse con un microcontrolador y que debe tener un acople magnético u óptico con las compuertas de los SCR. Un circuito de acoplamiento apropiado es el siguiente:

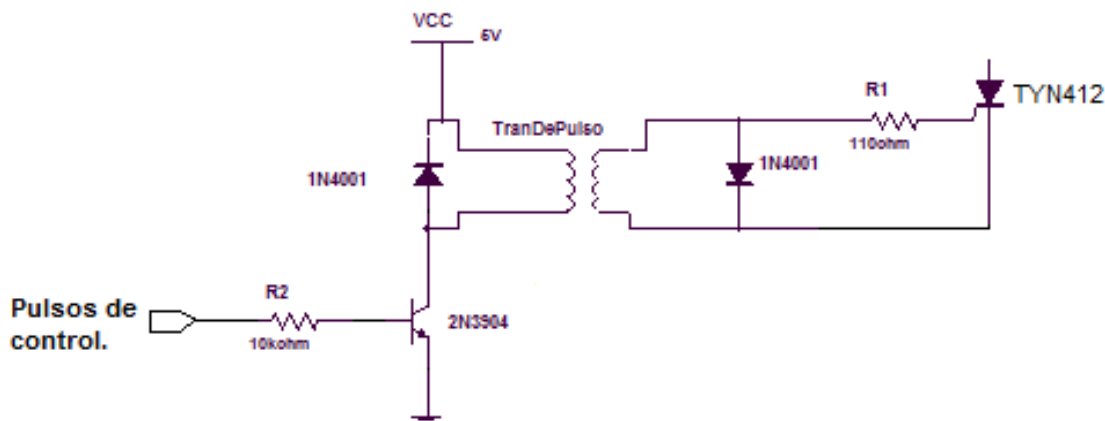


Figura 5. Circuito excitador de los tiristores

3.1 MODELAMIENTO DE LA PLANTA

3.1.1 Referencia. Para modelar la planta se requiere generar una señal escalón. Para esto se puede obtener una relación de voltaje del escalón V_i con el tiempo t_0 que definirá el ángulo de disparo. Con un potenciómetro alimentado a 5V y un microcontrolador que tenga embebido un conversor analógico a digital, se puede obtener la relación proporcional de V_i con t_0 que generará la señal de activación V_1 .

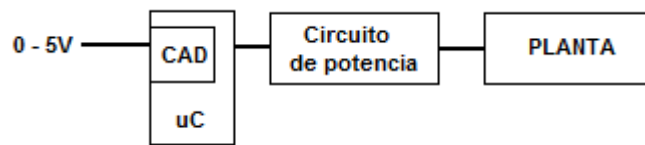


Figura 6. Diagrama para generar la referencia de entrada para pruebas

3.1.2 Sensor. Una vez definido el circuito que genera los escalones, se debe definir un sensor que determine la relación entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida. El tacogenerador que generalmente viene con los motores se puede utilizar para generar un voltaje CD que con la respectiva instrumentación generará una señal CD completamente filtrada y regulada.

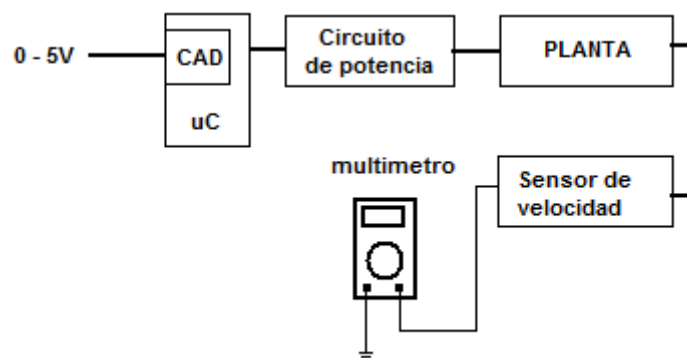


Figura 7. Diagrama para la toma de muestras

3.1.3 Curvas estáticas y dinámicas. Generando diversos escalones y tomando para cada escalón de voltaje el respectivo voltaje de salida del sensor, se obtuvo la siguiente gráfica:

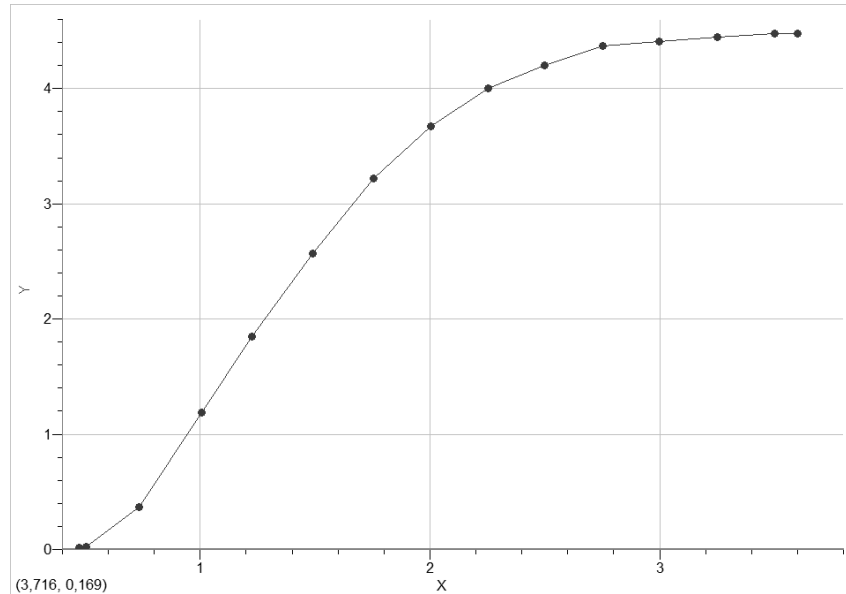


Figura 8. Curva estática de la planta a controlar

Tomando la sección de la curva mas lineal se escoge un escalón apropiado y observando la señal del sensor en un osciloscopio se determina el orden de la planta y sus respectivos parámetros de desempeño. La curva es la siguiente:

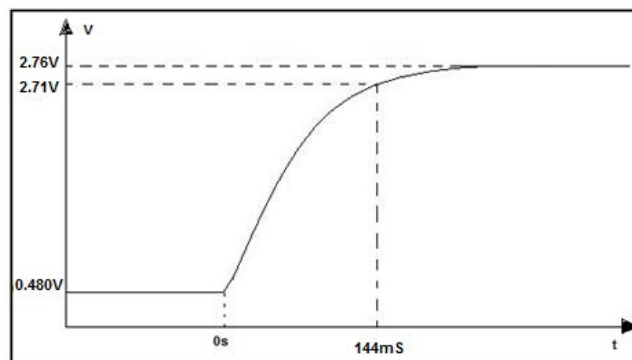


Figura 9. Curva dinámica del motor CD

Observando la gráfica del osciloscopio se mide el tiempo de asentamiento y si el sistema resulta ser de primer orden, se determina el valor de las constantes τ y k :

$$\tau = \frac{t_{SS}}{4} = 0.036s$$

Ec. 5

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{2.76V - 0.48V}{(0.68V - 835mV)} = \frac{2.28}{0.845} = 2,698 \quad \text{Ec. 6}$$

En este caso, el valor del numerador es el valor del voltaje del tacogenerador y el del denominador es el escalón del voltaje de entrada. Para lograr tener el lazo cerrado, se requeriría un sumador no inversor que genere la señal de error, sumando la señal de entrada con el inverso de la señal de salida del tacogenerador. Dicho sumador puede implementarse con amplificadores operacionales.

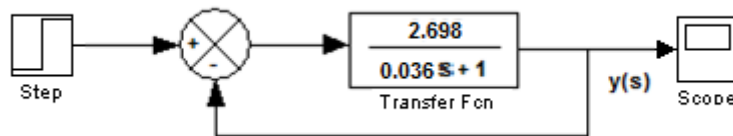


Figura 10. Diagrama de bloques para la función de transferencia de la planta

3.2 CONTROL DE VELOCIDAD

3.2.1 Corrección del error en estado estable y diseño de un compensador PI.

Utilizando el teorema del valor final y un simulador como MATLAB, se puede observar que hay un error en estado estable:

$$ess = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad \text{Ec. 7}$$

$$E(s) = Vin(s) \left(\frac{0.04s + 1}{0.04s + 3.7} \right) \quad \text{Ec. 8}$$

$$ess = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{5}{s} \right) \left(\frac{0.04s + 1}{0.04s + 3.7} \right) = \frac{5}{3.7} = 1.351 \quad \text{Ec. 9}$$

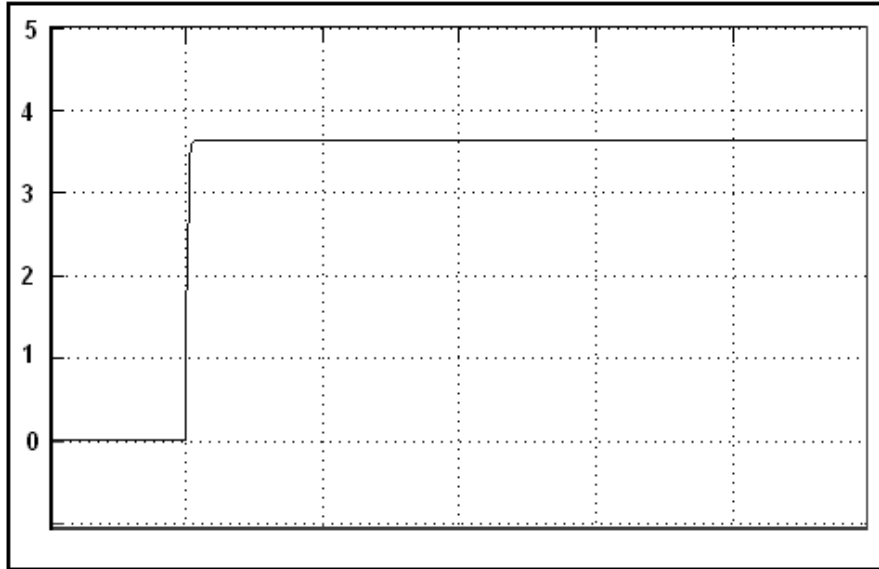


Figura 11. Curva dinámica de la planta ante un escalón de 0 a 5 sin compensador

Según esta gráfica se puede observar que hay un error en estado estable. Lo anterior sugiere que se necesita un controlador que le permita a la salida seguir la entrada. Para determinar qué tipo de controlador se requiere se recurre al teorema del valor final:

Sea $E(s)$ la señal de error, $Vin(s)$ la señal escalón y $Vo(s)$ la salida, se tiene que:

$$Vin(s) - Vo(s) = E(s) \quad \text{Ec. 10}$$

$$\frac{2.7E(s)}{0.04s + 1} = Vo(s) \quad \text{Ec. 11}$$

$$E(s) = Vin(s) \left(\frac{0.04s + 1}{0.04s + 3.7} \right). \quad \text{Ec. 12}$$

Aplicando el teorema del valor final:

$$ess = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad \text{Ec. 13}$$

$$ess = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{5}{s} \right) \left(\frac{0.04s + 1}{0.04s + 3.7} \right) = \frac{5}{3.7} = 1.351 \quad \text{Ec. 14}$$

En esta expresión puede notarse que si se agrega un término $\frac{Kps + Ki}{s}$, se puede corregir el error en estado estable a cero para ciertos criterios de desempeño establecidos, en este caso $t_{ss} = 250 \text{ ms}$ y $\zeta = 0.7$.

Agregando el término $\frac{Kps + Ki}{s}$ al lazo de control como compensador, se tiene que:

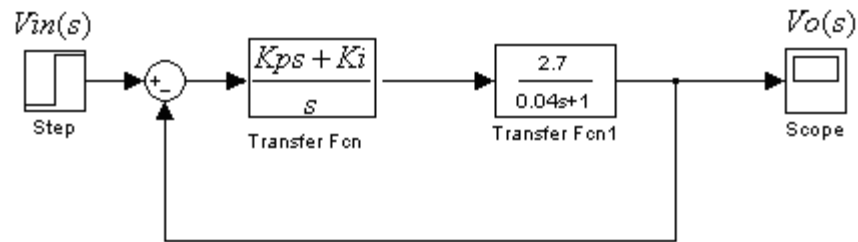


Figura 12. Diagrama de bloques de la planta controlada

Multiplicando los dos bloques:

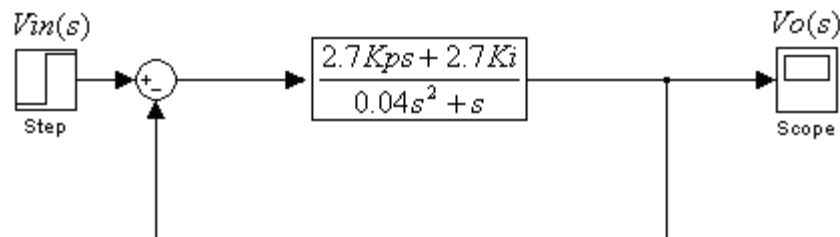


Figura 13. Simplificación del diagrama de la figura 27

Aplicando álgebra de bloques se tiene que:

$$\frac{Vo(s)}{Vin(s)} = \frac{2.7Kps + 2.7Ki}{0.04s^2 + s + 2.7Kp + 2.7Ki} = \frac{67.5Kps + 67.5Ki}{s^2 + (25 + 67.5Kp)s + 67.5Ki} \quad \text{Ec. 15}$$

Como un sistema de segundo orden tiene la forma:

$$\frac{Eo(s)}{Ei(s)} = \frac{Wn^2}{s^2 + 2\zeta Wns + Wn^2} \quad \text{Ec. 16}$$

Al comparar los denominadores de las dos expresiones anteriores se tiene que:

$$25 + 67.5K_p = 2\zeta W_n \quad \text{Ec. 17}$$

$$67.5K_i = W_n^2. \quad \text{Ec. 18}$$

Aplicando el criterio del 2%, se tiene que:

$$W_n = \frac{4}{t_{ss}\zeta} = 22.857 \quad \text{rad/s} \quad \text{Ec. 19}$$

Sustituyendo W_n y resolviendo para K_p y K_i se tiene que:

$$K_i = 7.74 \quad \text{Ec. 20}$$

$$K_p = 0.104 \quad \text{Ec. 21}$$

Entonces el lazo cerrado quedaría:

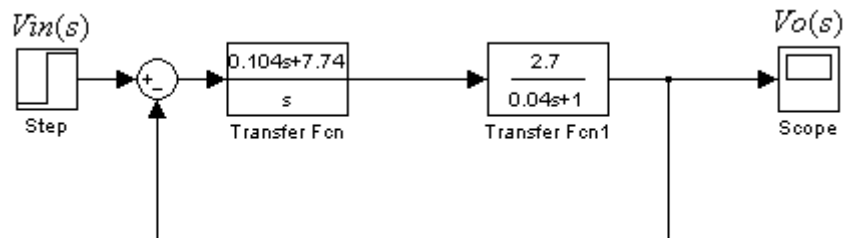


Figura 14. Diagrama de bloques de la planta controlada, con las constantes calculadas

Para la entrada escalón descrita inicialmente, la salida sería entonces:

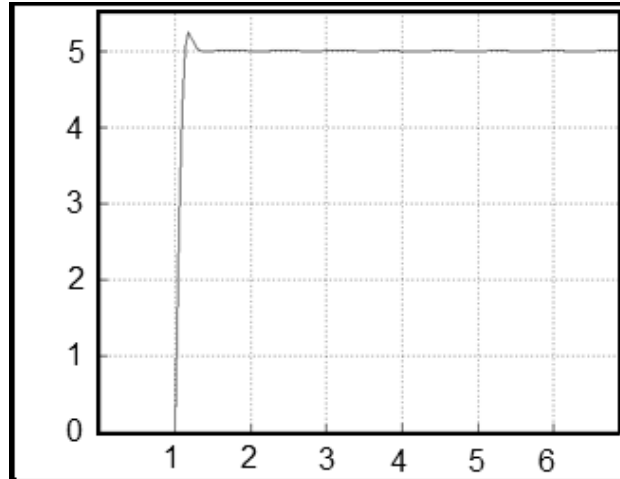


Figura 15. Salida del sistema controlado ante un escalón

El error ha sido corregido y los criterios de desempeño pueden observarse ampliando la gráfica como sigue:

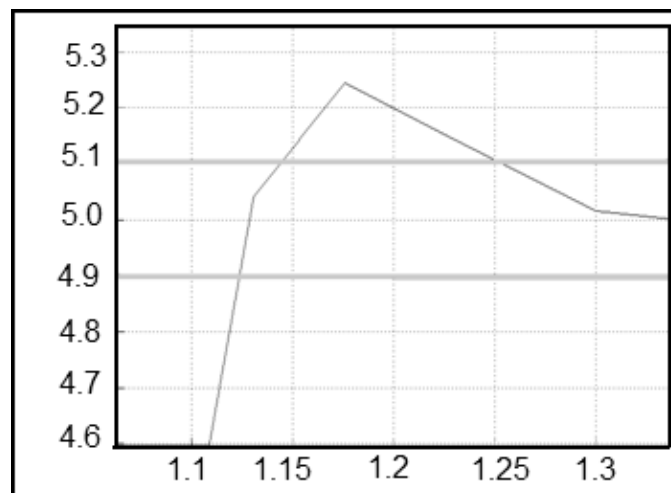


Figura 16. Verificación de los parámetros de desempeño

3.3 CONTROL DE POSICIÓN

Añadiendo el integrador a la planta de velocidad, se obtiene la planta de posición, como lo muestra la figura 58.

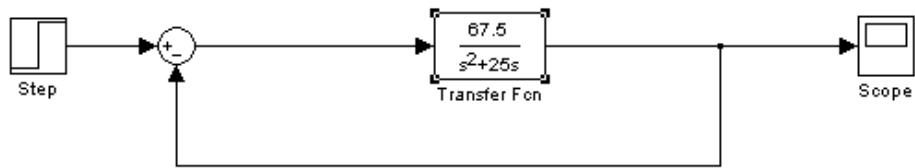


Figura 17. Planta para posición

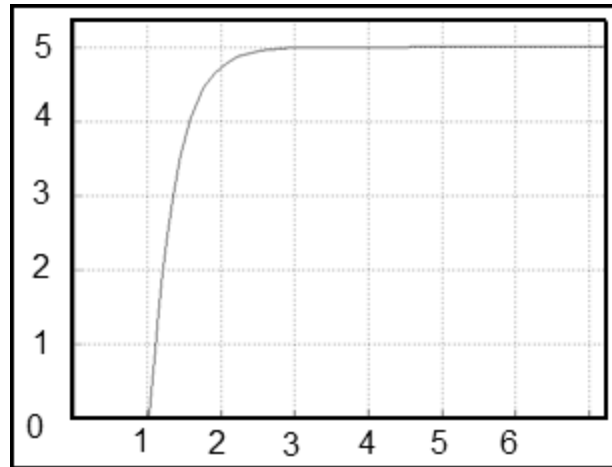


Figura 18. Salida del sistema ante un escalón de 0 a 5

No hay error en estado estable. Esto se puede explicar con el teorema del valor final:

$$V_{in}(s) - V_o(s) = E(s) \quad \text{Ec. 22}$$

$$\frac{2.7E(s)}{0.04s^2 + s} = V_o(s) \quad \text{Ec. 23}$$

Para $V_{in}(s) = \frac{5}{s}$, (como en este caso), se tiene que:

$$E(s) = \frac{5 \left(\frac{0.04s + 1}{0.04s^2 + s + 2.7} \right)}{s} = \frac{0.04s + 1}{0.04s^2 + s + 2.7} \quad \text{Ec. 24}$$

Aplicando el teorema del valor final:

$$ess = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad \text{Ec. 25}$$

$$ess = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{0.04s + 1}{0.04s^2 + s + 2.7} \right) = 0 \quad \text{Ec. 26}$$

Aunque ζ es cero, se puede reducir el tiempo de asentamiento.

Un sistema de segundo orden tiene la forma:

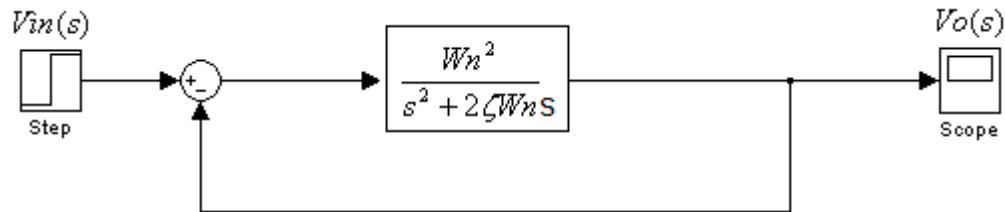


Figura 19. Diagrama de bloques del modelo teórico para posición

Al comparar este lazo de control con el lazo de control para posición se encuentra que:

$$Wn^2 = 67.5 \quad \text{rad/s} \quad \text{Ec. 27}$$

$$2\zeta Wn = 25 \quad \text{Ec. 28}$$

$$\zeta = 1.521 \quad \text{Ec. 29}$$

Este es un sistema de segundo orden sobreamortiguado. Hay que buscar una constante K_i que baje el ζ por debajo de uno, por ejemplo 0.8, para que el sistema sea subamortiguado y aplicar las ecuaciones de los criterios de desempeño de esta clase de sistema.

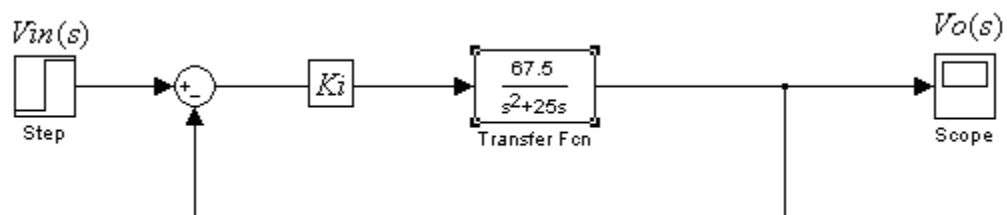


Figura 20. Multiplicación de la planta por una constante K_1

Se tiene que:

$$67.5K_i = Wn^2 \quad \text{Ec. 30}$$

$$Wn = \sqrt{67.5k_i} = 8.216\sqrt{K_i} \quad \text{Ec. 31}$$

$$2(0.8)(8.216)\sqrt{K_i} = 25 \quad \text{Ec. 32}$$

$$K_i=3.617$$

Ec.33

Se consigue entonces un sistema subamortiguado:

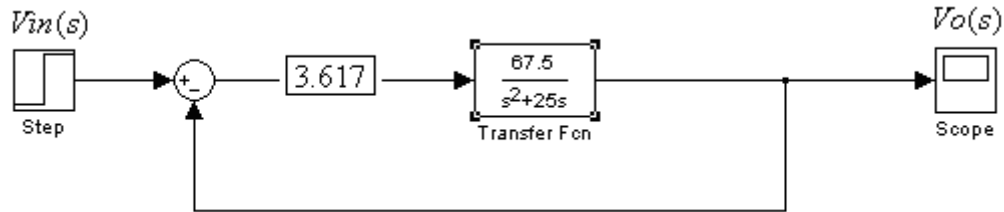


Figura 21. Multiplicación de la planta por una constante calculada

Para este sistema se sabe que $\omega_n = \sqrt{3.617 \cdot 67.5} = 15.625$.

Ahora si se quiere por ejemplo un tiempo de asentamiento de 300ms, aplicando el criterio del 2%:

$$\omega_n = \frac{4}{0.3 \cdot 0.8} = 16.67 \text{ rad/s} \quad \text{Ec. 34}$$

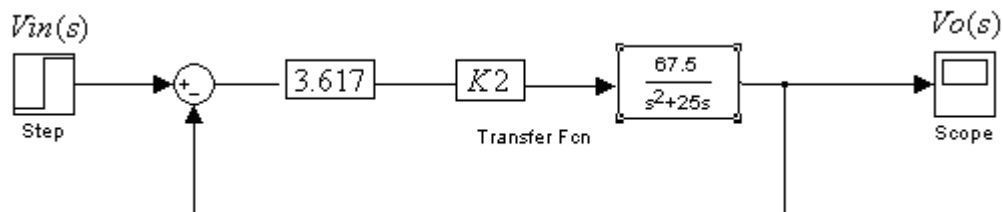


Figura 22. Multiplicación de la planta por la constante calculada K1 y una constante desconocida K2

$$\omega_n^2 = 3.617 \cdot 67.5 \cdot K_2 \quad \text{Ec. 35}$$

Sacando la raíz cuadrada a los 2 miembros de la ecuación:

$$\omega_n = 15.625 \sqrt{K_2} \quad \text{Ec. 36}$$

$$K_2 = 1.138 \quad \text{Ec. 37}$$

$$3.617 K_2 = 4.116 \quad \text{Ec.38}$$

Entonces el nuevo lazo de control para $\zeta = 0.8$ y $t_{ss}=300$ ms sería entonces:

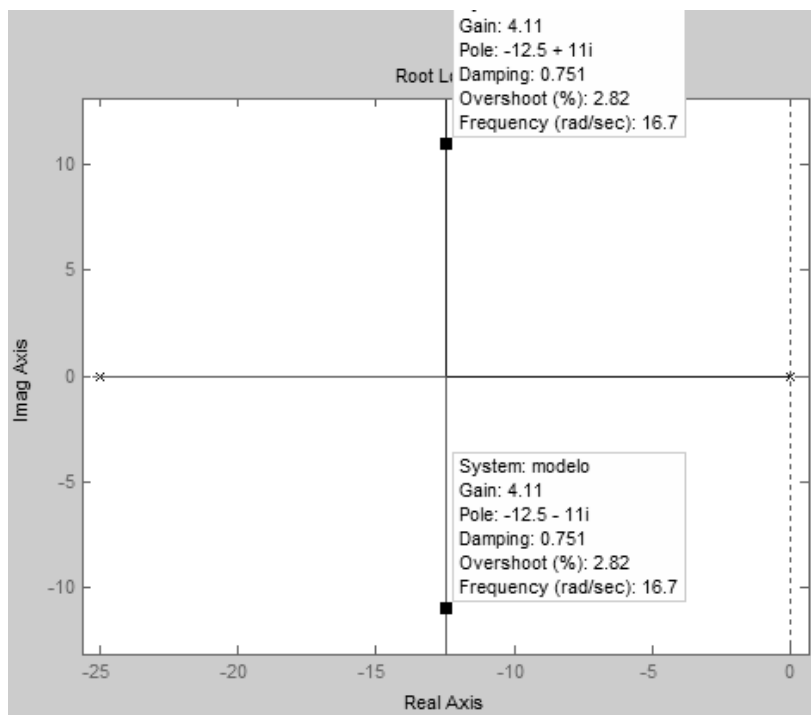


Figura 23. Lugar geométrico de la raíces para la planta compensada

Según el lugar geométrico de las raíces, dicha constante para los valores de ζ y ω_n está ubicada en la trayectoria perteneciente al semiplano izquierdo del plano complejo, garantizando la estabilidad del sistema.

Asegurada la estabilidad del sistema, el lazo de control quedaría así:

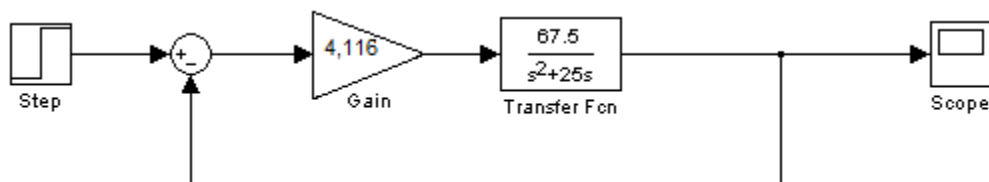


Figura 24. Planta compensada

La siguiente es la gráfica para la salida del sistema compensado:

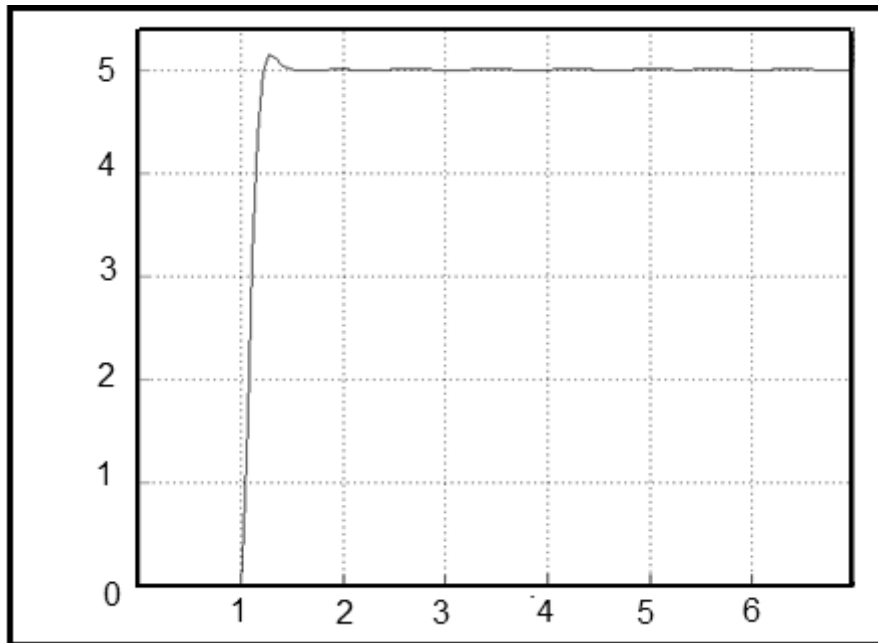


Figura 25. Salida de la planta compensada

3.3.1 Inversión de giro para el control de posición. Agregando un comparador entre la salida del sumador y la entrada al microcontrolador, que envíe un 1 si la señal de error es mayor que cero (voltaje de entrada mayor que voltaje de salida) y un 0 si la señal de error es menor que cero (voltaje de entrada menor que el voltaje de salida), se podría hacer que el microcontrolador active un sentido de giro determinado hasta que el eje del motor alcance la posición deseada.

3.3.2 Sensor. En este caso un potenciómetro generara la señal de salida que se restara a la señal de entrada. Se acopló el potenciómetro lineal al eje del motor por medio de dos piñones para obtener la posición deseada. Éste se alimentó por las puntas de los extremos entre 5 V y GND. El pin del centro cambia su valor de voltaje según la posición que vaya adquiriendo (0 grados: 0 V; hasta 323 grados: 5 V).

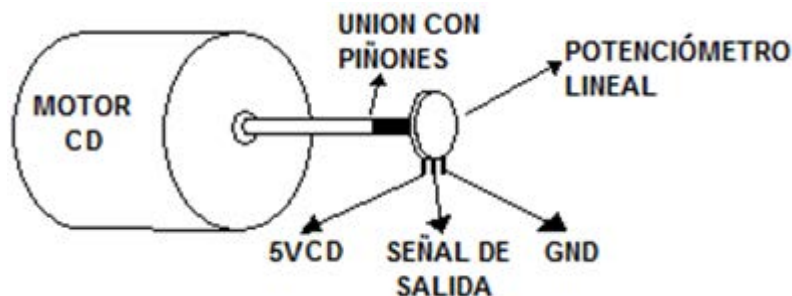


Figura 26. Esquema para el sensor de posición



Figura 27. Diagrama de bloques para adecuar la señal de posición

3.4 SEGURIDAD

Para sensar la temperatura se utilizó el integrado LM35 que permite sensar la temperatura ambiente. La salida del sensor es proporcional a la escala Celsius ($10 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$) facilitando su calibración. Tiene un rango de medida entre -55°C hasta 150°C . Considerando que el sensor es lineal y con los respectivos cálculos se puede determinar que a 150°C la salida en voltaje es:

$$X = \frac{(0\text{mV} \times 50^\circ\text{C})}{1^\circ\text{C}} = 1.5\text{V} \quad \text{Ec. 39}$$

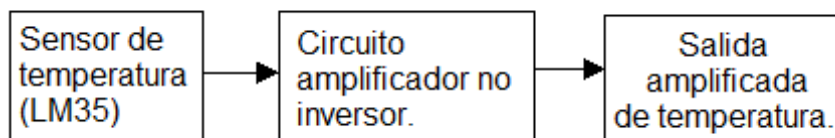


Figura 28. Diagrama de bloques para el acondicionamiento de la señal de temperatura

4. COMUNICACIÓN INALÁMBRICA

La comunicación se realizó utilizando un módulo TRF-2.4G en el lado de la estación remota y dos de estos mismos módulos en el lado de la planta, ya que se necesitó utilizar uno para transmitir información de la planta y otro para recibir la información de la referencia de la estación remota. Un microcontrolador recibe una trama donde se especifica si la referencia es de posición o velocidad y se activa un puerto para cada variable a controlar. Dicho valor digital impreso por uno de los puertos del microcontrolador es convertido a un valor analógico a través de un conversor digital a analógico y de este modo se genera la referencia analógica.

4.1 MODULO Y MODOS DE COMUNICACION

4.1.1 Modulo TRF-2.4G. El transceptor TRF-2.4G es un módulo que opera en la banda de los 2.4GHz, se compone de una antena, un amplificador de potencia, un oscilador local y un modulador. A través de una comunicación serial en la que intervienen tres líneas, se transmite y recibe información, se detecta la llegada de un dato y se sincroniza la comunicación entre la tarjeta y el microcontrolador, respectivamente [9].



Foto 1. Módulo TRF-2.4G

El módulo puede funcionar en dos modos: modo ShockBurst o modo directo.

4.1.2. Modo ShockBurst. La tecnología ShockBurst utiliza un chip FIFO (First In First Out), con sincronización de datos entrantes desde el microcontrolador, a una baja velocidad de transmisión y envía por radiofrecuencia a una tasa muy alta de modo que la reducción de potencia es considerable.

Al trabajar de este modo obtenemos acceso a una alta tasa de bits (1 Mbps) ofrecida por la banda de los 2.4G, sin la necesidad de un alto costo en la velocidad de los procesos del microcontrolador. Reduce el consumo de potencia, facilita las rutinas del microcontrolador y merma los riesgos de colisiones en el enlace debido al corto tiempo de transmisión. Una de las propiedades más importantes de este modo, es que el usuario solamente tiene que enviar desde el microcontrolador al transceptor los bytes de dirección y los bytes de carga útil, después el módulo automáticamente adhiere los bytes de cabecera y CRC [9].

4.1.3. Modo directo. En modo directo el TRF-2.4G trabaja como un dispositivo tradicional de radiofrecuencia. Los datos deberán configurarse a bajas tasas de transferencias, para la recepción y la detección de señales.

Para el proyecto se decidió trabajar en modo ShockBurst, ya que representa menos código en el microcontrolador, menos consumo de potencia y mayor confianza en la transmisión y recepción de datos ya que el tiempo de transferencia es reducido y por lo tanto los errores son mínimos [9].

4.2. DESCRIPCIÓN DE LA TRAMA DE COMUNICACIONES

Normalmente una trama de comunicaciones consta de tres partes:

- Cabecera, en donde, habrá campos de control de protocolo.
- Datos, que es lo que se quiere transmitir.
- Cola, en donde, está el chequeo de errores (CRC, anexo 3)

Gracias al módulo que se implementó, el TRF-2.4G, permitió crear una trama que consta de:

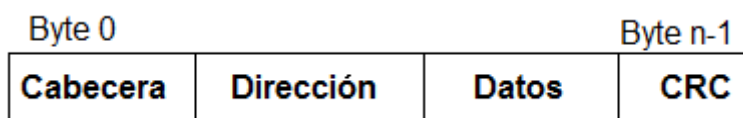


Figura 29. Trama de comunicaciones

5. PRUEBAS Y ANALISIS

Las fotos 2 y 3 muestran el producto desarrollado que permitió cumplir el objetivo general del proyecto, con el cual se realizaron las pruebas y sus respectivos análisis, para proporcionar una idea clara sobre la eficiencia del modulo ante escalones y perturbaciones.

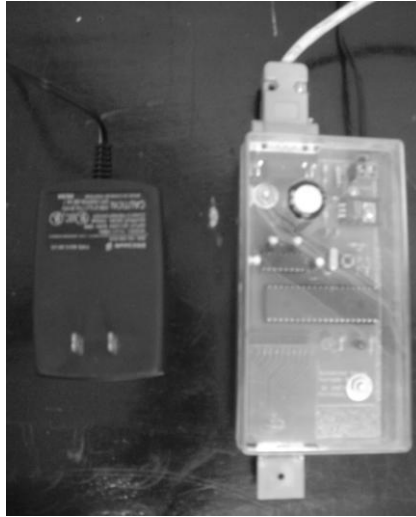


Foto 2. Tarjeta realizada en el proyecto como interfaz entre el computador y los módulos de radiofrecuencia

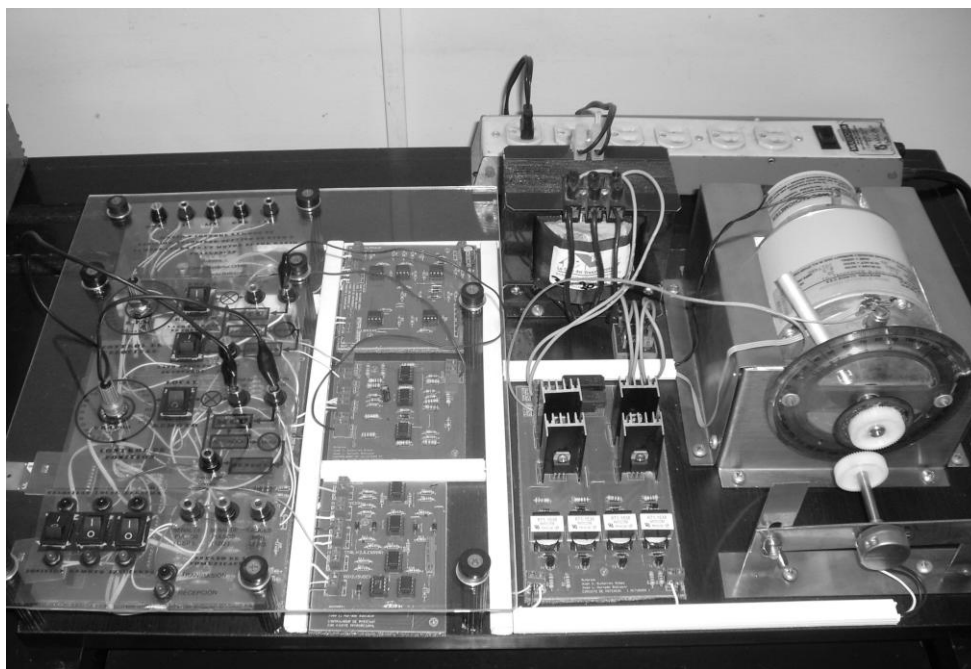


Foto 3. Modulo de control de las variables de un motor CD por radiofrecuencia

5.1 PRUEBA DE VELOCIDAD SIN COMPENSADOR Y SIN CARGA

La siguiente prueba se realizó utilizando una aplicación en Visual Basic para generar un escalón dentro del intervalo de 0 a 5200 RPM pero se anuló el compensador PI. La respuesta a dicho escalón se observó en un osciloscopio y se comparó con la respuesta teórica en MATLAB para obtener el valor del error absoluto tanto del valor final como el tiempo de asentamiento.

Tabla 1. Resultados de las pruebas de velocidad sin compensador

Escalón	Velocidad final teórica (RPM)	Velocidad final empírica (RPM)	Error (%)	ts teórico (ms)	ts empírico (ms)	Error (%)	Foto; figura.
500-1500	1500	908	39	90	392	335	10; 74
1500-3000	3000	1965	34.5	90	284	215.1	11; 75
4000-2000	2000	1315	34.25	90	764	749	12; 76
2000-500	500	177	64.6	90	370	311	13; 77

Como se puede observar al no haber compensador en el bucle cerrado de control se evidencia un error en estado estable muy alto respecto a la entrada y se estabiliza a un tiempo de asentamiento indeterminado. Por lo tanto, se requiere de un compensador de una acción integradora eliminando el error en estado estable y proporcional que defina un tiempo de asentamiento.

5.2 PRUEBA DE VELOCIDAD CON COMPENSADOR CON RADIOFRECUENCIA SIN CARGA

En esta prueba se realizó el mismo procedimiento, tomando los mismos escalones añadiendo el compensador PI.

Tabla 2. Resultados de las pruebas de velocidad con compensador

Escalón	Velocidad final teórica (R.P.M.)	Velocidad final empírica (R.P.M.)	Error (%)	ts teórico (ms)	ts empírico (ms)	Error (%)
500-1500	1500	1533	2.2	250	260	4
1500-3000	3000	3077	2.6	250	320	28
4000-2000	2000	2041	2	250	280	12
2000-500	505	517	2.4	250	270	8

Los errores se pueden analizar de la siguiente manera:

Primero, La existencia de inexactitud del sensor de velocidad y el error que puede haber en la conversión de velocidad a voltaje para producir el valor de referencia, es decir, lo que se compara en el set point no son velocidades, sino, valores de voltaje que representan valores de velocidad, y al realizar las pruebas, el error en estado estable fue de 0 VCD, pero una salida de velocidad con un error alrededor del 2%. Para solucionar este problema se recomienda usar elementos de sensado lo mas exactos posibles. Segundo, se utilizaron condensadores y resistencias con tolerancias del 5%. Por lo tanto se recomienda usar un compensador digital o en su defecto elementos pasivos de precisión.

En cuanto al tiempo de asentamiento se puede explicar la existencia de error promedio del 13% debido a la no linealidad del sistema. La teoría que se utiliza para la realización de compensadores es para sistemas idealmente lineales, pero en realidad ningún sistema es completamente lineal.

5.3 PRUEBA DE POSICIÓN SIN COMPENSADOR CON RADIOFRECUENCIA SIN CARGA

La siguiente prueba se realizó utilizando una aplicación en visual Basic para generar un escalón dentro del intervalo de 0 a 315 grados. La respuesta a dicho escalón se observó

en un osciloscopio y se comparó con la respuesta teórica en MATLAB para obtener el valor del error absoluto tanto del valor final como el tiempo de asentamiento.

Tabla 3. Resultados de las pruebas de posición

Escalón Grados	Posición final teórica (Grados)	Posición final empírica (Grados)	Error (%)	ts teórico (s)	ts empírico (s)	Error (%)
30-40	40	40	0	1.6	2.2	37.5
40-60	60	60	0	1.8	1.2	33.3
60-91	90	90	0	2.8	0.06	97.8
100-50	50	50	0	1.8	0.028	98.4

Se comprobó empíricamente que el motor posee una acción integradora cuando se desea hacer control de posición y por este motivo no hubo errores en estado estable en las pruebas realizadas, sin embargo debido a la no linealidad del sistema, al acoplamiento mecánico y al radio de los piñones que ocasionan pérdida de torque, al realizar un escalón en las zonas no lineales se presentan errores en el tiempo de asentamiento.

6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El proyecto de grado dio como resultado el diseño y realización de un módulo de control de posición, velocidad, sentido de giro y temperatura de un motor CD de 30 V y 8 A, que permitirá a los estudiantes del programa de Ingeniería Electrónica, hacer prácticas de controles en las que se diseñe e implemente un compensador o un controlador que conceda al usuario alcanzar los parámetros de desempeño deseados, así como la posterior verificación de los mismos en una aplicación hecha en un lenguaje de programación de PC; y en donde dicho monitoreo se puede realizar en forma remota o local.

El codificador óptico es un buen dispositivo para medir velocidad angular y lineal en un motor, ya que el tiempo entre pulsos generados por dicho mecanismo permite medir el tiempo en el que el motor gira 2π .rad obteniendo $\omega = 2\pi/T$ y $V = \omega R$. Sin embargo, presenta limitaciones para medir la posición angular porque la precisión en la medición depende de el número de perforaciones y zonas opacas del mismo. Por esta razón un potenciómetro lineal porque genera una señal de voltaje para cada posición angular.

El control de posición angular de un motor CD requiere un mecanismo de inversión de giro en el actuador cuando el sistema es subamortiguado, porque al ser oscilatorio, tiene implícito un sobrepaso del valor de posición deseado y debe invertir el giro un número infinito de veces hasta alcanzarlo.

El control de posición angular de un motor CD no requiere compensadores para corregir el error en estado estable ya que la planta posee un integrador que corrige dicho error. Sin embargo, si es necesario que el motor alcance el valor de posición angular más rápidamente, se puede agregar a la planta una constante que exista en el lugar geométrico de las raíces.

El control de velocidad de un motor CD puede hacerse en ambos sentidos de giro. Sin embargo, si se usa un tacómetro como sensor, este invierte la polaridad de la señal de voltaje de realimentación cuando se hace la inversión de giro. Por esta razón, es necesario utilizar un circuito de instrumentación que sin importar la polaridad de la señal de voltaje del sensor, siempre tenga un sentido negativo para que se pueda restar de la señal de voltaje de referencia cuando se utiliza un amplificador sumador no inversor para obtener la señal de error.

El circuito de instrumentación de corrección de signos debe utilizar diodos para identificar la polaridad de la señal y hacer las correcciones pertinentes. Estos diodos deben configurarse en forma ideal porque los cambios de voltaje hacen que éstos tomen diversos valores ánodo-cátodo difíciles de compensar.

En la elección de una tarjeta de radiofrecuencia que envíe la señal de control desde una estación remota a una planta, se requiere que la rapidez con que recibe las muestras de la misma sea mayor a la rapidez con la que el conversor analógico a digital muestrea la señal del sensor de la variable a controlar.

Los problemas relacionados con acoples mecánicos y la fricción en los componentes de la planta afectan el control de posición del motor, por esta razón, se requiere conocer sus propiedades y como afectan la linealidad de la misma o utilizar mecanismos de mejor calidad y rendimiento.

A partir de la experiencia, para la inversión de giro de un motor CD serie utilizando un actuador con la configuración de puente H de cuatro SCR's, que permiten el paso de una cantidad de voltaje RMS de una señal con frecuencia diferente de cero, genera una reducción de la corriente en la bobina del rotor y las bobinas del estator, evitando que gire el motor. Ante este problema, si se desea realizar una aplicación en donde se requiera invertir el giro y conservar el actuador mencionado es necesario usar un motor CD de imán permanente.

La utilización de un módulo en el lado de la planta que realice las funciones de transmisión y recepción de información de la planta y de la estación remota respectivamente, se hacia iniciándolo en modo transmisión y luego de 100ms en modo recepción; esta conmutación entre ambos estados generaba que la comunicación solo durara unos pocos minutos. Por esta razón fue necesario utilizar una tarjeta que se encargue de la recepción y otra de la transmisión, solucionando de este modo el problema mencionado.

La configuración de los módulos en la que se puede mantener la comunicación, requiere que la transmisión de información desde la planta se haga cada 100ms y su periodo de muestreo es de 1ms. Por esta razón, es necesario hacer el control en el lado de la planta y no en la estación remota.

BIBLIOGRAFIA

[1] Angulo, U. José María; Angulo, M. Ignacio; Romero Y. Susana. (2006) Microcontroladores PIC. Capítulos 1 – 16. Editorial Mc Graw Hill. Segunda Edición.

[2] DIAZ M, Alexander y ECHEVERRY R, Rubén Darío. *Diseño e implementación de un sistema inalámbrico de gestión y control de datos utilizando un módulo UHF*. Santiago de Cali. Trabajo de grado (ingenieros electrónicos). Universidad Santiago de Cali. Facultad de ingeniería electrónica.

[3] ERAZO, Francisco Javier y ZORRILLA, Juan Camilo. *Diseño e implementación del sistema de control de velocidad para un motor DC de 3HP*. Santiago de Cali. Trabajo de grado (ingenieros electrónicos). Universidad Pontificia Javeriana. Facultad de ingeniería electrónica.

[4] *GE SENSING SELECTS DUST NETWORKS FOR WIRELESS SENSING*. Consultado en Junio de 2007.

<http://proquest.umi.com/pqdweb?index=0&did=1281695311&SrchMode=1&sid=7&Fmt=3&VInst=PROD&VType=PQD&RQT=309&VName=PQD&TS=1181402010&clientId=57302>.

[5] HARPER ENRÍQUEZ, Gilberto (2003). El ABC del control electrónico de las maquinas eléctricas. Capitulo 3. *Potencia y par de un motor eléctrico, las relaciones del par*. Editorial Limusa, México. Primera edición.

[6] HERRERA PÉREZ, Enrique (2004). Comunicaciones II, *Comunicación digital y ruido*. Capitulo 5, *Modulación digital*. Editorial Limusa, México. Primera edición.

[7] HIDALGO, Andrés Fernando y RAMIREZ G, Helmer. *Módulo de control realimentado de posición y velocidad para un motor DC*. Santiago de Cali. Trabajo de grado (ingenieros electrónicos). Universidad de San Buenaventura. Facultad de ingeniería electrónica.

[8] KUO, Benjamín C. (1995). Sistemas de control automático. Capítulo 4.6. Motores de DC en sistemas de control. Editorial Prentice hall. México. Séptima edición.

[9] NORDIC SEMICONDUCTOR; CHIP TRANSCEPTOR DE RADIO NRF2401; Consultada en Noviembre de 2008.

<http://www.nvlsi.no/index.cfm?obj=product&act=display&pro=64#>.

[10] Ogata, Katsuhiko. (2033). Ingeniería de control moderna. Capítulo 5. Análisis de la respuesta transitoria y estacionaria. Editorial Prentice Hall. Madrid. Cuarta edición.

[11] Rashid, Muhammad H. (2004). Electrónica de potencia. Capítulo 10. Rectificadores controlados. Capítulo 15. Propulsores de CD. Editorial Prentice Hall. Tercera edición.

[12] *Remote Control*. Referencia RF en la industria 8, Consultado en junio de 2007.

<http://proquest.umi.com/pqdweb?index=23&sid=7&srchmode=1&vinst=PROD&fmt=6&starpage=&clientid=57302&vname=PQD&RQT=309&did=1261932281&scaling=FULL&ts=1181402518&vtype=PQD&rqt=309&TS=1181402533&clientid=57302>.

[13] SALCEDO C, Luís Guillermo y CAMACHO T, Marlin. *Implantación de un sistema de control de velocidad y posición angular de un motor DC*. Santiago de Cali. Trabajo de grado (ingenieros electrónicos). Universidad Santiago de Cali. Facultad de ingeniería electrónica.