

Caracterización de los motores

Se consideró que el motor se comporta como un sistema de primer orden:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{e^{-Ls}K}{\tau s + 1}$$

Siendo:

K : la ganancia del sistema en tiempo estable.

L : el tiempo que tarda en responder el sistema luego de un cambio en la entrada.

τ : el tiempo que tarda el sistema en llegar al 63% de la señal de salida.

La caracterización se realizó con una entrada al sistema del 100% de ciclo útil, y arrojó los siguientes resultados:

Motor Derecho

En la siguiente grafica está el comportamiento del motor para una entrada de ciclo útil del 37.5 %:

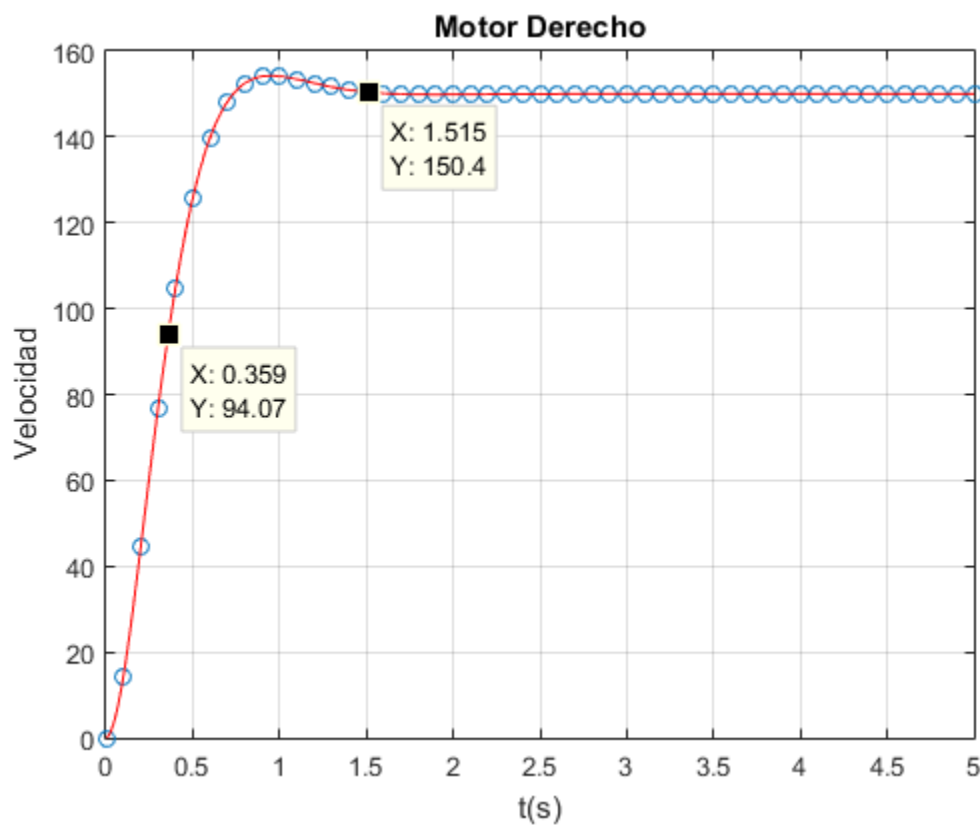


Figura 1 Salida del motor derecho a una entrada de PWM del 37.5 %

Las constantes son:

$$K = 4$$

$$L = 0$$

$$\tau = 0.35 \text{ s}$$

Motor Izquierdo

En la siguiente grafica está el comportamiento del motor para una entrada de ciclo útil del 37.5 %:

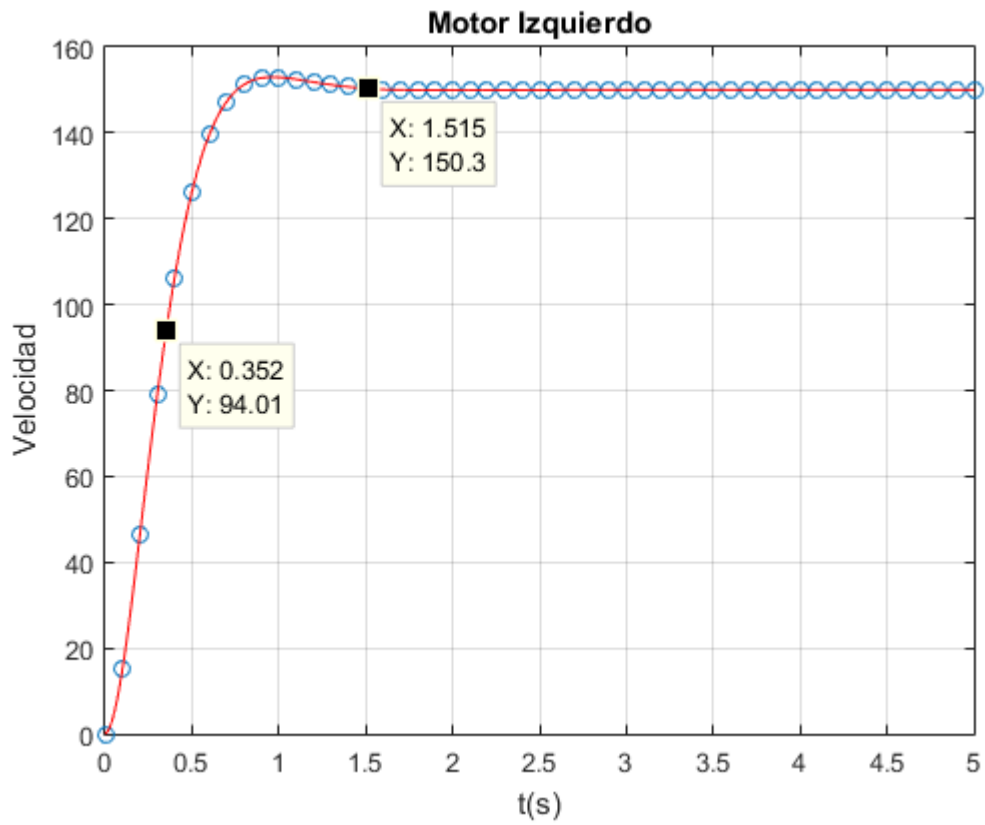


Figura 2 Salida del motor izquierdo a una entrada de PWM del 37.5 %

Las constantes son:

$$K = 4$$

$$L = 0$$

$$\tau = 0.35 \text{ s}$$

Control de velocidad

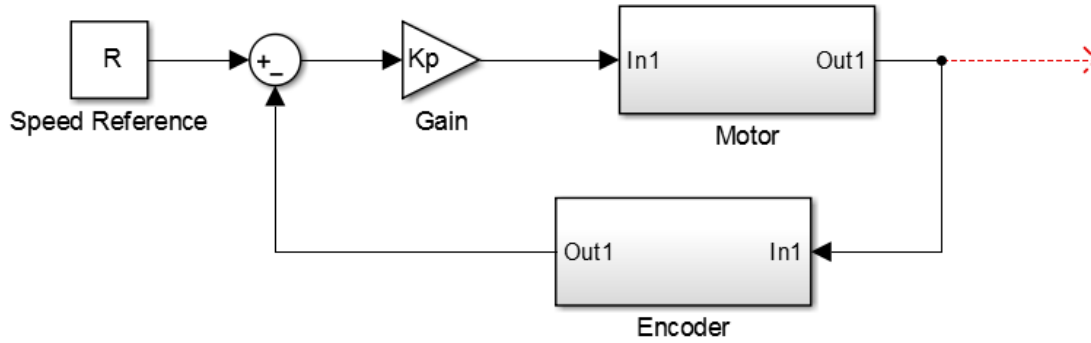


Figura 3 Sistema realimentado

Luego de caracterizar los motores, se calculó un control de velocidad, teniendo en cuenta que la referencia de este control cambiara con respecto al control seguidor de línea. Debido a esto, no se considera el error en estado estacionario por lo que se calculó un control proporcional de velocidad, capaz de alcanzar un tiempo de establecimiento de 0.3 s^1 y un sobre pico menor al $10 \%^2$. Teniendo el sistema realimentado mostrado en la figura 3, se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$H_f(s) = \frac{H(s)}{1 + kpH(s)} \quad (1)$$

Remplazando $H(s)$ por el modelo del motor objetemos:

$$H_f(s) = \frac{\frac{K}{\tau s + 1}}{1 + kp \frac{K}{\tau s + 1}} \quad (2)$$

$$H_f(s) = \frac{K}{\tau s + 1 + kpK} \quad (3)$$

$$1 + kpK \quad (4)$$

Al dividir la ecuación (3) entre la (4) da:

$$H_f(s) = \frac{\frac{K}{1 + kpK}}{\frac{\tau s}{1 + kpK} + 1} \quad (5)$$

Se obtiene una ecuación para de τ_f y K_f :

$$\tau_f = \frac{\tau}{1 + kpK} \quad (6)$$

$$K_f = \frac{K}{1 + kpK} \quad (7)$$

¹ Tiempo menor al tiempo de muestreo del control seguidor de línea.

² Si el sobre pico es menor al 10% no agrega ruido en los sensores de línea.

$$H_f(s) = \frac{K_f}{\tau_f s + 1} \quad (8)$$

Tomando el 63% del tiempo de establecimiento objetivo, da como resultado:

$$kp = 4.38$$

$$\tau_f = 0.189$$

$$K_f = 0.216$$

Luego de varios experimentos, se realizó un ajuste fino el Kp que dio mejores resultados con sobre picos menores al 8 % y menor error en estado estacionario fue un valor de 5 para los dos motores. En las dos siguientes graficas está la salida del sistema con una entrada del 37.5 % que equivale a 150 RPM:

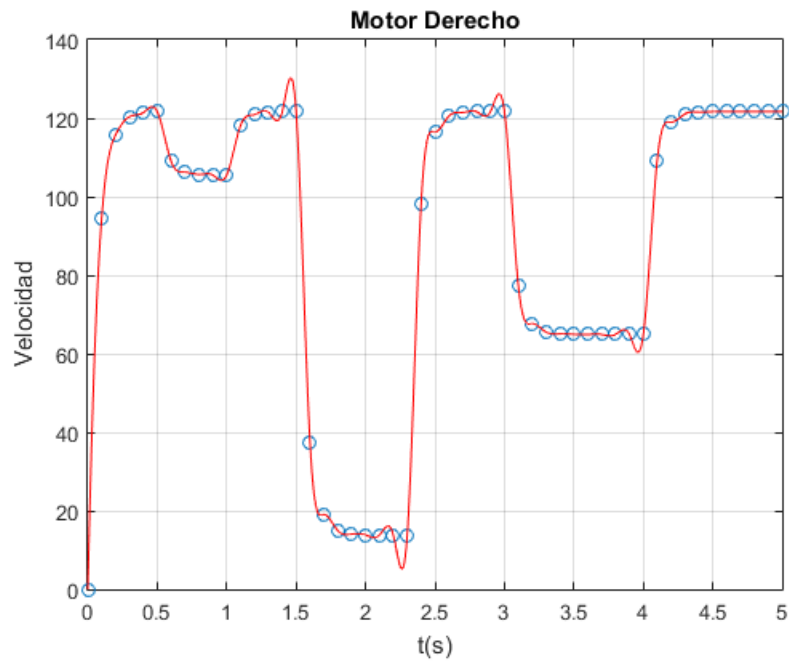


Figura 4 Motor derecho con control

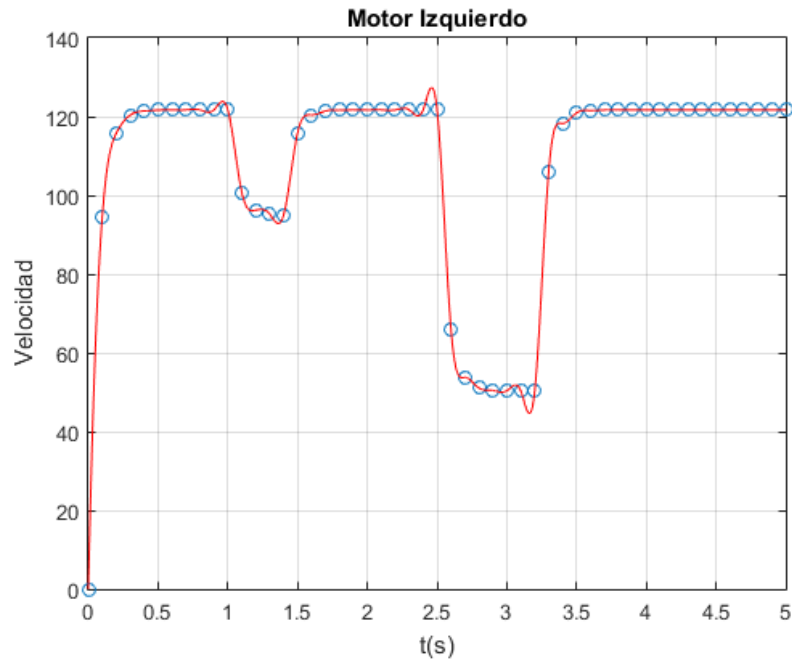


Figura 5 Motor izquierdo con control

En cada prueba de los motores experimentaron perturbaciones con el fin de verificar el funcionamiento del mismo.

Control seguidor de línea

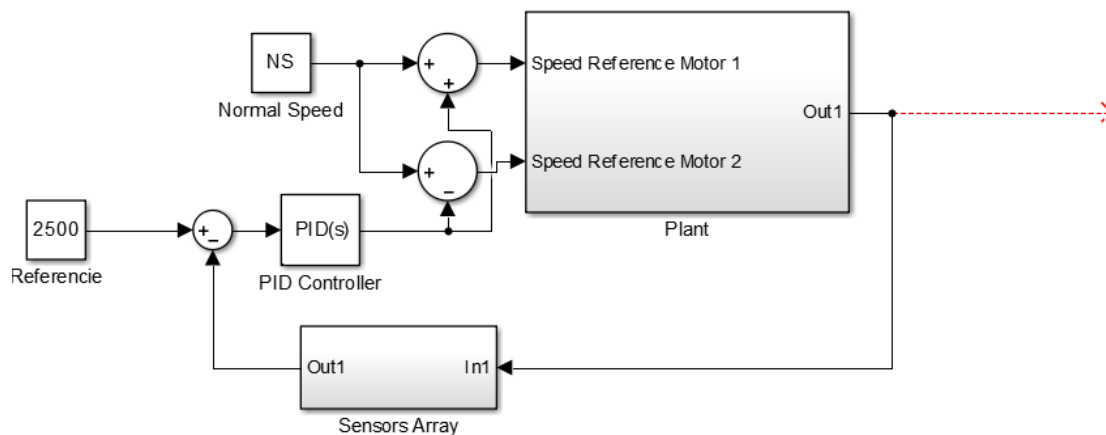


Figura 6 Sistema de control seguidor de linea.

Se desarrolló un control de línea PID, teniendo en cuenta como planta una desviación angular del robot con respecto de la línea. Esta desviación se calcula a partir de 6 sensores infrarrojos ubicados al frente del robot, estos sensores son calibrados previamente para ajustar el valor máximo que representa un color oscuro y el mínimo que representa el color más claro.

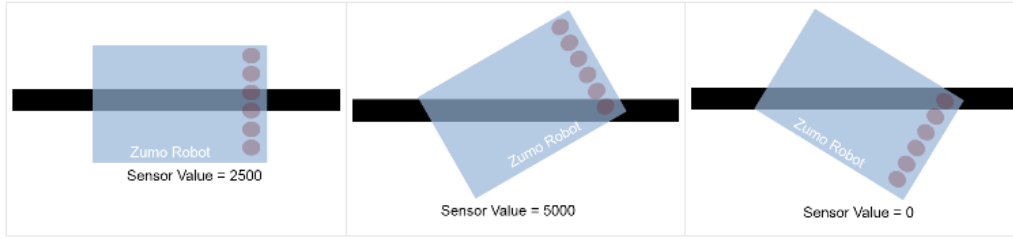


Figura 7 Modelo de orientación de la plataforma AIO

Fuente [Line Following Zumo Robot Using Simulink¹](#).

El primer paso en la lógica de control del seguidor de línea fue hallar una variable relacionada a la correcta alineación del robot. Para esto, se utilizó la siguiente formula:

$$K = \frac{1}{\sum_{i=0}^5 sensor_i} \sum_{i=0}^5 1000 * i * sensor_i \quad (9)$$

La cual describe la orientación del móvil como un valor entre 1 y 5000, en donde 0 indica una máxima inclinación hacia la derecha, 2500 una orientación paralela a la línea y 5000 una máxima inclinación hacia la izquierda como esta en la figura 7. De acuerdo este valor se regula con un control PID con referencia de 2500, la salida del control se representa un Δw que cambia la referencia del control de velocidad de los motores; de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$e_k = 2500 - posición_k \quad (10)$$

$$\Delta w_k = e_k * k_{lp} + (e_k - e_{k-1}) * k_{ld} + (e_k + I_{k-1}) * k_{li} \quad (11)$$

$$v_{der_k} = v_m + \Delta w_k \quad (12)$$

$$v_{izq_k} = v_m - \Delta w_k \quad (13)$$

Siendo v_m una velocidad media a la que debe ir el robot si este está centrado en la línea. Para sintonizar el control PID, primero se encontró un valor de k_{lp} y v_m adecuados que sean capaces de controlar la planta. Para esto se realizaron varias pruebas, teniendo en cuenta que los motores tiene una velocidad máxima de 400 RPM. Entonces se ajustó una v_m de 300 RPM, lo suficientemente rápido pero salirse de la línea con un k_{lp} de 4; este valor se ajustó lo suficientemente grande para que no oscile la planta. Finalmente se ajustaron los valores de k_{ld} en 6y k_{li} en 0.125 para disminuir el error de estado estacionario a ± 5 y mejorar el tiempo de establecimiento.

Este control se probó en diez veces de las cuales funciono correctamente 8. En las dos ocasiones que fallo fue debido a ruido en los sensores de línea, para arreglar este problema se toma el valor del control cada tres lecturas de los sensores, usando como valor el promedio de las tres muestras. Esta solución mejoro el rendimiento del control reduciendo el error a 1 de 10.