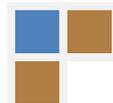
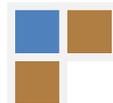


## Capítulo 6: Sintonía experimental de controladores.

---





## 6.1. Introducción.

En este capítulo se abordarán los distintos tipos de controladores obtenidos mediante alguno de los métodos de sintonización experimental más habituales.

En los experimentos citados a continuación la variable que se controla es la posición del cilindro o los cilindros respecto a la señal de referencia introducida, estando ambos valores expresados en Voltios en escala [0 10] para los cilindros DNCl, ya que es la escala de lectura de los sensores y de control de las válvulas proporcionales, y escala [2 10] para el cilindro DNC.

El recorrido de los cilindros DNCl-32-300-P-A es de 300mm, por lo que un Voltio de diferencia entre la referencia y la señal medida implican un error de posición de 30mm. En el caso del cilindro DNC-32-100-PPV-A-S2 el recorrido dentro del rango del sensor es de 50mm, por lo que un error de un voltio implica un error de posición 6.25mm (50mm/8V).

## 6.2. Controladores para el cilindro DNC-32-100-PPV-A-S2.

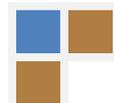
### 6.2.1. Acción de control de dos posiciones o de encendido-apagado (on/off).

En un sistema de control de dos posiciones, el elemento de actuación sólo tiene dos posiciones fijas, que, en muchos casos, son simplemente encendido y apagado. El control es relativamente sencillo y barato, razón por la cual su uso es extendido en sistemas de control tanto industriales como domésticos.

Supóngase que la señal de salida del controlador es  $u(t)$  y la señal de error es  $e(t)$ . En el control de dos posiciones, la señal  $u(t)$  permanece en un valor ya sea máximo o mínimo, dependiendo de si la señal de error es positiva o negativa. De este modo,

$$u(t) = U_1 \quad \text{para } e(t) > 0$$

$$u(t) = U_2 \quad \text{para } e(t) < 0$$



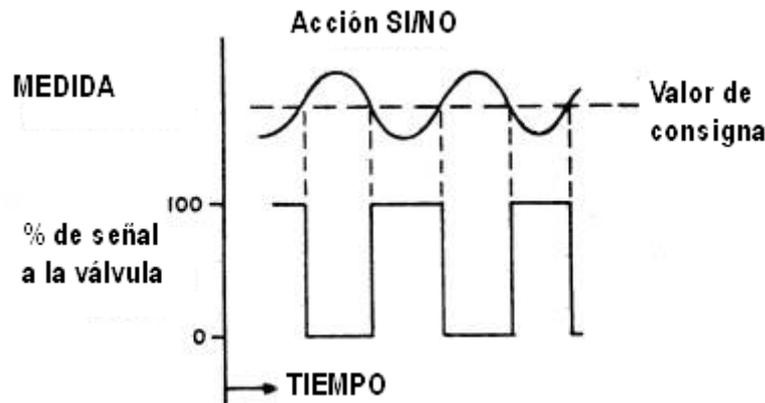


Ilustración 6. 1. Acción de control on-off.

El hecho de no poseer válvulas proporcionales para el control del cilindro DNC nos limita a utilizar este tipo de control de manera definitiva, si bien, en el apartado 6.2.4. aparecen los resultados obtenidos con el uso de una válvula proporcional.

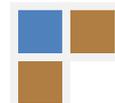
**6.2.2. Presión adecuada de funcionamiento.**

Como sabemos las válvulas MOFH-3-1/8 utilizadas para el control del cilindro son válvulas de 3/2 vías abiertas normalmente, que requieren para su conmutación ser activadas eléctricamente y disponer de una diferencia de presión de al menos 1.5 bares, esto será un problema ya que durante el funcionamiento del robot la presión en la válvula variará dependiendo de las cargas presentes; por el contrario, una presión alta podría suponer un movimiento del cilindro demasiado rápido como para poder ser controlado mediante válvulas de tipo *abierto-cerrado*.

Admitiremos un margen de  $\pm 0.5$  V en el control como intervalo en que el error es admisible.

$$u(t) = U_1 \quad \text{para } e(t) > 0.5$$

$$u(t) = U_2 \quad \text{para } e(t) < -0.5$$



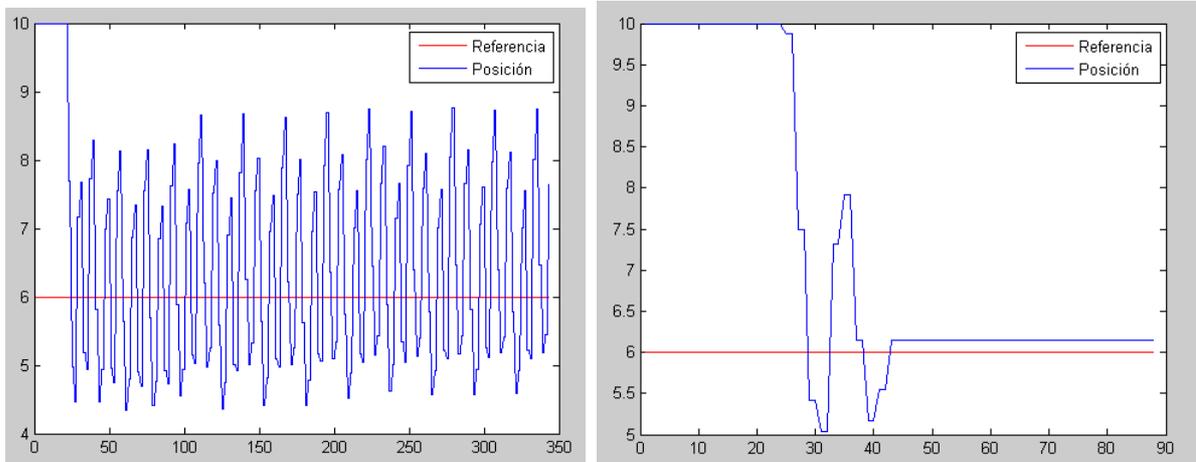


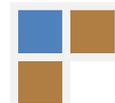
Ilustración 6. 2. Muestreo 30 m/s. Presión 3 y 2.5 bares respectivamente.

Tras realizar experimentos para presiones que varían entre los 6 y los 1.5 bares, llegamos a la conclusión de que los valores más adecuados son aquellos en torno a 2.5 – 3 bares. Los resultados de los experimentos se encuentran situados en la carpeta del CD-ROM llamada *presión de funcionamiento*, situada dentro del directorio de pruebas.

Para presiones superiores a 3 bares el sistema es incontrolable mediante este tipo de válvulas, mientras que bajando hasta los 2.5 bares las oscilaciones se reducen considerablemente; esto nos da una idea de lo poco apropiado de este tipo de control en procesos rápidos. Por otro lado para presiones menores de 2.5 bares las válvulas no suelen conmutar, siendo, incluso, problemáticas en el rango indicado de funcionamiento de 3 a 2.5 bares.

### 6.2.3. Frecuencia de muestreo.

Pasando ahora a comprobar la posible mejora del control variando la frecuencia de muestreo, vemos en las siguientes ilustraciones que la frecuencia más baja posible para realizar el muestreo sin que empeore el control del cilindro DNC-32-100-PPV-A-S2 es de 30 muestras por segundo. Estos y otros resultados se encuentran en la carpeta llamada *frecuencia de muestreo*.



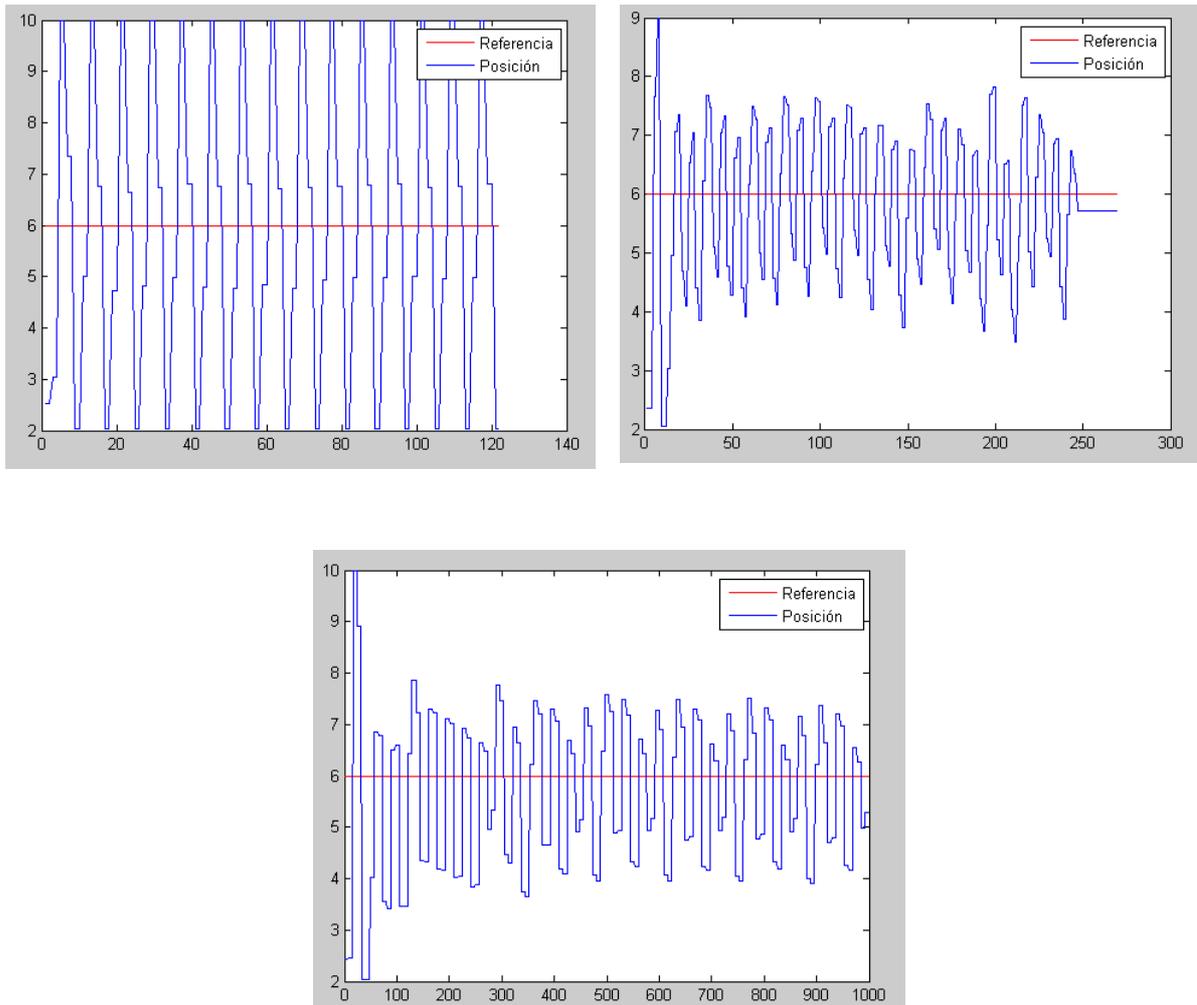


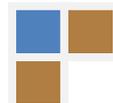
Ilustración 6. 3. Frecuencia de muestreo de 20, 30 y 100 muestras por segundo respectivamente.

La presión utilizada desde ahora para el resto de experimentos será de 3 bares y la frecuencia de muestreo será de 30 muestras por segundo, debido a la restricción impuesta por las válvulas MOFH-3-1/8.

#### 6.2.4. Comparación entre control *on-off* y *proporcional*.

A la vista de los malos resultados obtenidos con las válvulas de tipo on-off he utilizado una de las válvulas MPYE-5-1/-LF-010-B, en el cilindro DNC-32-100-PPV-A-S2, para contrastar los resultados de uno y otro tipo de control.

En el experimento he utilizado únicamente un valor proporcional 1. En la figura 6.4. podemos ver la mejora que se produce con respecto a los resultados obtenidos en las mismas condiciones con las válvulas MOFH-3-1/8.



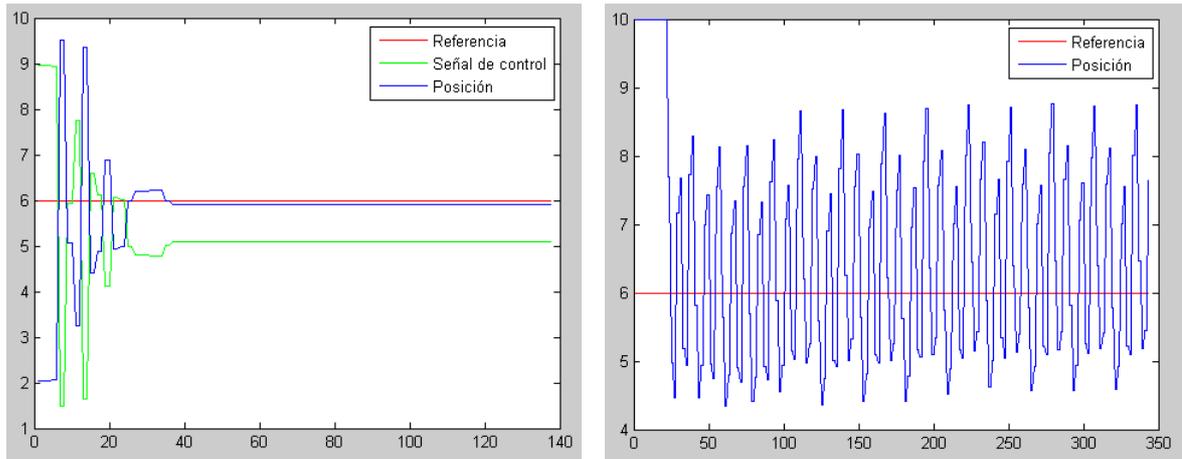


Ilustración 6. 4. A la izquierda control proporcional. A la derecha control on-off. En ambos casos 3 bares de presión y muestreo a 30 muestras por segundo.

Además, debemos tener en cuenta que el control mejorará notablemente al añadirle parte integral y derivativa así como tras proceder a su ajuste.

### 6.3. Controladores PID.

#### 6.3.1. Introducción.

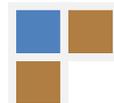
Son los controladores más utilizados en toda clase de industrias, es interesante señalar que más de la mitad de los controladores industriales que se usan hoy en día utilizan esquemas de control PID o PID modificado y dan unas prestaciones suficientemente buenas para la mayoría de sistemas de control.

La utilidad de los controles PID estriba en que se aplican en forma casi general a la mayoría de los sistemas de control. En particular, cuando el modelo matemático de la planta no se conoce y, por lo tanto, no se pueden emplear métodos de diseño analíticos, es cuando los controles PID resultan más útiles.

#### 6.3.2. Acciones básicas de control PID.

Siendo: 
$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

la función de transferencia del controlador PID



donde  $K_i = K_p \frac{1}{T_i}$  y  $K_d = K_p T_d$

| Acción de Control | Tiempo de subida | Sobrepico | Tiempo de establecimiento | Error Estacionario |
|-------------------|------------------|-----------|---------------------------|--------------------|
| Si $K_p$ aumenta  | Disminuye        | Aumenta   | Cambia poco               | Disminuye          |
| Si $K_i$ aumenta  | Disminuye        | Aumenta   | Aumenta                   | Eliminado          |
| Si $K_d$ aumenta  | Cambia poco      | Disminuye | Disminuye                 | Cambia poco        |

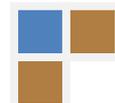
Tabla 6. 1. Acciones básicas de control.

### 6.3.3. Reglas de sintonía de controladores PID.

El primer paso para aplicar un controlador consiste en elegir el tipo adecuado (P, PI, PID), para lo cual se necesita comprender el efecto de las tres acciones y, a ser posible, tener experiencia sobre el proceso a controlar. El segundo paso es ajustar los parámetros para que la respuesta del sistema se ajuste a unas determinadas especificaciones.

El ajuste de parámetros es frecuente en procesos industriales, no sólo en los trabajos de puesta en marcha, sino también cuando se detectan cambios sustanciales del comportamiento del proceso. Si se puede obtener un modelo matemático de una planta, es posible aplicar diversas técnicas de diseño con el fin de determinar los parámetros del controlador que cumpla las especificaciones en estado transitorio y en estado estable del sistema en lazo cerrado. Sin embargo, si la planta es tan complicada que no es fácil obtener su modelo matemático, tampoco es posible un enfoque analítico para el diseño de un controlador PID. Las técnicas experimentales están especialmente orientadas al mundo industrial, donde existen grandes dificultades para obtener una descripción matemática. Las técnicas de ajuste son:

- Prueba y error. Se necesitan unos criterios básicos y largo tiempo de ensayo.
- Sintonía en lazo abierto. Experimental.
- Sintonía en lazo cerrado. Experimental.



- Sintonía con especificaciones frecuenciales. Experimental.
- Sintonía analítica. Requiere modelo matemático fiable.

Las especificaciones de funcionamiento que se pueden imponer en un proceso están sujetas a diversas limitaciones por ejemplo, con un controlador proporcional sería incompatible pedir a la vez la máxima precisión y la máxima estabilidad porque la mejora de una de ellas origina un perjuicio en la otra.

## 6.4. Controladores PID para los cilindros DNCI funcionando de manera independiente.

### 6.4.1. Sintonía mediante ensayo-error.

Apliqué primero un valor proporcional  $K_p = 1$  al sistema realimentado PID dejando  $K_i$  y  $K_d$  a cero y fui variando este valor proporcional teniendo en cuenta las acciones básicas de control (apartado 6.3.2). Una vez obtenido un valor proporcional adecuado, hice lo mismo con dos términos PI, luego PD y, finalmente, PID. Éste es el método de sintonía que puede resultar más lento y menos preciso, aunque el más intuitivo.

Los experimentos realizados se encuentran en el fichero *ensayo-error*.

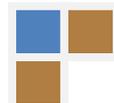
#### Controlador P:

Para un controlador con acción de control proporcional la función de transferencia es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p$$

donde  $K_p$  se considera la ganancia proporcional.

Cualquiera que sea el mecanismo real y la forma de la potencia de operación, el controlador proporcional es, en esencia, un amplificador con una ganancia ajustable.



A la vista de los resultados obtenidos en los experimentos, el valor más adecuado para un control P es aquel con valor  $K_p = 2$ . La respuesta presenta un error estacionario de posición de 0.1V, o lo que es lo mismo 3mm, la respuesta es rápida y el sistema se muestra estable.

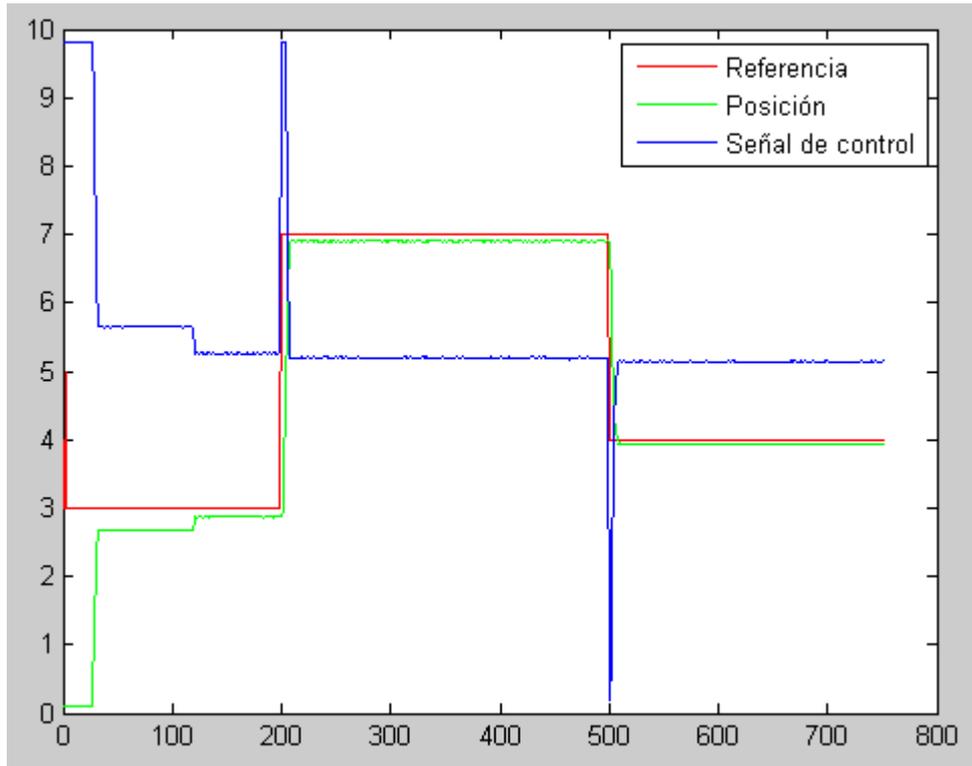


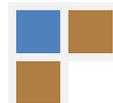
Ilustración 6. 5. Control SISO. Controlador proporcional con  $K_p=2$ .

**Controlador PD:**

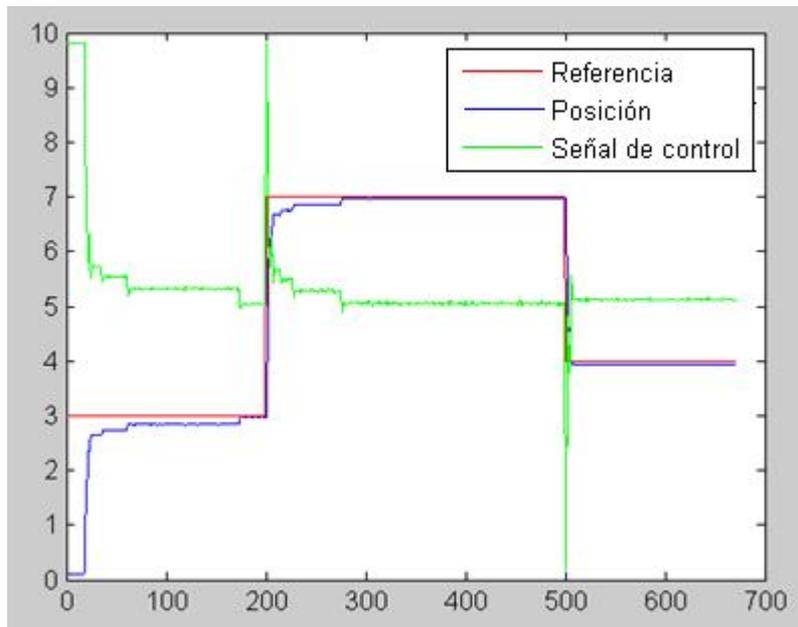
La acción de control de un controlador proporcional-derivativa (PD) se define mediante la función de transferencia:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p(1 + T_d s)$$

donde  $T_d$  es el tiempo derivativo.



Introducir el término diferencial  $K_d$  hará más estable el sistema por lo que podremos aumentar un poco el valor de  $K_p$  lo que nos dará una respuesta más rápida con menos sobrepico y menos tiempo de establecimiento. Por otro lado, un valor grande de  $K_d$  provocará un gran sensibilidad ante señales de alta frecuencia (presentes en el ruido adquirido en los sensores). Además, el término derivativo hace que el sistema no se comporte bien ante los cambios bruscos en la referencia. Los valores



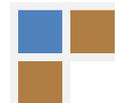
elegidos para este controlador son  $K_p = 2.5$  y  $K_d = 0.05$ .

### Controlador PI:

La acción de control de un controlador proporcional-integral (PI) se define mediante:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

donde  $T_i$  se denomina tiempo integral.



Los valores elegidos son  $K_p = 1.5$  y  $K_i = 0.25$ , el término integral genera una respuesta más rápida y trata de evitar el error estacionario (no lo consigue realmente debido a la zona muerta del actuador).

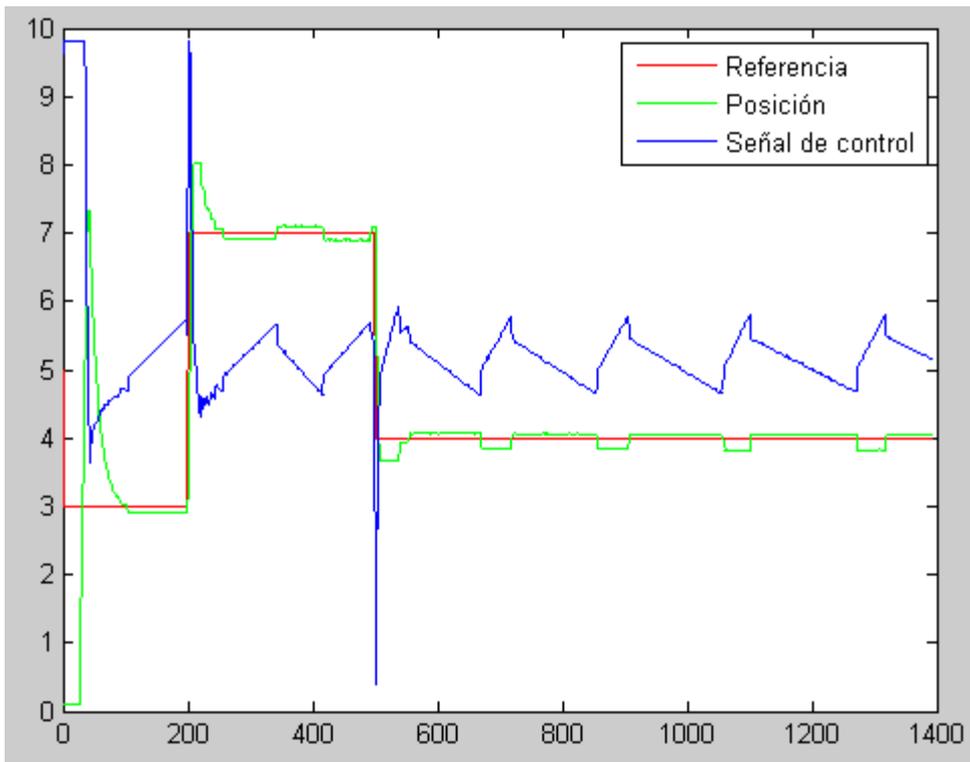
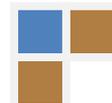


Ilustración 6. 7. Control SISO. Controlador PI con  $K_p=1.5$  y  $K_i=0.25$ .

La introducción del término integral se realiza con la intención de eliminar el error estacionario; esto se consigue incrementando el valor de la señal de control según la integral del error de posición y la variable  $K_i$ ; pero, como podemos, apreciar ha hecho aparecer unos enormes sobrepicos y que la posición al alcanzar el estado estacionario se encuentre saltando alrededor de la referencia.

La aparición de los sobrepicos con la introducción de la parte integral se debe a la saturación del actuador, este fenómeno se conoce con el nombre de windup.



En la figura 6.8. vemos el mismo controlador PI de valores  $K_p = 1.5$  y  $K_i = 0.25$  utilizando anti-windup y podemos observar como en este caso en los instantes en los que la señal de control alcanza valores de saturación, la posición no muestra grandes picos respecto a la señal de referencia.

Para eliminar el windup solamente hay que colocar lo siguiente dentro del código del programa en la función *callback\_PID*:

```
%Si la señal esta saturada evitamos que INTEGRAL aumente su valor
if U>=9.8 | U<=0.2
INTEGRAL = INTEGRAL - E_k;
end
```

La señal de control puede no ser U, depende de cada caso.

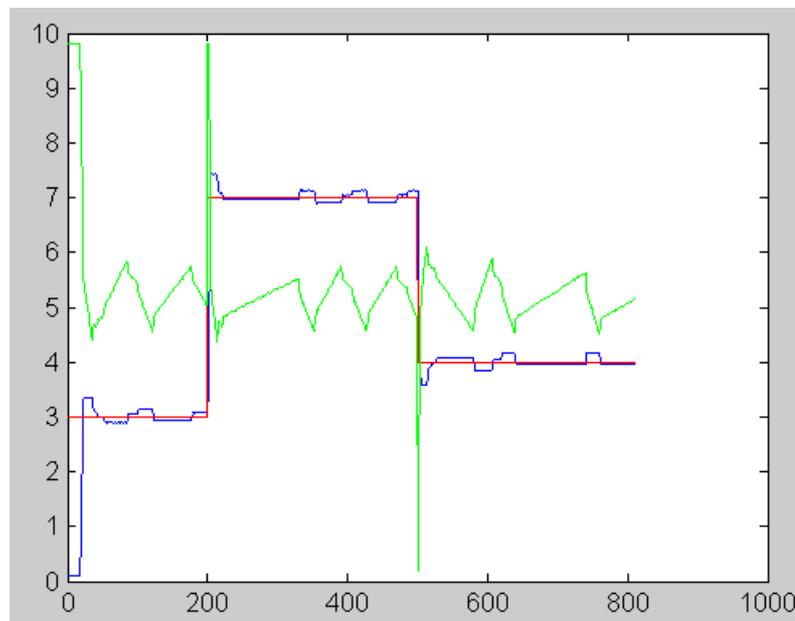
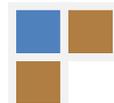


Ilustración 6. 8. Control SISO. Controlador PI con  $K_p=1.5$  y  $K_i=0.25$  con anti-windup.

Los saltos alrededor de la referencia son debidos a la “zona muerta” del sistema; es decir, el mínimo cambio en la señal de control necesario para que el cilindro se mueva. En la Ilustración 6.9. vemos como el movimiento del cilindro cuando la variación en la señal de control es de sólo 0.2V, no se produce inmediatamente sino



con un retardo importante; para cambios mayores, aumentará considerablemente la rapidez de la respuesta. Una posible solución es introducir una señal cuadrada a la señal de control como veremos más adelante.

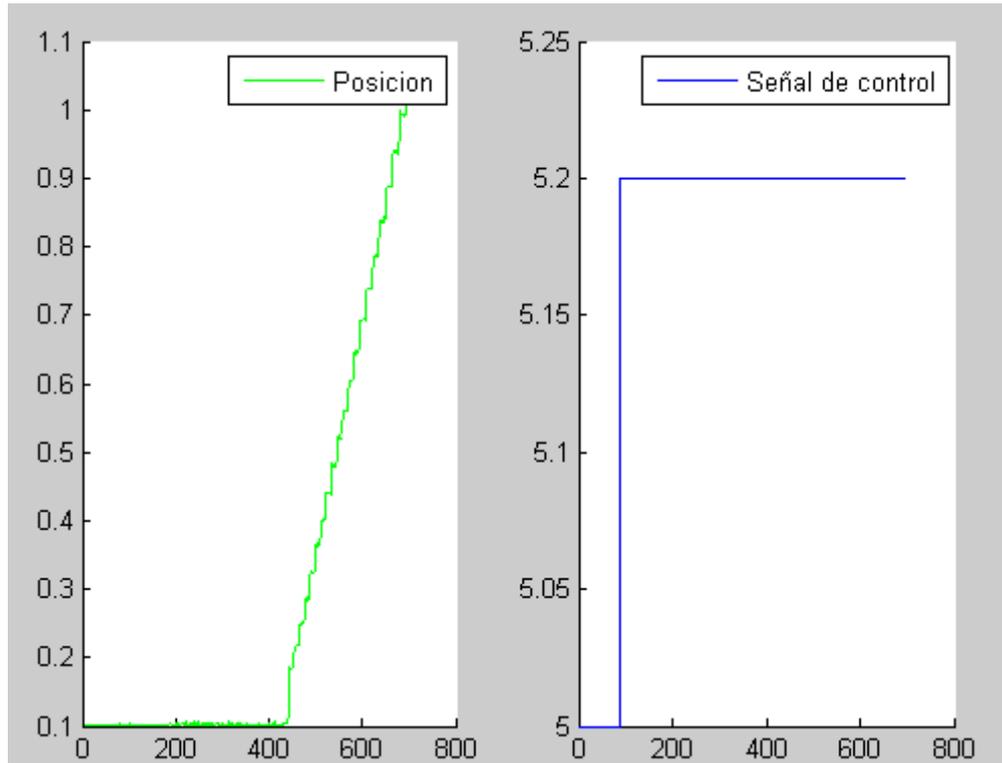
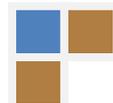


Ilustración 6. 9. Retardo en la respuesta ante pequeñas variaciones en la señal de control.

**Controlador PID:**

La combinación de la acción de control proporcional, la acción de control integral y la acción de control derivativa se denomina acción de control proporcional-integral-derivativa. Esta acción combinada tiene las ventajas de cada una de las tres acciones de control individuales. La función de transferencia de esta acción combinada está dada por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$



donde  $K_p$  es la ganancia proporcional,  $T_i$  es el tiempo integral y  $T_d$  es el tiempo derivativo.

Al utilizar los tres términos simultáneamente logramos que el derivativo suavice los sobrepicos introducidos principalmente por el término integral sin renunciar a la eliminación del error estacionario.

Anteriormente hemos visto como podemos eliminar los sobrepicos producidos por el fenómeno de windup. Ahora veremos la posible utilidad de añadir una señal cuadrada a la señal de control, de esta forma se logra que el cilindro oscile ligeramente alrededor de la referencia en lugar de ir dando saltos. La introducción de este tipo de señal se utiliza en ocasiones para evitar el error estacionario debido a la zona muerta de los actuadores, pero aumenta el desgaste de los actuadores.

A continuación vemos la respuesta de un controlador de valores  $K_p = 1.8$ ,  $K_i = 0.05$  y  $K_d = 0.1$  y este mismo controlador con una señal cuadrada de 0.85V añadida a la señal de control, en ambos casos se ha utilizado anti-windup.

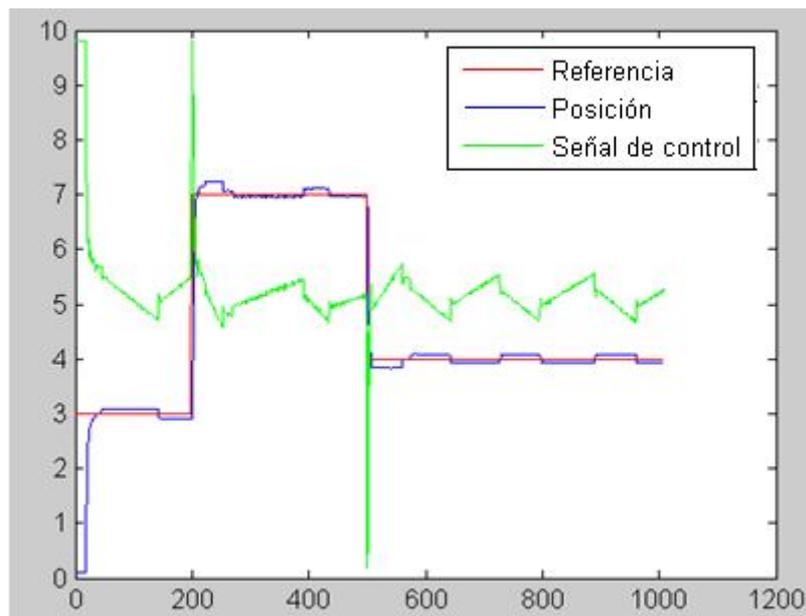


Ilustración 6. 10. Control SISO. Controlador PID con  $K_p=1.8$ ,  $K_i=0.05$  y  $K_d=0.1$  con anti-windup.

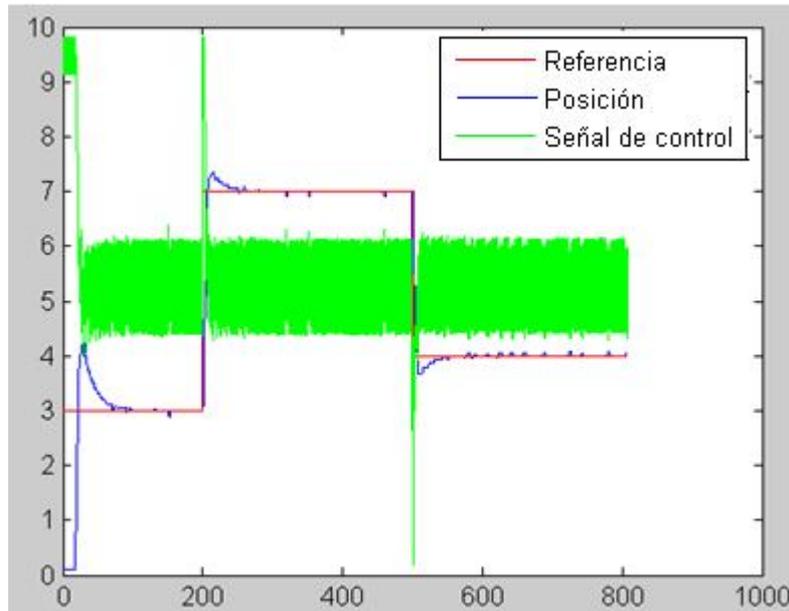


Ilustración 6. 11. Control SISO. Controlador PID con  $K_p=1.8$ ,  $K_i=0.05$  y  $K_d=0.1$ . Con anti-windup y señal cuadrada de 0.85 V.

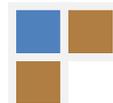
Para introducir una señal cuadrada a la señal de control debemos añadir lo siguiente al código del programa:

```
%Añade una señal cuadrada a la señal de control U(2)
if t==2
    cuadrada=0;
    t=1;
    cuadrada=cuadrada+0.9;
    U(2)=U(2)+cuadrada;
else
    cuadrada=0;
    cuadrada=cuadrada-0.9;
    U(2)=U(2)+cuadrada;
    t=t+1;
end
```

Debemos declarar *t* y *cuadrada* como variables globales, tanto en la función *PID* como en *callback\_PID*, y además iniciar a 1 la variable *t* en la función *PID*. La señal de control puede no ser *U(2)*, depende de cada caso.

Con este tipo de controlador he conseguido una precisión de  $\pm 0.05$  V, o lo que es lo mismo  $\pm 1.5$  mm de error estacionario, es, además, rápido y estable.

Para eliminar el windup solamente hay que colocar lo siguiente dentro del código del programa en la función *callback\_PID*:



```
%Si la señal esta saturada evitamos que INTEGRAL aumente su valor
if U>=9.8 | U<=0.2
INTEGRAL = INTEGRAL - E_k;
end
```

La señal de control puede no ser  $U$ , depende de cada caso.

### Windup:

Se presenta en sistemas con acción de control integral en los que existe una saturación en el actuador.

Cuando la señal de control está saturada, la magnitud de salida del integrador continuará en aumento (a menos que la salida del integrador también alcance un límite) sin ningún efecto sobre la respuesta del sistema.

Si se supone que el error grande es un fenómeno transitorio, el error en algún instante de tiempo caerá a cero y el signo cambiará. Sin embargo, habrá un retraso innecesario en la respuesta al cambio mientras que el integrador retorna a un valor que restaurará la operación lineal.

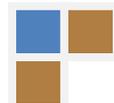
En otras palabras, se debe integrar una señal de error de signo opuesto durante un período de tiempo suficiente para devolver la salida del integrador al rango de operación normal.

Este fenómeno es conocido como-windup.

Para evitar este fenómeno, se puede diseñar un circuito de forma que active un lazo de realimentación negativo en torno al integrador durante el tiempo que dura la saturación, conocido como anti-windup. En control digital tan sólo es necesario dejar de sumar el error a la variable integral.

#### 6.4.2. Sintonía mediante Ziegler-Nichols.

Ziegler y Nichols propusieron unas reglas para determinar los valores de la ganancia proporcional  $K_p$ , del tiempo integral  $T_i$  y del tiempo derivativo  $T_d$ , con base en las características de respuesta transitoria de una planta específica.



Existen dos métodos denominados reglas de sintonización de Ziegler-Nichols. En ambos se pretende obtener un 25% de sobrepaso máximo en la respuesta escalón.

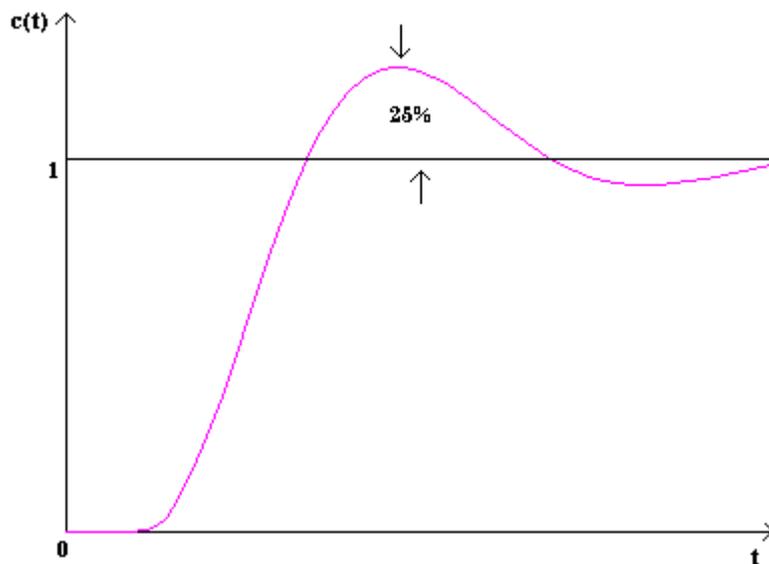
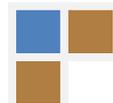


Ilustración 6. 12. Respuesta deseada mediante métodos de Ziegler-Nichols.

**a) Primer método (mediante lazo abierto):**

En el primer método, la respuesta de la planta a una entrada escalón unitario se obtiene de manera experimental. Si la planta no contiene integradores ni polos dominantes complejos conjugados, la curva de respuesta escalón unitario puede tener forma de S, como se observa en la ilustración 6.13. Si la respuesta no exhibe una curva con forma de S, este método no es pertinente. Tales curvas de respuesta escalón se generan experimentalmente o a partir de una simulación dinámica de la planta.

La curva con forma de S se caracteriza por dos parámetros: el tiempo de retardo  $L$  y la constante de tiempo  $T$ . El tiempo de retardo y la constante de tiempo se determinan dibujando una recta tangente en el punto de inflexión de la curva con forma de S y determinando las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y la línea  $c(t)=K$ , como se aprecia en la ilustración 6.13. En este caso, la función de transferencia  $C(s)/U(s)$  se aproxima mediante un sistema de primer orden con un retardo de transporte del modo siguiente:



$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1}$$

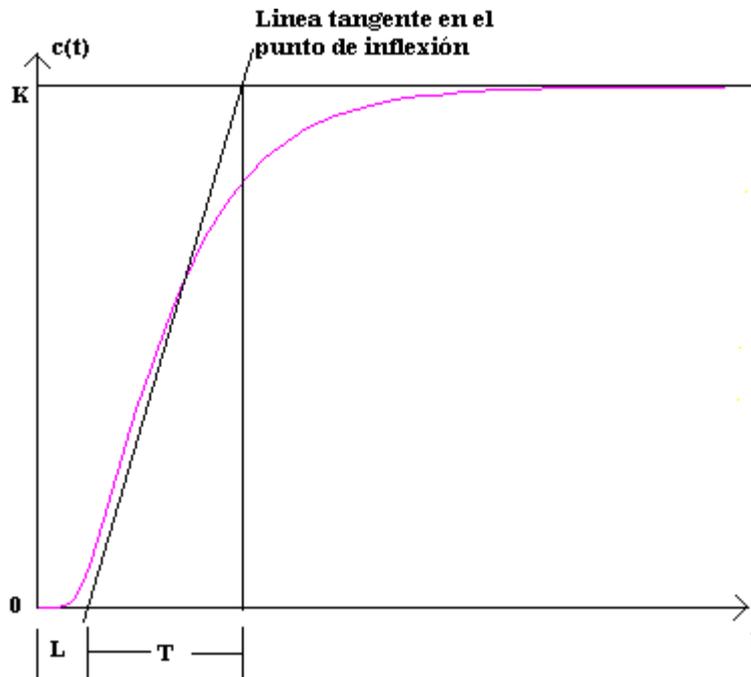


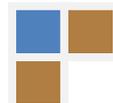
Ilustración 6. 12. Método de Ziegler-Nichols en lazo abierto.

| Tipo de controlador | $K_p$            | $T_i$           | $T_d$  |
|---------------------|------------------|-----------------|--------|
| P                   | $\frac{T}{L}$    | $\infty$        | 0      |
| PI                  | $0.9\frac{T}{L}$ | $\frac{L}{0.3}$ | 0      |
| PID                 | $1.2\frac{T}{L}$ | $2L$            | $0.5L$ |

Tabla 6. 2. Valores de los distintos controladores mediante el primer método de Ziegler-Nichols.

Las técnicas en lazo abierto se suelen usar sólo en procesos lentos tales como control de temperatura, mientras que en procesos rápidos (caudal, presión) el enfoque en lazo cerrado es mucho más rápido y seguro.

En la ilustración 6.14. vemos como la planta no presenta una respuesta en forma de S debido a que el sistema contiene integradores, debido a esto, no podemos utilizar este método para sintonizar el PID.



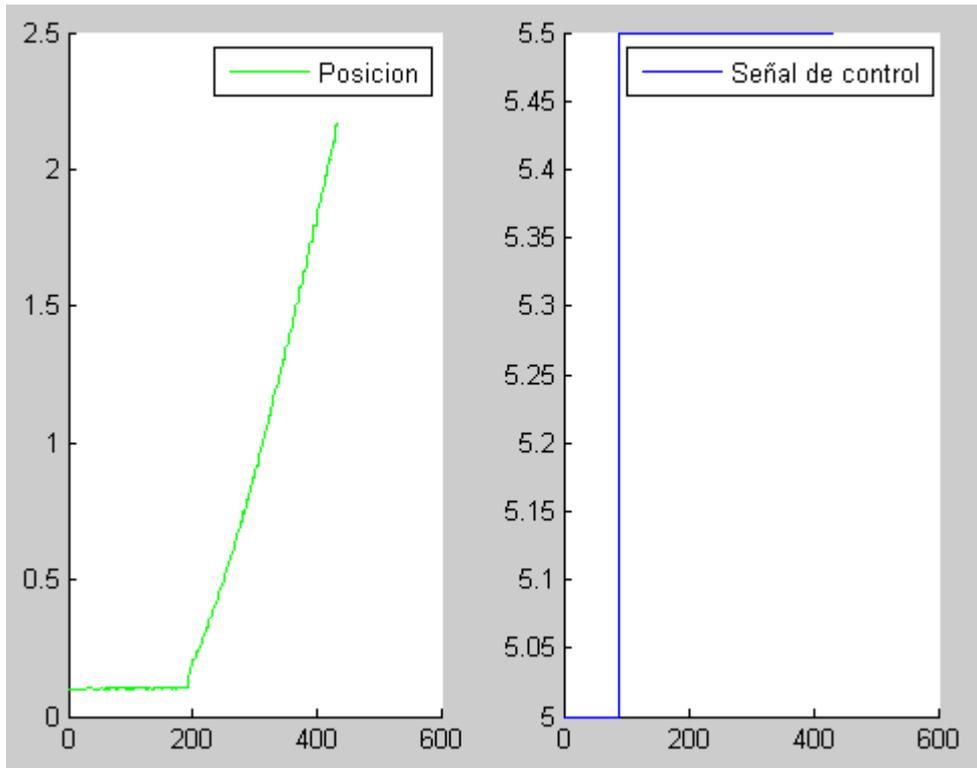
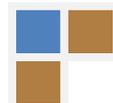


Ilustración 6. 14. La respuesta no presenta forma de S.

**b) Segundo método (mediante lazo cerrado):**

En el segundo método, primero establecemos  $T_i = \infty$  y  $T_d = 0$ . Usando sólo la acción de control proporcional, se incrementa  $K_p$  de 0 a un valor crítico  $K_{cr}$  en donde la salida exhiba primero oscilaciones sostenidas. Por tanto, la ganancia crítica  $K_{cr}$  y el periodo  $P_{cr}$  correspondiente se determinan experimentalmente. Si la salida no presenta oscilaciones sostenidas para cualquier valor que pueda tomar  $K_p$ , no se aplica este método. Ziegler-Nichols sugirieron que se establecieran los valores de los parámetros  $K_p$ ,  $T_i$  y  $T_d$  de acuerdo con la fórmula que aparece en la siguiente tabla.



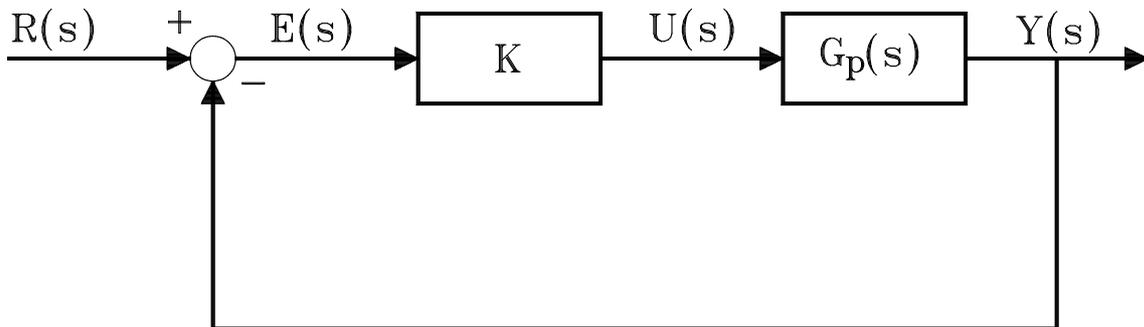


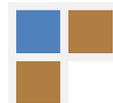
Ilustración 6. 15. Planta controlada mediante acción proporcional.

| Tipo de controlador | $K_p$        | $T_i$                 | $T_d$         |
|---------------------|--------------|-----------------------|---------------|
| P                   | $0.5K_{cr}$  | $\infty$              | 0             |
| PI                  | $0.45K_{cr}$ | $\frac{1}{1.2}P_{cr}$ | 0             |
| PID                 | $0.6K_{cr}$  | $0.5P_{cr}$           | $0.125P_{cr}$ |

Tabla 6. 3. Valores obtenidos mediante el método de oscilaciones sostenidas de Ziegler-Nichols.

Puede ser necesario retocar finalmente la acción proporcional para mantener la relación de decadencia.

Conviene darse cuenta de que, si el sistema tiene un modelo matemático conocido (como la función de transferencia), entonces se puede emplear el método del lugar de las raíces para encontrar la ganancia crítica  $K_{cr}$  y la frecuencia de las oscilaciones sostenidas  $w_{cr}$ , donde  $\frac{2\pi}{w_{cr}} = P_{cr}$ . Estos valores se pueden determinar a partir de los puntos de cruce de las ramas del lugar de las raíces con el eje  $jw$  [16].



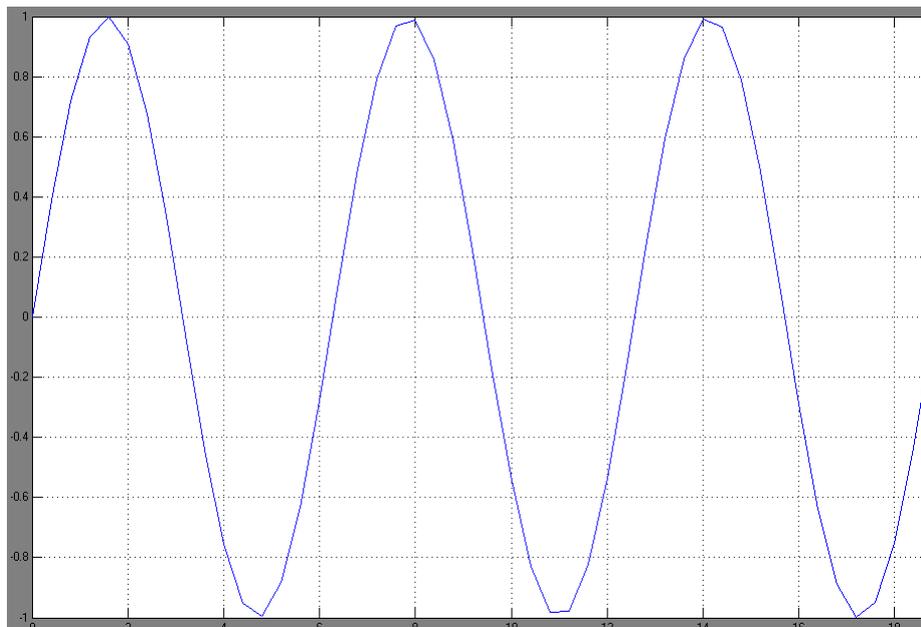
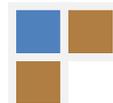


Ilustración 6. 16. Respuesta con oscilaciones mantenidas.

Realizamos el experimento en lazo cerrado, aumentado el valor de  $K_p$  y vemos que a partir de un valor de ganancia 5 se consigue obtener oscilaciones sostenidas; pero si seguimos aumentando la ganancia las oscilaciones se mantienen en vez de llegar a inestabilizar el sistema. Esto ocurre cuando las ramas del lugar de las raíces no cortan al eje  $j\omega$ , en estos casos este método no se puede utilizar; también puede ocurrir que no se alcancen oscilaciones sostenidas para ningún valor que pueda tomar  $K_p$ , debido a la saturación del actuador, en este caso tampoco se puede utilizar el segundo método de Ziegler-Nichols.



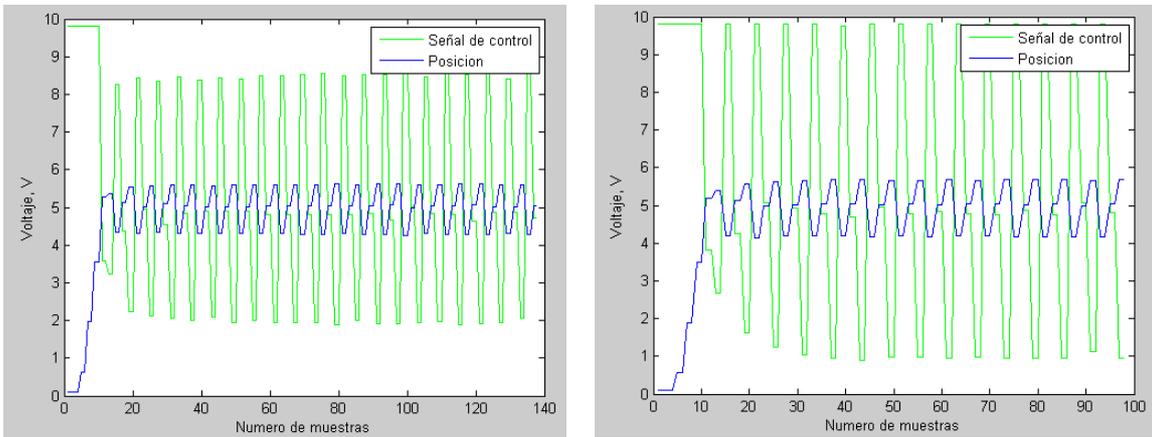


Ilustración 6. 17. La salida siempre es acotada para cualquier entrada acotada. No podemos utilizar el 2º método de Ziegler-Nichols.

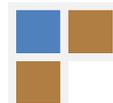
### Comentarios.

Las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols se han usado, junto con otras reglas, ampliamente para sintonizar controladores PID en los sistemas de control de procesos en los que no se conoce con precisión la dinámica de la planta. Tales reglas de sintonización han demostrado ser muy útiles durante muchos años. Por supuesto, las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols se aplican a las plantas cuya dinámica se conoce. En estos casos, se cuenta con muchos enfoques analíticos y gráficos para el diseño de controladores PID, además de las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols.

Si se conoce la función de transferencia de la planta, se calcula la respuesta escalón unitario o la ganancia crítica  $K_{cr}$  y el periodo crítico  $P_{cr}$ . Sin embargo, la utilidad real de las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols se vuelve evidente cuando no se conoce la dinámica de la planta, por lo que no se cuenta con enfoques analíticos o gráficos para el diseño de controladores.

### 6.4.3. Sintonía mediante el método de Harriot.

Este método consiste en realimentar el sistema (proceso) a controlar con un controlador proporcional, empleando la configuración que se muestra en la figura. Pensado para casos en los que no se puede llevar la planta al límite de estabilidad.



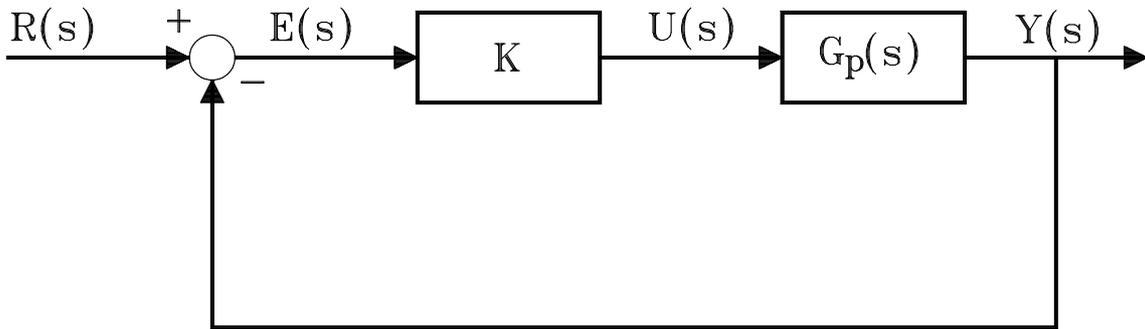


Ilustración 6. 18. Planta controlada mediante acción proporcional.

Este método de sintonía es similar al segundo método de Ziegler-Nichols, aunque sin necesidad de llevar el sistema a la inestabilidad, por lo que se puede aplicar en plantas con funciones de transferencia que presente un término integrador, a diferencia de los métodos de Ziegler-Nichols.

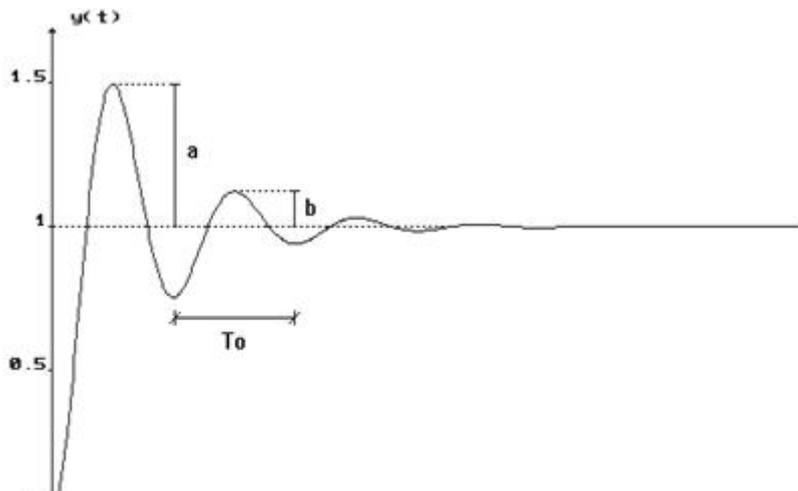
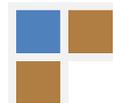


Ilustración 6. 19. Relación de decadencia 0.25

La relación entre el primer y segundo sobrepaso debe ser igual a 0.25, esto es:

$$\frac{b}{a} = 0.25$$

Las fórmulas de sintonización son en este caso:



| Tipo de controlador | $K_p$ | $T_i$             | $T_d$           |
|---------------------|-------|-------------------|-----------------|
| P                   | $K_0$ | -                 | -               |
| PI                  | $K_0$ | $T_0$             | -               |
| PID                 | $K_0$ | $\frac{T_0}{1.5}$ | $\frac{T_0}{6}$ |

Tabla 6. 4. Sintonización mediante el método de Harriot (oscilaciones sostenidas).

Posteriormente se necesitará una reducción del valor de  $K_p$ , siendo el adecuado aquel para el que la relación  $\frac{b}{a}$  sea aproximadamente 0.25 manteniendo los valores de las variables integral y derivativa, que nos ha dado la tabla, inalterados.

El valor proporcional con el que se ha cumplido la relación de 0.25 ha sido  $K_p = 4$ , este será el valor adecuado para un controlador P.

Siendo:

$$K_p = 4$$

$$T_e = \frac{a}{30} = 0.1 \text{ s}$$

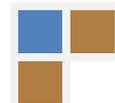
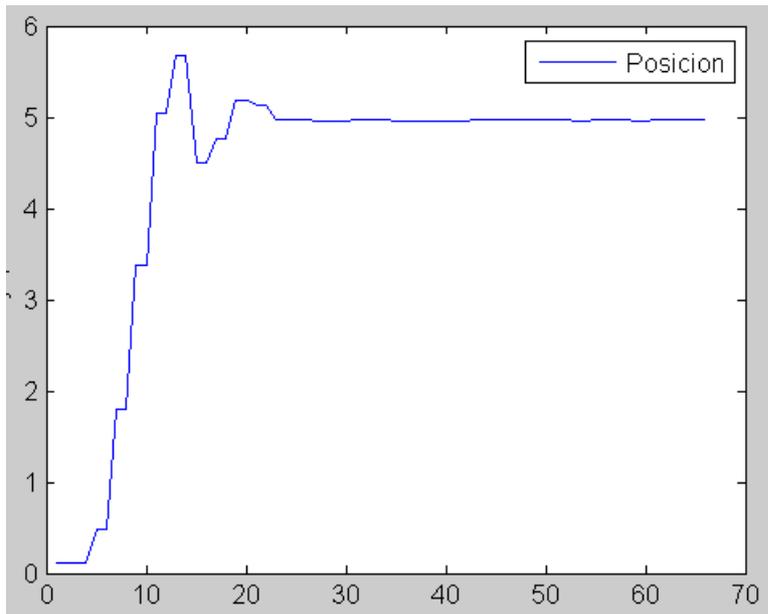


Ilustración 6. 10. Sintonía mediante Harriot. Relación  $b / a = 0.25$ .

**Controlador P:**

Como ya he dicho el valor  $K_p = 4$  es el adecuado para el controlador de tipo proporcional ya que produce oscilaciones sostenidas de relación 0.25.

**Controlador PI:**

Han sido obtenidos unos resultados satisfactorios utilizando como controlador PI aquel de valores  $K_p = 3$  y  $K_i = 0.1$ , el valor proporcional ha sido rebajado de 4 a 3 a partir de lo obtenido.

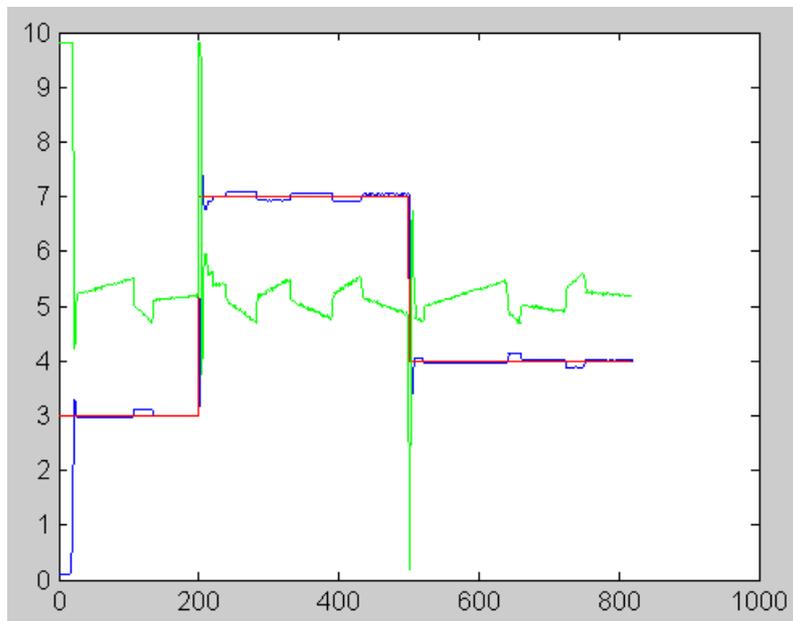
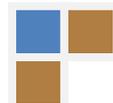


Ilustración 6. 21. Control SISO. Controlador PI.  $K_p=3$  y  $K_i=0.1$ .

**Controlador PID:**

Los resultados obtenidos con el controlador  $K_p = 3.25$   $K_i = 0.07$   $K_d = 0.017$ . se muestran en la figura 6.22.



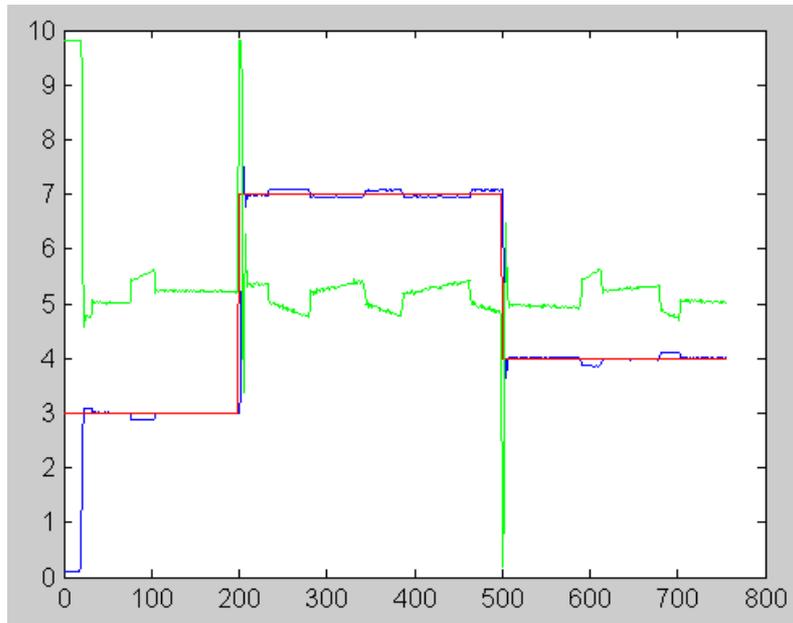


Ilustración 6. 22. Control SISO. Controlador PID con  $K_p=3.25$ ,  $K_i=0.07$  y  $K_d=0.017$ .

## 6.5. Controladores para la posición del robot.

### 6.5.1. Introducción

Hasta ahora hemos estado tratando con sistemas monovariantes; es decir, aquellos en donde únicamente existe una entrada y una salida. Ahora nos encontramos ante un sistema multivariable; con múltiples entradas y/o salidas y con fuertes interacciones entre éstas. Aunque estemos desplazando uno solo de los dos cilindros DNCI, el hecho de estar unido al otro les hace dependientes. El control mediante PID no ofrece los mejores resultados posibles en este tipo de sistemas. A continuación veremos los resultados obtenidos y los controladores sintonizados mediante ajustes de ensayo y error. Una de las mejoras propuestas en el apartado 7.2. será la sustitución del control PID por técnicas de control más avanzadas.

### 6.5.2. Controlador para el cilindro DNC-32-100-A-S2.

Dado que la posición del vástago del cilindro DNC-32-100-A-S2 no depende de los otros cilindros que forman el robot, ya que no está unido a ellos, el sistema es

similar al mostrado en el apartado 6.2; así que, el controlador adecuado en este caso será el mismo que en dicho apartado.

**6.5.3. Controladores para los cilindros DNCI.**

Si utilizamos alguno de los controladores anteriormente mostrados para el control de la posición de la estructura del robot, el sistema se inestabilizará debido a las perturbaciones y no linealidades introducidas al situar los dos cilindros unidos mediante el eslabón sobre el que reposa el cilindro DNC. Esta situación provoca que los controladores anteriormente sintonizados y que daban muy buenos resultados ahora no sean validos para el control del robot.

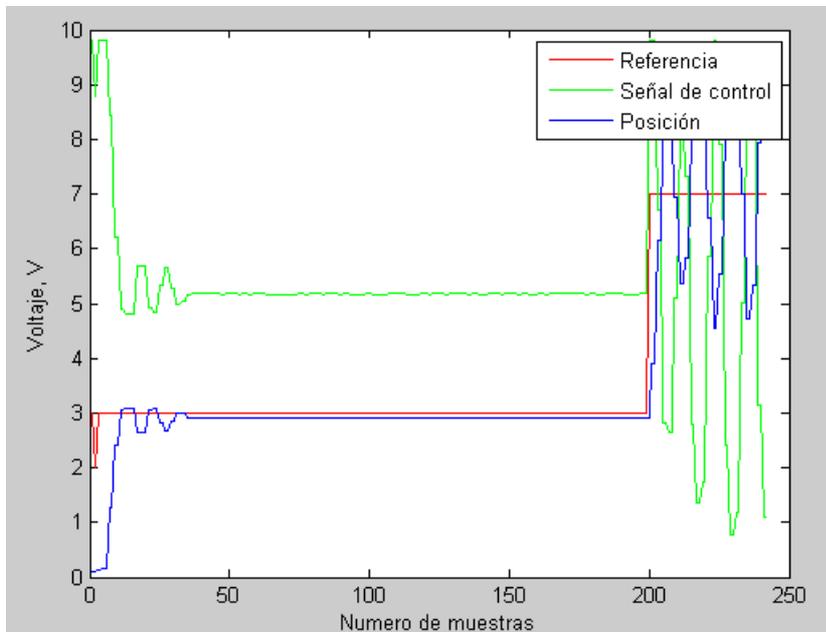
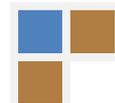


Ilustración 6. 23. Control MIMO. El sistema se vuelve inestable con los controladores anteriores calculados para control SISO.

Mediante la realización de muchos experimentos, algunos de los cuales se encuentran en el fichero *control robot*, se optó por los siguientes para implementarlos en el código que pone en marcha el robot situado en los ficheros *Robowritter* y *Robowritter compilado*.

**Controlador PID:**

$$K_p = 0.9 \quad K_i = 0.025 \quad K_d = 0.01$$



- Ante entrada escalón

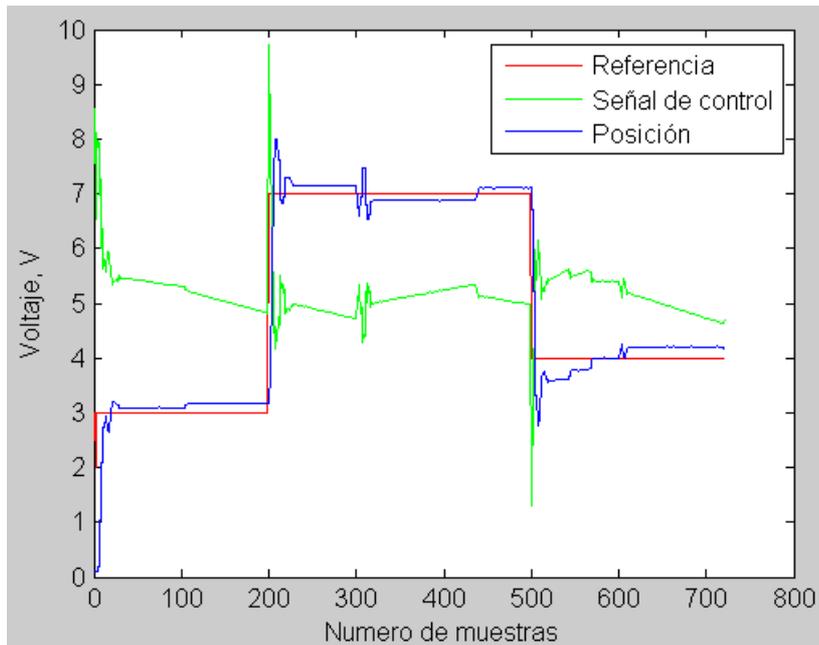


Ilustración 6. 24. Control MIMO para uno de los dos cilindros. PID con  $K_p=0.9$   $K_i=0.025$  y  $K_d=0.01$  ante entrada escalón.

- Ante entrada rampa

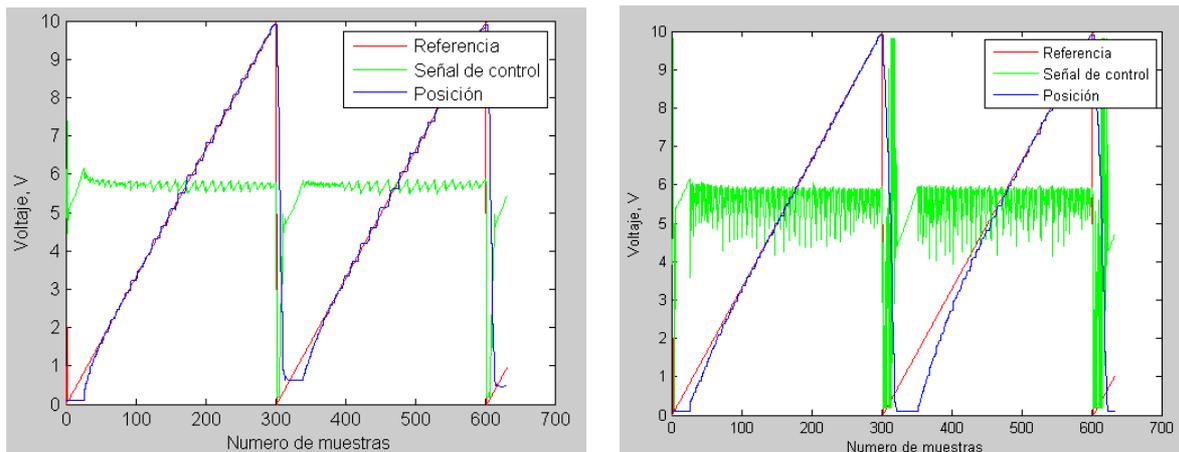
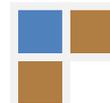


Ilustración 6. 25. Control MIMO comparación de la respuesta en los dos cilindros. En ambos casos PID con  $K_p=0.9$   $K_i=0.025$  y  $K_d=0.01$ .

Controlador PD:

$$K_p = 1 \quad K_i = 0 \quad K_d = 0.05$$



- Ante entrada escalón

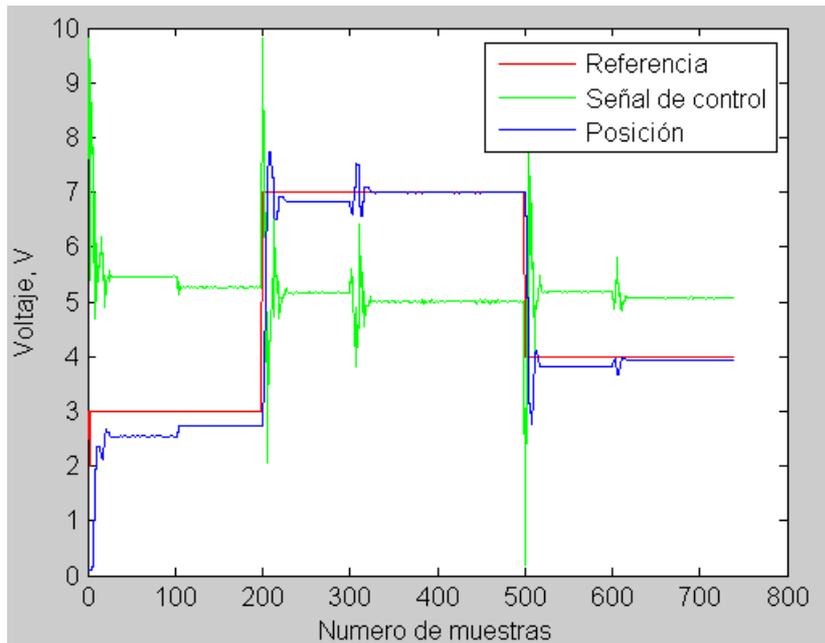


Ilustración 6. 26. Control MIMO. PD con  $K_p=1$  y  $K_d=0.05$  ante entrada escalón.

- Ante entrada rampa

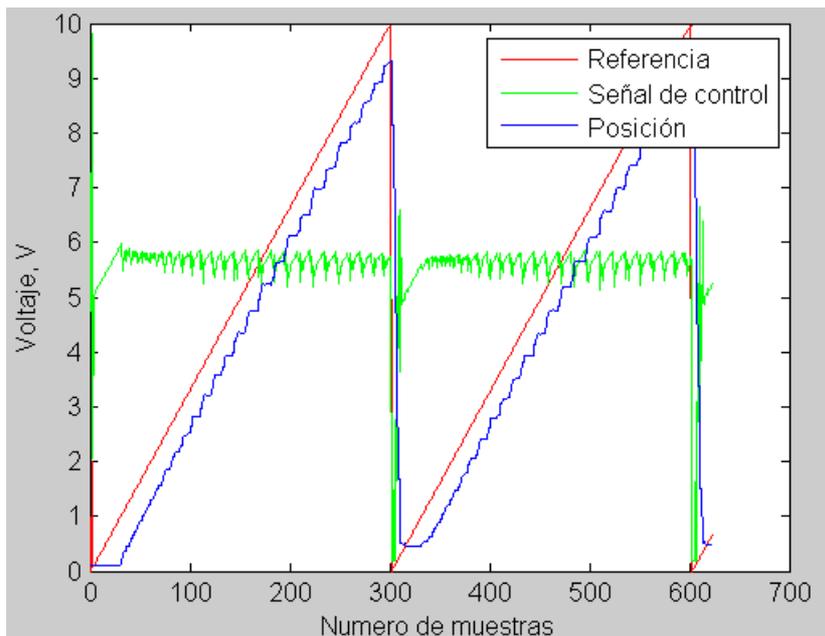


Ilustración 6. 27. Control MIMO. PD con  $K_p=1$  y  $K_d=0.05$  ante entrada rampa.

