

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales



TRABAJO DE DIPLOMA

**Medidor de velocidad para el control de posición de
actuadores electro-neumáticos.**

Autor: Javier Cutiño Ceballos

Tutor: Dr. Ángel Ernesto Rubio Rodríguez

Santa Clara

2013

“Año 55 de la Revolución”

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales



TRABAJO DE DIPLOMA

**Medidor de velocidad para el control de posición de
actuadores electro-neumáticos.**

Autor: Javier Cutiño Ceballos

email: cutino@uclv.edu.cu

Tutor: Dr. Ángel Ernesto Rubio Rodríguez

Dpto. de Automática, Facultad de Ing. Eléctrica, UCLV

email: rubio@uclv.edu.cue-mail

Santa Clara

2013

"Año 55 de la Revolución"



Hago constar que el presente trabajo de diploma fue realizado en la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas como parte de la culminación de estudios de la especialidad de Ingeniería en Automática, autorizando a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicado sin autorización de la Universidad.

Firma del Autor

Los abajo firmantes certificamos que el presente trabajo ha sido realizado según acuerdo de la dirección de nuestro centro y el mismo cumple con los requisitos que debe tener un trabajo de esta envergadura referido a la temática señalada.

Firma del Autor

Firma del Jefe de Departamento
donde se defiende el trabajo

Firma del Responsable de
Información Científico-Técnica

PENSAMIENTO

“Sobre toda cosa guardada guarda tu corazón, porque de él mana la vida.”

(Prov. 4-23)

DEDICATORIA

Este trabajo está dedicado a todas las personas que Dios ha usado para llevarme a estar en este lugar y este momento, en especial a mis amigos, mi familia, mis hermanos, a mi esposa y mis padres.

AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer ante todo a mis padres quienes tienen un gran mérito en todas mis victorias. También a mis hermanos en Cristo y mi familia por su ayuda y comprensión. A mi esposa por su constante aliento y paciencia. Al claustro de profesores de Automática, a mi tutor Ernesto Rubio por su paciencia y a mi tribunal. Pero por sobre todo gracias a Dios.

TAREA TÉCNICA

1. Valoración crítica del desempeño de la estrategia de control de posición sin realimentación de velocidad.
2. Valoración crítica del desempeño de una posible estrategia de control de posición con realimentación de velocidad.
3. Valoración de las alternativas para implementar la medición de velocidad.
4. Simulación e implementación del hardware necesario para la medición de velocidad basada en la señal del encoder.
5. Simulación e implementación del sistema de control con realimentación de velocidad y evaluación de su desempeño.
6. Elaboración del informe científico técnico correspondiente.

Firma del Autor

Firma del Tutor

RESUMEN

Como objetivo principal de este trabajo se diseña y construye un hardware de costo mínimo que entrega las señales analógicas de velocidad a partir de las señales recibidas de dos encoders incrementales. La decisión del método de obtención de la velocidad a partir de las señales discretas de posición se toma teniendo como meta fundamental reducir el cálculo necesario para disminuir el retardo en la entrega de la señal. Se muestra además la mejora que traería en el control con realimentación de velocidad en comparación con la variante anterior de GARP en la que se usa un PI en adición a un compensador de polos, y se expone cómo el ruido inherente al uso de los componentes propuestos impide la realización de un control óptimo. Como recomendaciones se propone realizar el diseño de la tarjeta de circuito impreso con vistas a disminuir este ruido.

TABLA DE CONTENIDOS

PENSAMIENTO	i
DEDICATORIA	ii
AGRADECIMIENTOS	iii
TAREA TÉCNICA	iv
RESUMEN	v
INTRODUCCIÓN	1
Organización del informe	2
CAPÍTULO 1. REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA.....	4
1.1 Medición de velocidad.	4
1.1.2 Método de tiempo fijo.....	7
1.1.3 Método de posición fija	8
1.1.4 Métodos recursivos	10
1.1.5 Observadores de estado	15
1.2 Control de actuadores electro-neumáticos.	17
1.2.1 Control por realimentación de estados.....	17
1.2.2 Control por modo deslizante.....	19
1.2.3 Control por la técnica de Hinf.....	21
1.2.4 Variantes con PID y otros controladores	22

1.2.5	Trabajos de GARP.....	24
1.3	Conclusiones parciales del Capítulo	24
CAPÍTULO 2. MATERIALES Y MÉTODOS.....		26
2.1	Selección del algoritmo.....	26
2.2	Diseño del hardware.....	28
2.2.1	Requerimientos en el diseño del hardware	28
2.2.2	Materiales.....	29
2.2.3	Conexionado.....	31
2.2.4	Implementación del algoritmo.....	32
2.2.5	Comunicación.....	35
2.3	Estrategia de control.....	37
2.4	Análisis de los errores y calibración.....	41
2.5	Conclusiones parciales del Capítulo.....	43
CAPÍTULO 3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN		44
3.1	Simulación.....	44
3.2	Resultados experimentales	45
3.2.1	Experimentos de medición.....	45
3.2.2	Ruido en la medición	47
3.2.3	Implementación del control	48
3.3	Análisis económico	49
3.4	Conclusiones parciales del Capítulo	51
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		52
Conclusiones		52
Recomendaciones		52

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	54
ANEXOS	59
Anexo 1	59
Anexo 2	60
Anexo 3	61

INTRODUCCIÓN

Los actuadores neumáticos tienen un amplio uso a nivel industrial ya que poseen una respuesta rápida, elevada relación potencia–peso, son de fácil mantenimiento y, sobre todo, son más baratos que sus equivalentes hidráulicos o eléctricos. Estos actuadores son ampliamente utilizados en industrias tales como la alimenticia, la farmacéutica y la automotriz por su desempeño en el posicionamiento discreto de cargas (FESTO 2006a; FESTO 2006b; FESTO 2006c). En el posicionamiento continuo se pueden encontrar en los robots paralelos, los simuladores de conducción y los simuladores de vuelo (Rubio 2009) que son las aplicaciones a las que estará dirigido de manera más específica este trabajo.

Si bien son amplias las ventajas de estos dispositivos, suponen un problema de control complejo debido a su dinámica altamente no lineal debido a la compresibilidad del aire, el comportamiento no lineal del flujo de aire a través de las válvulas y la existencia de elevadas fuerzas de fricción estáticas y dinámicas entre el cilindro y el pistón. En la resolución de ese problema se ha encontrado el uso de la realimentación de variables como la aceleración y su derivada o la presión (Pearce 2005), pero esto encarece de manera significativa la inversión dado el costo de los sensores.

Por otra parte, las estrategias de control de posición hasta hoy propuestas por GARP se basan solamente en la realimentación de posición y, aunque los resultados son buenos, se conoce que un lazo interno de velocidad mejoraría la estabilidad y el desempeño del sistema de control. El objeto de estudio principal de este trabajo será el simulador de conducción de 2 GDL desarrollado por la empresa SIMPRO, donde la derivada de la señal de los encoders (medición indirecta de la velocidad), a las velocidades que se mueve esta plataforma, no es lo suficientemente precisa como para ser utilizada en un lazo de control.

Es entonces el **objetivo principal** de este trabajo la construcción de un dispositivo de medición de velocidad de costo mínimo para realimentarla al sistema de control; ofreciendo luego una solución de control que mejore las características de desempeño de las plataformas de simulación sin tener que aumentar los costos sensiblemente. Estos resultados se podrán utilizar en todas las aplicaciones que, con actuadores electro-neumáticos, posicionen cargas de manera continua y de manera más inmediata en las plataformas de simulación de conducción de la empresa SIMPRO.

Para cumplimentar lo dicho anteriormente, se realiza un estudio de los principales métodos de medición de velocidad desde una perspectiva crítica, tras lo cual se escoge el supermuestreo de pulsos por ser el que mejor resultados ofrece dadas las características de la aplicación. El término supermuestreo se toma por el hecho de que el algoritmo deberá primeramente muestrear a una alta frecuencia el estado de las salidas del encoder para contabilizar con buena precisión el período de esta señal. Además, para evaluar las variantes de control de actuadores electro-neumáticos y las ventajas de la realimentación de velocidad se realiza una revisión de los principales métodos existentes en la literatura.

Luego de cumplimentado lo anterior, se procede al diseño e implementación del circuito de medición de velocidad basado en la salida en cuadratura de los encoders incrementales para luego utilizar a señal obtenida en el control de una plataforma electro-neumática de 2 grados de libertad (GDL.)

Todo lo anterior se desarrolla partiendo de la hipótesis de que es posible realizar un sensor a partir de un microcontrolador para convertir las señales de posición de un encoder en una medición de velocidad entregada de forma analógica. Se espera con este diseño poder construir un dispositivo versátil que pueda ser utilizado no solo en la plataforma de simulación de conducción sino en cualquier otra aplicación que necesite una medición de velocidad de esta clase, como por ejemplo el control de motores a bajas velocidades.

Organización del informe

El informe estará organizado en Introducción, tres Capítulos, Conclusiones y Recomendaciones, Bibliografía y Anexos. El primer Capítulo estará dedicado a la revisión bibliográfica de las principales variantes para medición y las técnicas de control más

utilizadas. El Capítulo 2 estará dedicado a la selección, diseño del hardware y la implementación del algoritmo; en él se tratarán además los errores en la medición y las ventajas de la realimentación de velocidad, vista de una manera más profunda. En el Capítulo 3 se realizará un análisis de los resultados obtenidos, los que se expondrán mayormente por medio de gráficas. Un apartado siguiente estará dedicado a las conclusiones y recomendaciones, seguido de la bibliografía y los anexos.

CAPÍTULO 1. REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA

Para la realización de los objetivos propuestos en este trabajo se comenzará primeramente con un estudio del estado del arte de la medición de velocidad y de las alternativas para el control de actuadores electro-neumáticos encontrados en la literatura. El presente Capítulo 1 estará enfocado en estas tareas, con un primer epígrafe dedicado a las principales variantes de instrumentos y algoritmos para la medición de velocidad, seguido de otro epígrafe dedicado a las opciones de control. Finalmente, el tercer epígrafe estará dedicado a las conclusiones parciales de este Capítulo.

1.1 Medición de velocidad.

Muchos estudios tanto teóricos como prácticos han demostrado que el desempeño de los sistemas de control puede a menudo ser mejorado con algún tipo de realimentación de velocidad (Lorenz 2001). A continuación se muestra un resumen de las principales alternativas para la obtención de esta variable.

1.1.1 Variantes para la medición de velocidad. Uso de un encoder.

La medición de velocidad cuenta con muchas opciones a nivel mundial, sensores diseñados para ofrecer la velocidad angular o de desplazamiento lineal según sea el caso. Entre las opciones disponibles primeramente se pueden señalar los giróscopos, instrumentos que están diseñados para detectar la velocidad angular y que están basados en diferentes principios físicos. Es por esto se encuentran giróscopos mecánicos, ópticos que aplican el efecto Sagnac, electrónicos aplicando el efecto de Coriolis y de interacción entre fluidos (Ávila de la Torre 2005).

Otra variante de sensores para la medición de velocidad angular son los sensores magnéticos, los sensores de efecto Hall se caracterizan fundamentalmente por ser dispositivos de estado sólido sin partes móviles, con un amplio margen de temperatura, buena repetitividad, frecuencia de trabajo relativamente alta (100 kHz) y compatibilidad con otros circuitos analógicos y digitales (Ávila de la Torre 2005). Otra variante son los taco-generadores, cuyo funcionamiento consiste en convertir la energía rotacional del eje que rota en energía eléctrica, proporcional a la rotación y fácilmente medible. Se pueden citar dos variantes, los tacómetros de corriente directa (o tacodinamo) y los alternadores tacométricos (o taco alternador). Las diferencias radican en que el primero proporciona una señal de corriente directa a la salida, con una sensibilidad de entre 5 y 10 mV y un rango de hasta 10000 rpm, mientras que el segundo proporciona una señal alterna sinodal con frecuencia y amplitud proporcional a la velocidad de rotación. Los alternadores tacométricos además tienen una sensibilidad comprendida entre los 2 y 10 mV por cada rpm y poseen un rango más amplio de medición (Chaves 2008).

El conocimiento de la velocidad en tiempo real a partir del conocimiento del desplazamiento en tiempos discretos es una necesidad en numerosos sistemas de control (Janabi-Sharifi, Hayward et al. 2000). Dado el alto costo que significaría introducir en el control de la plataforma otros sensores para la detección de la velocidad de desplazamiento, se ha optado por la medición de velocidad a partir de los sensores de posición ya instalados, en este caso unos encoders. En el mundo muchos investigadores han contribuido con sus esfuerzos a la estimación de la velocidad con más exactitud a partir de este tipo de sensores, o sea basada en la medición únicamente de la posición, y varios métodos han sido propuestos, más adelante muchos de estos serán analizados.

En el campo industrial los encoders ópticos se mantienen como el sensor de posición más popular debido a su simple circuito de detección, su alta resolución, alta precisión y su fácil adaptabilidad a los sistemas digitales (Su, Zheng et al. 2006). En la actualidad es un dispositivo ampliamente usado en la realimentación de posición en sistemas mecánicos de movimiento como las aplicaciones de robótica (Merry, van de Molengraft et al.). Esto se debe entre otras cosas a la buena relación precio-prestaciones que pueden lograrse con él, además de las otras características anteriormente señaladas.

Este sensor posee un principio de funcionamiento relativamente simple, en la tesis de Verschuren (Verschuren 2006) podemos encontrar una descripción de este. Se tienen tres componentes fundamentales, una fuente de luz, un detector doble fotosensible y un disco ranurado. La luz se proyecta sobre el disco, creando regiones de luz y sombra de forma alternada y espaciadas regularmente, el dispositivo fotosensible doble colocado en la otra cara se encarga de detectar estas variaciones de intensidad de la luz.

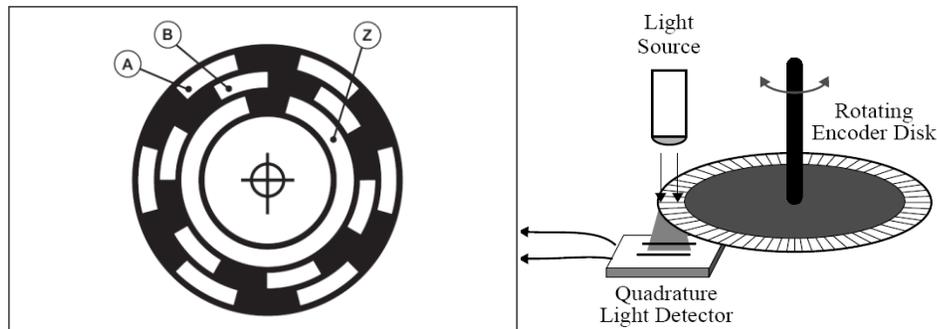


Figura 1.1 Representación de las señales incrementales en un disco óptico. Esquema de funcionamiento (derecha).

Las señales de salida de dichos sensores son conocidas como A y B, y son las señales principales en un encoder incremental. En este tipo de dispositivo no se conoce de manera explícita la posición de eje en todo momento como es el caso de los encoders absolutos, donde el disco tiene muchas más pistas con sus respectivos sensores de luz que codifican en cada momento la posición de eje, brindando una palabra digital con la codificación de la posición, la que puede ser de longitud variable en función de la resolución. En los dispositivos incrementales una señal auxiliar llamada Z señala la posición de inicio del eje, la posición se obtendrá entonces sumando cada uno de los pulsos del instrumento o restándolos según el sentido de giro.

Las señales A y B se encuentran en cuadratura de fase, o sea, desfasadas 90 grados una de la otra. Esto permite conocer el sentido de giro, además de poder aumentar la resolución del instrumento en dos o cuatro veces, lo que generalmente está implementado en el mismo encoder, aunque no es el caso de los que se utilizan en la plataforma de simulación.

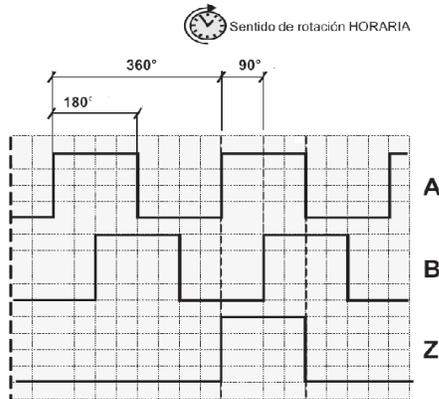


Figura 1.2 Señales de un encoder incremental.

La mayoría de los métodos de adquisición de la velocidad a través de un encoder pueden ser clasificados en dos grandes grupos, teniendo en cuenta la forma en que el tiempo y/o la información de posición son adquiridos. Luego la velocidad puede ser calculada de diversas maneras, la más sencilla de ellas usando la fórmula clásica $V=x/t$, donde x es la posición recorrida y t el tiempo transcurrido.

El usuario de un sistema de codificación digital, como un encoder, puede escoger entre usar la información de tiempo o la información de la posición para el cálculo de la velocidad. Esto se traduce en el conteo de los pulsos producidos en un tiempo definido o el tiempo transcurrido entre una cantidad de pulsos definida. En cualquiera de los casos una variable se mide y la otra se define como constante. El primero de estos métodos es conocido como método de tiempo fijo ("Fixed-time") y el segundo como método de posición fija ("Fixed-position") (Brown, Schneider et al. 1992). Cada uno de estos métodos generales tiene sus ventajas y desventajas, haciéndolos apropiados para una u otra aplicación específica.

1.1.2 Método de tiempo fijo

En los estimadores de velocidad que utilizan este método, el tiempo entre muestras es conocido y la distancia recorrida en este intervalo es calculada a partir del conteo de los pulsos ocurridos en este. El más simple de estos podemos llamarlo conteo de pulsos (*Pulse counting*) (Lee and Song 2001). En él se cuenta los pulsos que se producen en un determinado intervalos de tiempo y se obtiene la velocidad a partir de la fórmula que se muestra.

$$\Delta x_n = x_n - x_{n-1}$$

$$v_n = \frac{\Delta x_n}{T} = \frac{x_n - x_{n-1}}{T} = \frac{Np_n * \Delta a}{T}$$

Donde:

Δx_n es la distancia recorrida en el intervalo n-ésimo.

v_n es la velocidad estimada en el instante n-ésimo.

x_n, x_{n-1} son la posiciones medidas en los respectivos intervalos de tiempo.

Np_n es el número de pulsos ocurridos en el intervalo de tiempo.

Δa es el mínimo desplazamiento que puede ser medido por el encoder . Una medida de su resolución.

T es el intervalo de tiempo definido entre muestras.

De un análisis de la ecuación anterior se puede observar el efecto de discretización que caracteriza la medición de velocidad en estos sistemas, se obtiene un valor que será siempre un múltiplo natural de $\frac{\Delta a}{T}$, que es a su vez la mínima velocidad que podrá ser medida por el sistema. Así, para disminuir esta velocidad mínima se podrá ampliar el tiempo entre muestras, lo cual la mayoría de las veces no es posible por el retardo consiguiente en la medición y el deterioro de la estabilidad del sistema, o disminuir el término Δa , lo cual se consigue sustituyendo el encoder usado por uno de mayor resolución, aunque esto significaría el encarecimiento del diseño final.

El método que utiliza exactamente la ecuación anterior es conocido en la literatura como LPP (Líneas Por Período) (Brown, Schneider et al. 1992), ya que realmente se cuentan los pulsos (líneas) que entrega el dispositivo en un período de muestreo.

1.1.3 Método de posicion fija

En este método, por el contrario del anterior, la variable conocida es el desplazamiento, o sea, se toma como referencia una distancia fija (la mayoría de las veces se toma la distancia que se recorre en un pulso) y se mide el tiempo que demora el sistema en avanzar esta distancia.

En todos los sistemas digitales y al igual que en el método de tiempo fijo existe cuantificación, en este caso cualquier medición de este será un múltiplo de la frecuencia de reloj (T_r). Como se explica con más detalle en un próximo epígrafe, la frecuencia de la señal de un encoder es proporcional a la velocidad de su eje. Por tanto si se desea conocer el período (o la frecuencia) de una señal de onda cuadrada de período T_c , se debe garantizar que $T_c \gg T_r$, de otra forma no se podrá garantizar una buena medición. De ahí se deduce la importancia de conocer la velocidad máxima de trabajo de la articulación, extrayendo de ahí la máxima frecuencia a la que deberá responder el sistema y seleccionando a partir de estos requerimientos la señal de reloj. Para garantizar una medición exitosa sin utilizar un sistema de alta velocidad, que encarecería el diseño final, (por ejemplo sustituir un microcontrolador de gama media por uno de gama alta), la señal de reloj utilizada para este propósito puede no ser la misma que la del sistema, empleándose entonces una fuente de reloj auxiliar más rápida conectada a un contador.

Para mostrar esto matemáticamente se tiene que si $V=x/t$ entonces podemos expresar este método como:

$$V = \frac{mx}{nT} = \frac{X}{nT}$$

X la distancia recorrida ($\Delta a = \Delta q$).

n número de ciclos de reloj contados entre dos pulsos sucesivos.

T período del ciclo de reloj.

Se puede reescribir la expresión anterior como:

$$V = \left(\frac{1}{n}\right) * \left(\frac{x}{T}\right)$$

donde se puede apreciar más claramente el efecto de cuantificación, aunque por este método el término que cuantifica divide, al contrario del conteo de pulsos, así que, para $n = 1$ tenemos la máxima velocidad que podrá ser medida por el sistema, y los restantes valores serán obtenidos por divisiones de esta entre valores enteros.

Combinación de ambos métodos: Una manera de aprovechar las ventajas y desventajas de los métodos más simples basados en estos dos principios básicos, dígame el conteo de los pulsos en un tiempo (LPP líneas por períodos) o el tiempo transcurrido entre dos pulsos (o

método de tiempo inverso (Brown, Schneider et al. 1992)) es utilizarlos ambos a la vez. Dado que el desempeño de uno es bueno en las circunstancias en que el otro es deficiente y viceversa, se podría pensar en la posibilidad de que ambos se complementaran. Una aplicación práctica de esta idea se encuentra en el trabajo (Kapoor, Simaan et al. 2004), en el cual se implementa una lógica en un FPGA que selecciona uno u otro método en función de las características de la medición actual, teniendo como una cualidad en el diseño el mantener el error por debajo del 1% para esa aplicación.

1.1.4 Métodos recursivos

Existen en la actualidad un buen número de variantes de algoritmos para la medición de velocidad a partir de las señales de los encoders que obtienen buenos resultados a pesar de las deficiencias de estos dispositivos. Los tres algoritmos siguientes son tomados de los trabajos de Brown (Brown, Schneider et al. 1992), en él se realiza un estudio de ellos y se analizan los resultados a través de simulación.

Estimador de velocidad por Expansión de la Serie de Taylor (Taylor Series Expansion TSE Velocity Estimator): Este estimador se basa en la descomposición de la Serie de Taylor, de forma tal que la velocidad un instante puede ser estimada con la velocidad en un tiempo anterior de la siguiente manera.

$$v_k = v_\beta + \frac{1}{1!} \frac{dv_\beta}{dx} (t_k - t_\beta) + \frac{1}{2!} \frac{d^2v_\beta}{dx^2} (t_k - t_\beta)^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3v_\beta}{dx^3} (t_k - t_\beta)^3 + \dots$$

$$= \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!} v_\beta^{(j)} (t_k - t_\beta)^j$$

Si tomamos a v_β como el promedio (average) de la velocidad durante la más reciente medición y estimamos que este valor ocurrió en el centro del intervalo de medición, entonces $v_\beta = \Delta x_k / T_k$ y $(t_k - t_\beta) \approx T_k / 2$. Si se trunca entonces la Serie en el primer término, el resultado es similar a las fórmulas utilizadas para obtener la velocidad estimada en el estimador de tiempo inverso y para el estimador LPP (Líneas Por Período).

Con algunas modificaciones se muestran las secuencias de este método para los principios descritos en los epígrafes anteriores, tomando la información de la velocidad o del desplazamiento.

B. Estimador de Velocidad por Expansión por Diferencia Regresiva (Backward Difference Expansion BDE Velocity Estimator):

Este método obtiene la derivada de una función, en este caso $t(x_k)$ o $x(t_k)$. Estas son desarrolladas partiendo de asumir que la función real puede ser remplazada por un polinomio de interpolación. Las derivadas de primer orden y de orden superior de la función son obtenidas en término de la aproximación por diferencia finita apropiada para las derivadas de la aproximación polinomial.

Utilizando el método de posición fija, la ecuación en Diferencia Regresiva se logra a través de la expansión en Series de Taylor de la función t_{k-i} alrededor de t_k , y resolviendo dt_k/dx . La expansión queda:

$$t_{k-i} = t_k + (-i) \frac{dt_k}{dx} + \frac{(-i)^2}{2!} \frac{d^2 t_k}{dx^2} + \frac{(-i)^3}{3!} \frac{d^3 t_k}{dx^3} + \dots$$

Y:

$$\frac{dt_k}{dx} = (k - t_{k-1}) + \frac{(-1)^2}{2!} \frac{d^2 t_k}{dx^2} + \frac{(-1)^3}{3!} \frac{d^3 t_k}{dx^3} + \dots$$

C. Estimador de Velocidad Acondicionado por Mínimos Cuadrados (Least-Squares Fit LSF Velocity Estimator):

En esta técnica se construye un polinomio de orden N a través de los M puntos más recientes que se han obtenido, ($M > N+1$). La velocidad estimada se obtiene por medio de evaluar la derivada de dicho polinomio en el punto más recientemente medido.

Si se tiene un polinomio de la forma:

$$t_k = c_0 + c_1 x_k + c_2 x_k^2 + \dots + c_N x_k^N$$

Entonces:

$$\frac{dt_x}{dx} = c_1 + 2c_2 x_k + \dots + N c_N x_k^{N-1}$$

Las pruebas por simulación realizadas en este trabajo de Brown demostraron que este último algoritmo filtra mejor el efecto del ruido en la medición, mientras que los dos

primeros algoritmos responden mejor a los transientes de la velocidad. En el artículo se pueden encontrar tablas con las expansiones para primer, segundo y tercer orden en los primeros dos métodos.

Sellado de tiempo (Time stamping): El método, así llamado por sus autores, se propone como una alternativa para mejorar la medición de velocidad obtenida a partir de un encoder. Este método, también denominado método de detección de eventos, se basa en la recolección de los instantes de tiempo en los cuales las señales en cuadratura aparecen, lo que se conoce como un evento. Un evento se refiere entonces a la transición de un incremento del encoder a otro, momento en el cual la posición es conocida y llamada X_i . Detectando entonces el tiempo exacto en que ocurrió este evento T_i , se tiene el par $(X_i; T_i)$. Con el uso de estos pares previamente colectados, se ajusta una curva polinomial y extrapolando este ajuste se provee una medición más precisa de posición y por tanto una mejor estimación de velocidad puede ser realizada. Para determinar esta velocidad se procede a derivar el polinomio utilizado para la estimación de la posición.

Utilizando el método de derivadas aproximadas anteriormente visto en (Brown, Schneider et al. 1992) Rairán presenta el proceso de diseño e implementación de un control de posición y velocidad para un motor de corriente directa (Rairán and Fonseca 2011). Entre las varias opciones de medios de cómputo para la implementación se toma PC con el MATLAB como software para realizar el control. Aquí se calcula la velocidad angular a partir de las señales provenientes de encoders, la cual es utilizada luego para realimentar un lazo interno de control de velocidad, con un PID como controlador. En el lazo más externo se controla la posición, también con un PID.

Filtro de Kalman: Una de las variantes disponibles en la literatura para la estimación de posición y velocidad a partir de las señales provenientes de los encoders es el uso de un filtro de Kalman, el cual permite mejorar la precisión obtenida para una resolución de encoder en particular. Desde esta óptica de resolución el obtener las variables se trata como un problema de estimación de estado. Las ecuaciones del sistema pueden ser representadas en la forma de variables de estado, donde el vector de estado del sistema contiene otras variables además de la posición y la velocidad del sistema (Verschuren 2006).

El filtro de Kalman es un estimador recursivo que obtiene la posición y la velocidad basado en la observación del ruido (*based on noisy observations*), esto significa que el ruido proveniente del sistema y el ruido proveniente de la medición son tomados en cuenta, lo que hace a este un problema estocástico. Por el hecho de ser un estimador recursivo, el estado estimado para el instante anterior y la medición en el instante presente son necesarios para calcular el estimado de la velocidad actual. Por tanto, ante cada nuevo incremento en el tiempo discreto, el nuevo valor del estado es generado a través de las correspondientes ecuaciones estocásticas (Verschuren 2006).

Como una aplicación de esta opción está el trabajo de Kim (Kim and Sul 1994). En él se presenta un estimador de velocidad a partir de la señal de un encoder para ser utilizado en la detección de la velocidad del eje de un motor. El método de detección se basó en el conteo de pulsos o PPL. Como aporte fundamental, el autor expone una estrategia de estimación de velocidad y disturbio en el torque utilizando un filtro de Kalman, buscando en el diseño un estimador de estado óptimo. Así, aplicando esta teoría de estimación de estado, pudo diseñar un observador que mantuviera un buen desempeño aun en las regiones de baja velocidad, donde aumenta enormemente el error relativo y el retardo en la medición. Utilizando un encoder de 1024ppr (pulsos por revolución) los resultados fueron validados, demostrándose un buen rendimiento y robustez en el sistema, el procesamiento principal fue realizado en una tarjeta de procesamiento digital de señales de buena capacidad de cómputo, capaz de realizar operaciones con datos de 32 bits en punto flotante.

Entre los artículos que abordan el uso de filtros de Kalman en la estimación de velocidad está el artículo de Janabi-Sharifi, (Janabi-Sharifi, Hayward et al. 2000) aunque no va directamente enfocado en su uso. En su artículo se presentan varias opciones para la medición e velocidad, algunas de ellas ya nombradas, tales como el uso de diferencia finita y el método de tiempo inverso, además de la implementación de filtros de Kalman o de filtros fijos. El centro de este trabajo está en la presentación de un método llamado Estimador de Velocidad con Ventana Adaptativa.

Una característica fundamental del filtraje por promedio, el cual es muy efectivo para disminuir el efecto del ruido, es el número de muestras que se utilizan para el cálculo. Si este número es muy grande, el sistema se vuelve poco sensible ante los cambios grandes en

la velocidad. Una variante de solución sería poder adaptar el número de muestras que se utilizan para no permitir que el efecto anteriormente señalado (modificar la ventana), que es lo que se propone este método. Esta manera de abordar este problema intenta minimizar la relación de compromiso que siempre existe entre la reducción de ruido, control de retardo, exactitud estimación, la fiabilidad, la carga computacional, conservación transitoria, y las dificultades con la sintonía. A partir de simulación y verificación experimental los resultados son comprobados.

En el trabajo de Su (Su, Zheng et al. 2006) se presenta un algoritmo de estimación de velocidad basado en la integración numérica, que en señales ruidosas como es el caso de las provenientes de los encoders, posee mejor desempeño que la diferenciación numérica. El método se basa solo en el uso de la señal de posición proveniente del encoder.

En este artículo Rairán (Rairán and Fonseca 2008) presenta un algoritmo de detección del sentido de giro, basado en el uso de un encoder con salida cuasi triangular en lugar de una salida de onda cuadrada en cuadratura, que es la salida convencional de estos dispositivos, el algoritmo presentado para la estimación de velocidad está basado básicamente en el método de posición fija, se detectan puntos significativos en la forma de onda, y se genera un pulso cada vez que estos ocurren. El tiempo entre estos eventos es computado por medio de métodos tales como la integración de un escalón unitario o la integración discreta, la que se puede realizar a través de un bloque de MATLAB llamado Embedded Matlab Function. Este procesamiento de señal se realiza a través de Simulink, instalado el software (MATLAB) en una PC. La base del algoritmo radica en el hecho de que se puede establecer una relación lineal entre la frecuencia de los pulsos del encoder y la velocidad que se desea medir, llegándose a dicha frecuencia a través de la detección del período de dicha onda.

Unos de los detalles que debieron ser resueltos son los límites de frecuencia útil, tanto máxima como mínima. La máxima frecuencia fue definida en función del tope que fijaba la frecuencia de discretización, que para esta aplicación específica fue de 10 kHz. El período más largo que se definió como útil, o de otra manera, la velocidad a partir de la cual el sistema tomaría la velocidad como cero, fue fijado en 0.02 s, agregando el autor que fue asumido de manera experimental y como es lógico es propio de cada aplicación.

En las líneas de manufactura y los sistemas industriales, los sistemas de control de posición de precisión son ampliamente usados. Estos sistemas requieren de altas ganancias en la realimentación en el lazo de control para tener un alto rechazo ante disturbios, pero el retardo de fase que impone la estimación de velocidad con la señal de un encoder impone una limitación en la máxima ganancia permisible. En este trabajo de Zhu (Zhu and Lamarche 2008) a través del uso de la señal de posición de un encoder y usando un sensor extra, que en este caso es un acelerómetro, se implementa un sistema de estimación de velocidad que mejora el retardo de fase teórico que debería haber sido añadido al sistema. Esto permite una ampliación del ancho de banda, con lo que se logra que el control de seguimiento de trayectoria que se implementa con este sistema posea un error mucho menor que su sistema equivalente, donde la velocidad solo se detecta diferenciando la señal de un encoder. Se demuestra además que no se altera la estabilidad del sistema ni la suavidad en el control.

1.1.5 Observadores de estado

El uso de observadores está justificado para aplicaciones en las cuales es necesaria una medida fiable de la velocidad del sistema y donde esta no está disponible por métodos convencionales, pudiéndose citar por ejemplo, los controladores PI, PID y un gran número de controladores robustos. Los efectos de cuantización o una cantidad de ruido excesivo pueden ser la causa de que estas señales no puedan ser utilizadas para implementar una ley de control de la articulación de un robot, por mencionar un caso específico (Guerra, Iurian et al. 2008).

Una de las desventajas del uso de los observadores de estado para la estimación de velocidad mencionados en este trabajo es el hecho de que estos introducen en dicha señal una componente de alta frecuencia que puede degradar el rendimiento del sistema. El objetivo del trabajo presentado por Guerra es el desarrollo de una variante que mitigue la introducción de estas componentes de alta frecuencia e incremente la fiabilidad de los observadores de velocidad.

El diseño se basa en los trabajos previos de Xian (Xian, de Queiroz et al. 2004), que fueron utilizados para el desarrollo de dos nuevos observadores en (Guerra, Iurian et al. 2007), con el objetivo especial de ser utilizados en sistemas mecánicos trabajando a velocidades bajas

y donde la fricción juegue un papel negativo causando no linealidades y fenómenos mecánicos indeseables. Los observadores desarrollados en este caso retienen las cualidades de estabilidad de sus predecesores, pero no muestran su comportamiento oscilatorio.

En este trabajo, además de realizar una comparación simulada de ambas versiones de los observadores, con comportamiento oscilatorio y sin él, se utiliza una variante de los segundos para realizar un esquema de control de un sistema mecánico que incluye el uso de un controlador PD y un compensador de fricción adaptativo, el cual depende del conocimiento del valor de la velocidad.

También Sakata presenta un observador de estado para conocer la velocidad en aplicaciones mecánicas, además de poder brindar información sobre otras variables. A través de simulación y experimentos se muestran las ventajas de dicho observador, que tiene como principal objetivo en su diseño la eliminación del error por cuantización en los encoders de baja resolución (Sakata and Fujimoto).

Yu presenta una estrategia de control anti oscilante para una grúa aérea (Yu, Li et al. 2008). Para la realización del control de las articulaciones se utiliza un observador de estado de alta ganancia para utilizar la señal de velocidad en el diseño de un controlador PD.

Un control para un actuador electro-neumático, para el cual es necesario el uso de un observador de estados, se presenta en este trabajo de Langjord (Langjord, Kaasa et al. 2011). A través del uso de este, el controlador obtiene posición y velocidad, presión en las cámaras, estado de la fricción y otros parámetros. La estimación se realiza solo con la información de la posición, implementando un observador adaptativo no lineal de orden completo.

El uso de métodos computacionales ha mejorado ostensiblemente la medición de velocidad y sobre todo en los últimos años, cuando el desarrollo de la electrónica y los procesadores han permitido construir, a precios relativamente asequibles, sistemas de procesamiento digital de señales (PDS) poderosos, donde el retardo en la entrega del nuevo valor es minimizado por la gran capacidad de cómputo. No es el objetivo de esta tesis implementar un algoritmo complicado, dado que se propone su implementación en un sistema extremadamente sencillo con una capacidad de cómputo reducida. Es por esto que los métodos que requieran iteraciones o alguna carga computacional que retarde la entrega del

valor se descarta, en favor de métodos en los que se necesite poco cálculo, aunque es sabido el compromiso entre calidad en la estimación y el tiempo de cómputo.

1.2 Control de actuadores electro-neumáticos.

El control de actuadores electro-neumáticos es una tarea de alta complejidad dada la dinámica de la planta, que es altamente no lineal debido a la compresibilidad del aire, el comportamiento no lineal del flujo de aire a través de las válvulas y la existencia de elevadas fuerzas de fricción estáticas y dinámicas entre el cilindro y el pistón (Pearce 2005). A continuación se expone un resumen de las principales técnicas encontradas en la literatura.

1.2.1 Control por realimentación de estados.

En el seguimiento de trayectorias en un sistema electro-neumático, el método de diseño por ubicación de polos basándose en la realimentación de los estados logra buenos resultados y controladores con menores tiempos de establecimiento (Pandian, Takemura et al. 2002).

Muchas variantes se basan en la realimentación de posición, velocidad y aceleración; entre ellos tenemos los trabajos de Ning, que propone un controlador con la realimentación de estas variables con la adición en la acción de control de un compensador de fricción para mejorar la precisión (Ning and Bone 2002).

Por su parte Janiszowski propone un controlador que, por el método interactivo de mínimos cuadrados, estima en línea del modelo del sistema. La velocidad y la aceleración son obtenidas con un observador por el método de Luenberger. Este controlador está diseñado para posicionamiento, garantizando máxima velocidad de respuesta con un mínimo error en estado estable. Su principal problema radica en que el esfuerzo de control es grande, lo cual disminuye la vida útil de la válvula y aumenta el consumo de energía (Janiszowski 2004).

Otro ejemplo de este tipo de control por realimentación lo tenemos en Krivts, que expone el método clásico de diseño por ubicación de polos a partir de la realimentación de los estados por medición directa u observación (Krivts and Krejnin 2006).

Otras variantes de control incluyen la medición de la presión en una o ambas cámaras como medio para realimentar estas variables o estimar, por ejemplo, la aceleración. Podemos

tener en cuenta el trabajo de Schulte, que propone un controlador por realimentación de estados con un esquema de ganancias derivado del modelo borroso del sistema. Este método realimenta las presiones en las cámaras de los cilindros (Schulte and Hahn 2003).

Algunos autores sugieren el uso de observadores para disminuir el número de sensores. Entre ellos está Pandian, que propone un observador de ganancia continua para la presión de una de las cámaras basado en la presión medida en la otra cámara. Este observador da buenos resultados, pero estos se deterioran si hay fluctuaciones en la presión de alimentación o si aumenta la fricción del cilindro (Pandian, Takemura et al. 2002). También Gulati propone dos variantes de observadores a partir del modelo no lineal del sistema (Gulati and Barth 2005a), recomendando para uno de ellos un control por modo deslizante (Gulati and Barth 2005b).

Karim (Karim, Pascal et al. 2008) propone una técnica de linealización para la mayoría de las linealidades de la planta mediante realimentación de estados. También Langjord (Langjord, Kaasa et al. 2011) realiza un control doble para el actuador de un cloche, proyecto que se basó en sus estudios previos (Langjord and Johansen 2010). En el trabajo base se toma que el sistema es estable si se realimentan las variables de estado velocidad y presión en la cámara y los parámetros estimados de ganancia y el coeficiente de amortiguamiento viscoso, mientras se toma para el trabajo consecutivo la idea de realimentar los estados estimados, lo cual se valida mediante simulación.

Un algoritmo de control no lineal para ser aplicado al seguimiento de trayectoria en un sistema de posicionamiento neumático presenta Sobczyk en este trabajo (Sobczyk S., Perondi et al. 2012). El objetivo es compensar los efectos altamente no lineales inherentes a estos sistemas ocasionados por el comportamiento dinámico del aire comprimido dentro de las recámaras y las fuerzas de fricción. Para esto el algoritmo propuesto emplea la técnica de control de linearización por realimentación, equipada con un esquema de compensación de fricción basado en una versión continua del modelo de fricción de LuGre.

Esta forma de representar los efectos de la fricción está basada en la interacción de dos superficies en contacto visto a escala microscópica. En este contexto las superficies son rugosas y la compleja naturaleza de la fricción es determinada por la relación entre las asperezas de esas superficies. Matemáticamente, estas relaciones son modeladas a través de

las deformaciones elásticas de los elementos microscópicos. Estas últimas son representadas a través de un promedio de deflexión, el que posteriormente es tratado como un estado interno del sistema. Como este estado no está directamente accesible, es estimado mediante un observador por medio de un algoritmo.

En este algoritmo de control son realimentadas las señales de posición, velocidad y aceleración del pistón, comparándose este algoritmo convencional ya visto llamado PVA (se realimenta la posición, la velocidad y la aceleración), con dos variantes que implementan compensadores, demostrándose la disminución del error en el seguimiento de trayectoria. Mediante simulación los autores muestran además que el algoritmo es sensible a los retardos en la medición de las señales.

Estos controladores en general ofrecen buenos resultados, pero su principal problema radica en el encarecimiento del sistema de control a causa de los sensores necesarios para realimentar velocidad, aceleración o presión. Además, la obtención de la segunda, y en especial de la tercera por derivación, da una señal muy ruidosa y su estimación no es muy fiable.

1.2.2 Control por modo deslizante

En los últimos años se puede apreciar una tendencia a la investigación del empleo de controladores de modo deslizante para el control de los actuadores electro-neumáticos. (Rubio 2009). Estos controladores requieren conmutar a altas frecuencias, lo que provoca el llamado *chattering* (castaño) a la salida del sistema, con la posible excitación de características no modeladas ante altas frecuencias (Utkin 1994). Además necesitan grandes potencias de cálculo para ser implementados, cuestión que va siendo superada gracias al avance de los dispositivos FPGA (Field-Programmable Gate Array) (Faa-Jeng, Chih-Kai et al. 2007).

A pesar de estas características en el desempeño, las variantes obtenidas con SMC son sumamente atractivas para el control de actuadores electro-neumáticos, dado que su diseño se hace a partir del modelo no lineal de la planta, por lo cual se tienen muy en cuenta las incertidumbres de sus parámetros, razón que los hace ser muy robustos en su desempeño (Rubio 2009).

En este campo tenemos trabajos de Richer, que compara una variante de control por modo deslizante de orden completo con una de orden reducido, aplicados al control de fuerza en un cilindro neumático. En dicho trabajo se demuestra que el controlador de orden completo obtiene magníficos resultados, aunque es mucho más complejo que el de orden reducido, que deteriora su desempeño a medida que dejan de cumplirse las suposiciones que se hacen para poder reducir el orden del controlador (Richer and Hurmuzlu 2000).

Un controlador por modo deslizante de segundo orden con buen desempeño en seguimiento de trayectoria logra Laghrouche. Sus resultados son más precisos y robustos si se les compara con semejantes de primer orden (Laghrouche, Smaoui et al. 2004). Más recientemente este autor propone dos variantes de control por modo deslizante de tercer orden, siguiendo la misma idea del trabajo anterior (Laghrouche, Smaoui et al. 2006).

Además se puede hacer referencia a los trabajos de Korondi, quien propone un controlador robusto por modo deslizante, proponiendo eliminar el chattering limitando la superficie deslizante con una función no lineal del tipo relé saturado (Korondi and Gyeviski 2006). Con este mismo objetivo Nguyen, propone una ley de control por modo deslizante incorporando una zona muerta en la acción de control para eliminar el chattering, aunque con esto admite cierto error en estado estable. El diseño permite ahorrar energía y prolongar la vida útil de las válvulas, dado que tiene en cuenta en el modelo que usara válvulas solenoides, pero no usa PWM (Nguyen, Leavitt et al. 2007).

Gary (Gary and Shu 2007) presenta el diseño de dos algoritmos de control para resolver el problema del seguimiento de posición y compara entre ellos los resultados obtenidos, utilizando como planta un cilindro neumático. El primer algoritmo fue un control por modo deslizante basado en un modelo linealizado de la planta y el segundo fue similar, pero basado en un modelo no lineal. Los resultados obtenidos para ambos controladores fueron buenos.

Otro ejemplo del control en modo deslizante SMC puede encontrarse en el artículo de Wang (Wang, Su et al. 2010), donde se muestran tres esquemas de control para un actuador electro-neumático regulado por válvulas piezoeléctricas. Se muestran además los resultados de simulación obtenidos en Matlab. También Shtessel presenta una novedosa ley de control en modo deslizante adaptativo la cual es derivada del uso de una técnica basada en

Lyapunov (Shtessel, Plestan et al. 2011). Esta variante consiste en el uso de una ganancia de control dinámicamente adaptada, la que asegura la estabilidad, en un tiempo finito del control en modo deslizante de segundo orden. La eficacia del algoritmo propuesto es evaluada a través de la aplicación al control de posición de un actuador electro-neumático.

Otro trabajo de esta técnica aplicado al posicionamiento de cargas con estos actuadores se puede encontrar en la tesis de Hodgson (Hodgson 2012). Su trabajo está enfocado especialmente a sistemas robóticos que usan actuadores neumáticos gobernados por válvulas solenoides, donde propone un control preciso y de baja frecuencia de conmutación.

Se tiene que con el control deslizante en general se logran muy buenos resultados, sobre todo con controladores de tercer orden. El principal problema que presentan es la necesidad de gran poder de cálculo que requieren para ser implementados, dada su complejidad. (Rubio 2009).

1.2.3 Control por la técnica de Hinf.

Una técnica de control utilizada para lograr un buen desempeño a pesar de las no linealidades y la variación de los parámetros del sistema, es la técnica de control robusto Hinf. Esta variante de control es una de las más conocidas de su tipo disponible en nuestros días, siendo uno de los métodos de la teoría de control que permite el diseño de controladores óptimos. Se ha demostrado que esta es una de las mejores opciones en los sistemas de control lineales (Ali, Noor et al. 2011) .

Un controlador Hinf para un actuador electro-neumático industrial se presenta en este trabajo de Ali (Ali, Noor et al. 2009b). Para realizar el diseño de este se utiliza un modelo linealizado de la planta en un punto de operación específico. Los resultados de la estrategia de control son mostrados a través de simulación.

En el trabajo de Ali se presenta un nuevo método de sintonía de la función pesante para desarrollar un controlador Hinf, basado en la optimización del algoritmo de enjambre de partículas (particle swarm optimization (PSO) algorithm) (Ali, Noor et al. 2011). Este método es utilizado para hallar los valores óptimos de los parámetros de la función pesante, lo que permitió obtener un controlador Hinf óptimo, por la minimización de la norma infinita de la función transferencial del sistema en lazo cerrado nominal. La variante fue

aplicada en un actuador electro-neumático industrial controlado por una válvula de tobera. Los resultados se comparan con la sintonía de la misma función a través del Matlab, usando un algoritmo convencional, y se comparan los resultados.

Una continuación del trabajo anterior es este trabajo presentado por Noor (Noor, Ali et al. 2011), donde utiliza la técnica de control Hinf ya antes vista y la teoría de realimentación cuantitativa (QFT Quantitative Feedback Theory), teoría que enfatiza en el uso de la realimentación para lograr el desempeño deseado en la planta y que se usa para asegurar las características de respuesta en lazo cerrado del sistema. Se presenta entonces un controlador con el uso de ambas técnicas que demuestra mejor rendimiento que si se utilizaran cada una de las técnicas de control por separado.

1.2.4 Variantes con PID y otros controladores

Citando el uso de otros controladores podemos ver la utilización de variantes de PID. Este no se usa en su forma clásica por su pobre desempeño ante plantas que poseen no linealidades, pero se han reportado buenos resultados en la literatura usando un PI combinado con otras técnicas de control (Rubio 2009). Como ejemplo se puede tener en cuenta el trabajo de Karpenko, donde se ajustan las ganancias de un PI con un lazo interno de realimentación de presión, el que permite satisfacer los requerimientos de lazo cerrado (Karpenko and Sepehri 2004a). Este autor propone también la aplicación de modificaciones no lineales al PID clásico con el objetivo de mejorar su desempeño, se pueden encontrar la saturación de la salida al inicio del movimiento, eliminar la acción integral ante determinada circunstancia eliminando el stick-slip y aumentar la ganancia derivativa a bajas velocidades con lo que se minimizan los efectos de la fricción estática y la zona muerta de la válvula (Karpenko and Sepehri 2006). También puede sintonizarse un PI técnicas de control robusto teniendo en cuenta las incertidumbres del modelo (Karpenko and Sepehri 2006a). Aquí se obtiene en la función de transferencia un PI con un filtro de primer orden que, unido un prefiltro de segundo orden, garantiza un buen seguimiento de trayectoria.

Entre otras variantes podemos citar el controlador PD-Borroso diseñado por Gao, que aumenta su precisión con un compensador de fricción adaptativo. Esta variante no está diseñada para cargas variables, pero logra un correcto posicionamiento a todo lo largo del

cilindro (Gao and Feng 2005). Aplicando un control predictivo generalizado, Song logra un buen desempeño, con una adecuada compensación del retardo de tiempo y la zona muerta presente en la planta. Este lo aplica a partir del modelo ARMAX del sistema identificado por una red neuronal (Song, Liu et al. 2006). Sin resultados tan positivos en la compensación del retardo de tiempo y la zona muerta, está el controlador neuro-difuso que también propone este autor, aunque presenta buena respuesta tanto en estado estable como en seguimiento de una trayectoria (Song, Liu et al. 2006).

Rahmat en este artículo presenta un control en cascada para un actuador electro-neumático, basado en el uso de un controlador Proporcional para el lazo interno de velocidad y un controlador PID para el lazo externo de control de posición (Rahmat, Salim et al. 2011). El efecto de esta cascada es similar al efecto que se pretende lograr con la realimentación de velocidad en esta tesis, lo que será discutido más adelante. En este artículo toda la información de resultados y el modelado de la planta se realizan a través de simulación utilizando Simulink/Matlab, por lo cual no están disponibles resultados experimentales, los que se recomienda hacer por los autores. Una comparación de la variante propuesta con el control PID clásico es realizada también.

En las pasadas décadas, las redes neuronales y el control fuzzy han sido utilizados ampliamente en muchas aplicaciones tales como robots, control de motores, péndulos invertidos, entre otras muchas. Se conoce además que las redes neuronales tienen la habilidad de aprender y por tanto son una buena opción para modelar procesos dinámicos y complejos (Ali, Noor et al. 2009a). Por otra parte, el control fuzzy tiene la importante cualidad de ser muy efectivo y práctico para el control no lineal de sistemas complejos y variantes en el tiempo, vía el uso de un grupo de reglas lingüísticas las cuales pueden provenir de un ingeniero en control o un operador de experiencia (Nagarajan and R.H. Weston 1985). Entonces, para obtener una buena respuesta en estado estable y un correcto seguimiento dinámico de trayectoria en sistemas con actuadores electro-neumáticos, se han usado en la literatura muchos controladores neuronales, difusos o la combinación de ambos (Ali, Noor et al. 2009a).

Qiang (Qiang and Fang 2006) presenta los resultados favorables obtenidos de una red neuronal difusa (*fuzzy neural network* FNN) basado en un filtro de Kalman extendido

(extended Kalman filter EKF). Con el diseño de este controlador, se obtuvieron buenos resultados en el seguimiento de trayectoria y respuesta en estado. También Mikio propuso un controlador inteligente basado en control difuso predictivo usando una reglas (Mikio and Seiji 2007). La efectividad del control propuesto fue confirmada a través de experimentos utilizando un sistema servo neumático.

1.2.5 Trabajos de GARP.

El Grupo de Automática, Robótica y Percepción (GARP) de la Universidad Central Marta Abreu de las Villas ha realizado varios trabajos a fin de desarrollar estrategias de control para sistemas no lineales aplicados en robots paralelos, y más concretamente en el control de plataformas de simulación de conducción que utilizan actuadores neumáticos como elementos de fuerza. Estos esfuerzos se pueden separar en dos grandes líneas de trabajo, las estrategias con base en el control por modo deslizante (SMC) y las variantes que realizan el control utilizando un PI en unión con un compensador de polos para tratar con los polos complejos conjugados de la planta.

La primera variante, el control por modo deslizante, tiene en estos momentos su referencia más cercana en los trabajos de Prieto (Prieto 2013), en los cuales se realiza el control con una variante llamada Proxy basado en Modo Deslizante (PSMC) con la que se propone mejorar las limitaciones del SMC, entre ellas el chattering. Esta estrategia de control aprovecha las ventajas del control en modo deslizante y del control PID.

La variante de control por compensador de polos en complemento con un PI puede verse en los artículos de Rubio (Rubio 2009). Como esta es la base del presente trabajo, se describe con más detalle en la sección dedicada a la variante de control implementada.

1.3 Conclusiones parciales del Capítulo

- Es posible realizar la medición de velocidad a partir de las señales de un encoder con la suficiente calidad para ser utilizada esta variable en el control.
- Hay una relación entre la calidad de la señal estimada, la resolución del encoder, la potencia de cálculo empleada y el retardo que se produce en la medición. Esto hace que exista una situación de compromiso en la cual una o varias de estas cualidades deba ser reducida en favor de mejorar la o las otras.

- Así como existe una relación de compromiso en el caso de la medición, en el control se presenta una relación en la cual la capacidad de cómputo introduce límites en la técnica de control a utilizar. Esto va siendo cada vez menos significativo con los modernos dispositivos de cómputo, pero se hace evidente sobre todo cuando se planea utilizar un hardware empotrado que tiene una capacidad relativamente baja en comparación con las otras opciones.

CAPÍTULO 2. MATERIALES Y MÉTODOS

En este capítulo se expondrán los materiales y métodos utilizados para diseñar y construir el dispositivo de medición que, a partir de la información de posición de un encoder incremental, provea una señal analógica de velocidad. Primero se establecerán los requerimientos de hardware y software para luego dar paso al estudio de la estrategia de control aplicada.

2.1 Selección del algoritmo.

Para la selección del algoritmo ha de tenerse en cuenta el hardware sobre el que se va a implementar, dado que, como se vio en capitulo anterior, un método que precise una elevada potencia de cálculo en un hardware pobre solo proveería una señal inútil para el control por el retardo que poseería. Cada una de las variantes de estimación anteriormente vistas posee ventajas y desventajas que las hacen más o menos idóneas para una aplicación específica, de ahí que sea necesario un análisis para escoger la que mejor desempeño tenga en nuestra aplicación.

Como regla general se tiene que en las aplicaciones de robótica las velocidades de trabajo son generalmente lentas, para nuestro caso se tiene un tope de 320 mm/s , lo que generaría una señal con una frecuencia de 6.56 kHz y un período de $152,44\mu\text{s}$.

Para el caso del conteo de pulsos, si se toma la velocidad real como $\omega = \frac{a \cdot \Delta q}{T}$, ($a \in \mathbb{R}^+$), entonces el error en la medición de velocidad será:

$$e_{\omega} = \omega - \omega_e$$

ω_e será la velocidad estimada. De ahí:

$$e_{\omega} = \frac{a * \Delta q}{T} - \frac{Np_n * \Delta q}{T}$$

$$e_{\omega} = \frac{\Delta q}{T} * (a - Np)$$

El error relativo será a su vez:

$$e_r = \left(\frac{\omega - \omega_e}{\omega} \right)$$

$$e_r = \frac{1}{a} * (a - Np)$$

Y como $(a - Np) < 1$ entonces $e_r < \frac{1}{a}$

Para una misma frecuencia T, mientras mayor sea a , o sea, la velocidad que se desea medir, menor será el error relativo al aplicar este método. Esto lo hace bueno para aplicaciones donde la frecuencia de la señal esperada del encoder es alta, el cual no es nuestro caso. Por otra parte, el método de posición fija puede analizarse de la siguiente manera:

$$e_{\omega} = \omega - \omega_e$$

$$e_{\omega} = \frac{\Delta q}{\Delta t} - \frac{1}{n} * \frac{\Delta q}{T}$$

$$e_{\omega} = \frac{\Delta q}{\Delta t * n * T} * (n * T - \Delta t)$$

El error relativo será:

$$e_r = \left(\frac{\omega - \omega_e}{\omega} \right)$$

$$e_r = \frac{1}{n * T} * (n * T - \Delta t)$$

Y como $(n * T - \Delta t) < T$ entonces:

$$e_r < \frac{1}{n}$$

Se muestra entonces que el error relativo disminuye cuando el número de pulsos de reloj contados (reloj auxiliar) aumenta. Si las velocidades son bajas, el período de la señal

enviada será grande, y por tanto, n será grande, se puede apreciar que a bajas velocidades este método mejora su eficiencia.

Como esta última variante trabaja mejor ante velocidades relativamente bajas, como son las que se presentan en este tipo de aplicaciones, el método a utilizar para realizar la estimación de velocidad será el método de tiempo inverso. Se tuvo en cuenta las desventajas del conteo de pulso y las ventajas que proporciona el supermuestreo de las señales del encoder para esta aplicación específica. El hecho de no poder mejorar la precisión del primer método mejorando la resolución del encoder por el costo que significaría o aumentando el tiempo de muestreo por la afectación a la estabilidad lo hace inaceptable. Además, en la decisión de descartar los demás métodos, se consideró la idea de que se planea construir una variante a base de PICs que tienen baja potencia de cálculo, por lo cual se tomó la variante que menor cálculo requiere. Como elemento para clarificar esta decisión téngase en cuenta que el microcontrolador utilizado no posee multiplicación 16x16, por lo cual cada cálculo deberá ser hecho a costa de un número grande de cálculos 8x8.

2.2 Diseño del hardware

Se necesita para lograr la estrategia de control propuesta diseñar y construir un dispositivo de medición que sea capaz de recibir las señales digitales provenientes de dos encoders, procesarlas y entregar la velocidad a la que se están moviendo las articulaciones.

2.2.1 Requerimientos en el diseño del hardware

El módulo necesitará 4 entradas digitales para cada una de las señales de los encoders (A1, B1, A2, B2 como comúnmente son llamadas), ha de poder procesar las señales provenientes de 2 encoders con el objetivo de poder, con un solo dispositivo de medición abarcar las necesidades de la plataforma de 2 GDL que es objetivo de control más inmediato. Precisaré también el módulo de un dispositivo de cómputo para realizar el procesamiento de la información, el cual deberá ser lo suficientemente potente como para poder entregar la información sin un retardo que ponga en peligro la estabilidad del sistema.

Las dos salidas deberán ser analógicas de 0 a 10V, incluyendo en ellas la información sobre el sentido de giro, (se toma así para la compatibilidad con diseños anteriores). El punto

medio de la escala será el correspondiente a velocidad nula, por encima de este estarán los valores correspondientes al sentido horario y por debajo de este valor y hasta cero los valores correspondientes al sentido anti horario, con 0 como su máximo valor. Esta forma de entregar la señal de velocidad en realidad reduce la resolución con que se entrega la información. Para poder aprovechar el máximo de resolución del conversor, se diseñará en el hardware un par de pines de salida para enviar el sentido de giro en un bit de información, dejando los bits del conversor para contener la información del valor absoluto de la velocidad.

Dado que el microcontrolador no posee módulos internos de conversión digital-analógica esta se realizará de manera externa, siendo necesario un conversor. Además la mayoría de los encoders con los que trabaja GARP (Grupo de Automática, Robótica y Percepción) necesitan del conexionado de unas resistencias de pull-up externas, que ya estarán conectadas en la placa de circuito impreso.

2.2.2 Materiales.

PIC Como elemento de cómputo se utilizará un PIC18F458 de la firma Microchip. Este posee una frecuencia de reloj de hasta 40 MHz utilizando PLL, a través de lo cual se pueden lograr una operación de 10 MIPS. A continuación se presentan algunas de las principales características que serán utilizadas en el diseño:

- 3 pines para interrupciones externas.
- 2 niveles de prioridades para las interrupciones.
- 4 módulos de contadores/temporizadores
- MSSP (Master Synchronous Serial Port) con la posibilidad de soportar todos los modos de comunicación SPI.
- Programación vía ICSP (In-Circuit Serial Programming) a través de dos pines.

Es utilizado por razones de disponibilidad un oscilador de 8MHz y con el PLL activado se logran los 8 MIPS, con una frecuencia interna de alimentación de los contadores de 8 MHz, con un período de 125ns, lo cual satisface las necesidades del sistema de medición.

DAC Como convertor digital-analógico se hará uso de un MCP4822. Este es un convertor de muy buenas prestaciones, suficientes si se tiene en cuenta los requerimientos que se necesitan. El uso de este permitirá incorporar en la placa de circuito impreso un solo dispositivo que pueda manejar ambas salidas analógicas, con lo que se consigue un diseño más compacto. Algunas de sus principales características son:

- 12 bits de resolución.
- Dos canales de conversión.
- Interface por medio del protocolo SPI.
- Tiempo de establecimiento de 4.5 μ s.
- Ganancia programable.
- Operación con una fuente simple (de 2.7 a 5.5V).

AOP Para adaptar los niveles de voltaje de las salidas del convertor a los usados por el sistema de control se utilizara un amplificador operacional en configuración amplificador no inversor. Con este propósito se tomará un circuito integrado LM324, que posee 4 AOP en un solo chip. Algunas de sus características son las siguientes:

- Salidas protegidas contra cortocircuitos.
- Operación con fuente simple de 3.0 a 32V.
- Compensación interna.
- 4 amplificadores por encapsulado.

La estabilización de voltajes se efectuará con estabilizadores monolíticos de la serie 78XX, un 7805 para alimentar al PIC y al convertor y un 7812 para alimentar al circuito integrado LM324. Como la fuente de prueba es de 24V, para que el estabilizador 7805 no tuviese que disipar una diferencia de voltaje de 19V se diseñó el hardware de tal forma que el 7812 alimentara con 12v a este otro estabilizador. La desventaja radica en el hecho de que el suministro de corriente total del circuito está a cargo del primer estabilizador, lo que produce un ligero calentamiento del estabilizador, cuestión que es corregida con la incorporación de un disipador en el regulador.

2.2.3 Conexionado.

Para realizar el supermuestreo del estado del encoder se necesita que se responda ante los cambios de estado de este, y que se temporice el tiempo entre cada cambio, se utilizaron las interrupciones externas que posee el microcontrolador, específicamente don de ellas, INT0 e INT1. Estas son interrupciones que se activan ante un cambio de flanco en los pines a los que están conectadas, siendo una gran ventaja como se verá más adelante el hecho de que es posible configurar si la interrupción se activará ante un frente de subida o uno de bajada.

La comunicación entre el PIC y el conversor digital-analógico se realizó a través del protocolo SPI, soportado por ambos componentes. Este protocolo, de amplio uso a nivel internacional, posee 4 señales, SDI (Entrada de datos), SDO (salida de datos), SCK (señal de reloj) y CS (señal de selección del dispositivo). Esta última señal adquiere más importancia por el hecho de que para que se realice la conversión, después de ser mandado el paquete de datos, se debe dar un pulso de subida y bajada; lo cual no forma parte del protocolo sino de la forma de trabajar del conversor.

A cada una de estas señales se les dedicó un pin, teniendo en cuenta el puerto serie MSSP del PIC, que ya nombra estas señales, aunque por simplificación del circuito impreso se utilizó otro pin para CS, distinto del que propone el fabricante. Esto puede ser posible por la poca complejidad que tiene la configuración utilizada, que es la más simple de las posibles, un maestro y un esclavo en la cual el maestro siempre envía y el esclavo siempre recibe. Se desechó la opción de utilizar el pin CS porque este solo es utilizado por el microcontrolador cuando se comunica en modo esclavo, y en nuestro caso siempre se comportará como el maestro.

El conversor soporta una frecuencia de reloj máxima de 20 MHz en la comunicación, la que fue configurada por software y será tratada en el apartado de comunicación en el epígrafe de implementación del software. Posee una señal además de latch LDAC, que cuando se pone a cero transfiere el contenido del latch de entrada a los registros de salida. Con motivo de la configuración que se tendrá de maestro-esclavo y conversión instantánea deseada, se prefirió conectar este pin a tierra, siguiendo la recomendación de la documentación del MCP4822.

Para el diseño del esquema y posteriormente el conexionado de la placa de circuito impreso se utilizó el software PROTEUS versión 7.7, de la firma Labcenter Electronics. Este permitió seleccionar los componentes, con sus respectivos modelos y encapsulamientos, configurar las conexiones y realizar el esquema. Después de efectuada la programación y compilación del algoritmo, permitió su simulación, con lo cual se pudo depurar los elementos concernientes a la ejecución de la secuencia, para lograr que se ejecutara de manera correcta. En los Anexos 2 y 3 se puede observar el diseño de la placa de circuito impreso (PCB) y el esquema de conexiones respectivamente.

2.2.4 Implementación del algoritmo.

Como era el objetivo principal, para el supermuestreo del estado de las señales A0 y A1 se utilizaron las interrupciones externas del microcontrolador INT0 e INT1, habilitadas por las entradas RB0 y RB1 respectivamente. Se debía entonces detectar dos flancos de subida consecutivos y en el medio, con la ayuda de un reloj externo más rápido que la señal proveniente del encoder, contar el tiempo transcurrido, siendo entonces el tiempo un múltiplo del período de dicha señal de reloj.

$$V=1/(n*Tc)$$

Para lograr este conteo se utilizaron los módulos de temporizadores/contadores Timer0 y Timer1, con una resolución de 16 bits. Como se señaló anteriormente, la frecuencia de reloj del micro será de 8 MHz, para lograr 8 MIPS (oscilando con un cristal externo y con un PLL activado). Así se tiene que el período mínimo que se puede manejar internamente en el PIC será de 125 ns.

Los encoders instalados en la plataforma de simulación brindan 20.5 pulsos por cada milímetro de desplazamiento, esto hace que la frecuencia de los pulsos de onda cuadrada sean de 6.56 kHz para una velocidad de 320mm/s, que es la velocidad máxima que se tomará por diseño para la plataforma. Se necesita entonces un sistema que sea capaz de monitorear la velocidad de la articulación hasta ese rango, pero fundamentalmente en la zona central y baja de este.

Un efecto de todos los dispositivos que trabajan con encoders y que poseen conversores digitales-analógicos es la cuantificación (Janabi-Sharifi, Hayward et al. 2000). En nuestro caso esta será de 11 bits para el rango máximo de velocidad visto anteriormente.

Para el conteo de los pulsos se tomarán los mencionados temporizadores de 16 bits del microcontrolador, utilizando un *preescaler* de 1/8 la frecuencia de alimentación sería de 1 μ s, lo que hace que el contador se desborde en 65,54 ms. Esto lleva a considerar la velocidad cero un valor de alrededor de 1 mm/s, que es una consideración aceptable en estas aplicaciones.

Por el hecho de utilizar un temporizador de 16 bits ascendente, el valor que se obtiene es modificado para llevarlo al rango de 11 bits. Ese valor será sumado o restado a 0x0800, en función del sentido horario o antihorario de la rotación y luego enviado al conversor; así se completan los 12 bits de resolución del conversor, 11 para el valor de la velocidad y el más significativo para el sentido de giro.

Se tomó esta convención para que el dispositivo sea compatible con la forma de comunicación utilizada hasta ahora en el sistema de control de la plataforma, pero el hardware presentado posee un pin de salida digital adicional para cada articulación con el objetivo de poder usar toda la resolución del conversor para expresar la velocidad, dejando ese bit adicional para el sentido de giro.

El algoritmo pretende en primer lugar medir el tiempo transcurrido entre dos pulsos consecutivos del encoder. Para esto se utilizarán las interrupciones externas habilitadas por los pines RB0 y RB1, se tomará el caso de una articulación, siendo el algoritmo exactamente igual para la otra. Cada vez que ocurra un flanco de subida por A0, la interrupción ocurrirá, direccionando al micro hacia la dirección 0x08, donde se encuentran las subrutinas de atención a interrupciones de alta prioridad. Allí se direcciona a través de una comprobación de las banderas de interrupción a la subrutina adecuada, en función de cuál fue el encoder que generó la interrupción. Esto se realiza de esta forma porque el PIC no tiene otro modo de conocer cuál fue la fuente de interrupción que la generó.

Luego de seleccionada la subrutina correcta se procede a detener el temporizador, que lleva la cuenta del tiempo transcurrido desde el último frente de onda recibido desde ese pin. Con esto queda almacenado en el registro del este el valor deseado; luego se procede a

comprobar si la variable `Over0` es igual a 1. Esto significaría que el tiempo transcurrido es mayor que el tiempo que podía almacenar el temporizador y por tanto ha rebasado los límites que se consideraron para definir la velocidad por debajo de la cual se trataría como velocidad cero, si es cierta esta condición se envía el valor correspondiente a la velocidad cero al bus SPI y se salta a la preparación del siguiente ciclo, que consiste en mandar a contar al temporizador y restaurar las banderas y registros de interrupción que se modifican con cada interrupción, con lo cual queda todo listo para recibir el próximo frente de onda.

Si la comprobación de desbordamiento del temporizador no es válida, esto significa que la velocidad está en rango medible por el sensor, por lo cual se procede a la lectura del valor almacenado en el registro del temporizador. Posteriormente se procede al escalamiento y conversión del valor, llevándolo a 11 bits de rango, partiendo de un rango de 16 bits. La información que se tiene en el temporizador es la del período, pero la variable que tiene una relación lineal con la velocidad es la frecuencia, así que se procede a realizar el cálculo, dividiendo una constante entre el valor almacenado, con lo que se logra llevar la señal de velocidad al rango deseado, despreciando los valores que no estén en este rango.

Después de ejecutar la función de detección del sentido de giro, se procede a llevar el valor al formato de 12 bits con el sentido de giro incluido el bit más significativo, esto se logra sumando el valor de 11 bits a `0x800` si el sentido de giro es el horario o retándolo de este valor si el sentido es antihorario. Luego de esto se construye la palabra que se enviará al bus SPI con la configuración del conversor y los datos para inmediatamente mandarla, tras lo cual se salta a la preparación del próximo ciclo que se describió ya.

Como se puede ver las demoras en la ejecución de la subrutina de atención a interrupción puede generar retardos y tiempos que no se cuentan en el registro del temporizador, lo cual introduce un error. Esto será tratado a profundidad en el epígrafe correspondiente al análisis de los errores.

El procedimiento es exactamente igual para encoder. Ambas son interrupciones de alta prioridad, por lo cual pueden interrumpirse pero solo provocaría un retardo, siempre se ejecutaría la interrumpida luego de terminada la otra.

La subrutina que prevé el desbordamiento del temporizador y por consiguiente la detección de una velocidad que será tomada como cero se ejecuta a través de una interrupción de baja

prioridad activada por este mismo desbordamiento. Al ocurrir este evento el PIC es direccionado a la dirección 0x018, donde, mediante la comprobación de las banderas, se diferencia la fuente de la interrupción y se trata con la subrutina correspondiente. Estas interrupciones son de baja prioridad, con lo cual se logra que puedan ser interrumpidas por las subrutinas de atención a flancos en los encoders. Esto permite que no se sumen retardos por este concepto, minimizando posibles errores. En cada atención a interrupción por desbordamiento del temporizador se cambia de estado la variable que avisa de ocurrido este evento y se prepara para una nueva interrupción por este concepto.

2.2.5 Comunicación.

La comunicación entre el microcontrolador y el conversor digital-analógico se realizó a través del bus SPI, soportado por ambos dispositivos. Esta resultó ser adecuada para la aplicación dado que se realiza a una velocidad tal que no introduce un retardo apreciable en la transmisión de la información desde el PIC y hasta la salida.

SPI (Serial Peripheral Interface): es un protocolo de comunicación serie síncrona, o sea, que contiene entre sus hilos una señal de reloj que sincroniza la comunicación entre los dos puntos. Es un estándar establecido por Motorola que utiliza un bus de 4 hilos para comunicar dispositivos periféricos de baja y media velocidad. La comunicación se realiza siguiendo una norma de maestro/esclavo, donde el maestro selecciona al esclavo y maneja todo el proceso de intercambio de información. El flujo de información puede ser establecido en los dos sentidos, por lo cual esta es una comunicación full dúplex.

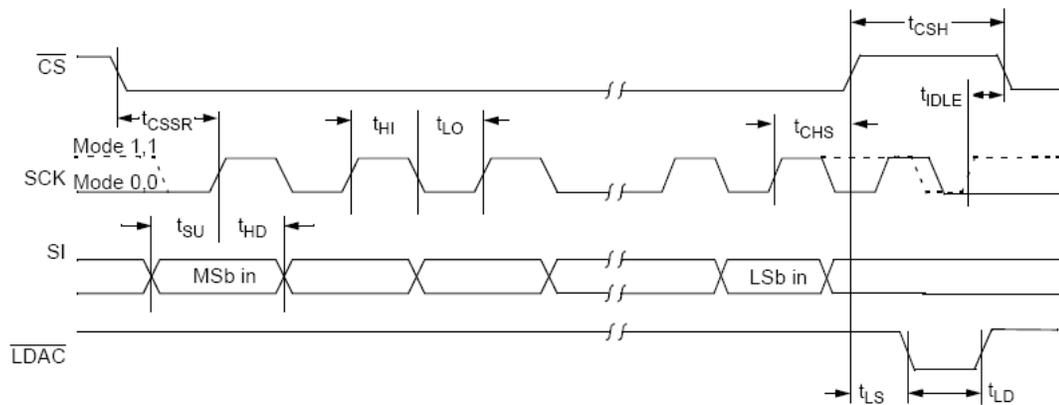


Figura 2.1 Señales de comunicación con el MCP4822.

En el caso particular de la comunicación con el conversor, el PIC será siempre el maestro y la información fluirá siempre hacia él, ya que así lo define la comunicación con este dispositivo. Por ende, no existe manera de verificar si la información enviada llegó correctamente a su destino.

La velocidad del bus fue definida en 0.5 MHz la trama definida por el conversor consta de 16 bits, esta es utilizada para configurar el dispositivo y para recibir los datos. En el caso de la configuración esta se realiza a través del nibble más significativo, en este se especifica que conversor se va a utilizar (el A o el B) dado que cada encapsulado posee dos conversores. También se especifica la ganancia a utilizar y el valor de la señal de Shutdown. Los siguientes 12 bits corresponden al valor que será convertido, comenzando por el bit más significativo.

El número de bits que puede transmitir el PIC por paquete es de 8, para poder realizar la comunicación se mandaron entonces dos paquetes seguidos. Como la variable que contenía el valor del dato y la configuración era un entero, se utilizó un puntero para enviar el byte más significativo y luego enviar el menos significativo, completándose la comunicación de forma satisfactoria. Un detalle que tiene la trama de comunicación del conversor es que para que se efectúe la conversión se debe enviar un pulso (subida y bajada) por CS. En la función que recibe el entero y ejecuta la secuencia de envío se programó también este pulso, dándole una amplitud algunas veces mayor que la mínima necesaria para asegurar el buen funcionamiento.

El DAC soporta para la comunicación los modos 0,0 y 1,1 del protocolo, a su vez el PIC soporta los cuatro modos, así que se decidió configurar la comunicación en el modo 0,0.

Como se vio anteriormente la frecuencia máxima soportada por el conversor es de 20 MHz, la máxima que puede soportar el PIC es de 10 MHz. Para no forzarlo a trabajar a alta frecuencia se tomó la decisión de trabajar a 2.5MHz, y así se configuró la comunicación.

Software, funciones y bibliotecas utilizadas.

La escritura y compilación del software se realizó en el software MPLAB de Microchip, el cual presenta un ambiente de diseño de amplias prestaciones y comodidad.

Para el uso de retardos en el programa fueron utilizadas funciones de la biblioteca <delays.h>, provista por Microchip, además de la <p18f458.h>, que permite utilizar los nombres de los registros, pines etc. internos de los PIC, lo cual facilita mucho el trabajo de programación.

El resto de las funciones fueron escritas satisfaciendo las necesidades propias del software que se estaba realizando.

2.3 Estrategia de control.

A partir del logro de los objetivos de diseño y construcción de un dispositivo capaz de obtener la velocidad de desplazamiento a partir de las señales de un encoder incremental, se utilizará esta medición como señal en control de posición de una plataforma de simulación de conducción de dos grados de libertad GDL.

Esta plataforma está gobernada por dos pistones electro-neumáticos que serán el objeto de control en este caso. Es conocida la alta no linealidad que presentan estos actuadores debido a causas ya citadas previamente. Como modelo para el control haremos uso del desarrollado por Rubio (Rubio 2009), que puede ser expresado de la siguiente manera.

$$G_p = \frac{ka_0}{s(s^2 + b_0s + b_1)} = \frac{6986.1}{s(s^2 + 1.39s + 74.17)}$$

Aquí se puede observar que la planta en su variante simplificada posee una dinámica de tercer orden con un par de polos complejos conjugados y un polo en el origen, a continuación el lugar geométrico de la raíces de esta planta.

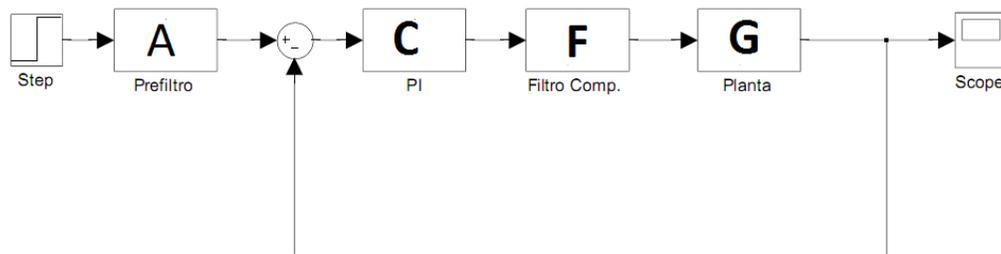


Figura 2.2 Variante de control sin realimentar velocidad.

$$A = \frac{1}{\tau s + 1}$$

$$C = \frac{K_c(T_c s + 1)}{s}$$

$$F = \frac{s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0}$$

$$G = \frac{K a_0}{s(s^2 + a_1 s + a_0)}$$

Este sistema se diseña de forma tal que en lazo cerrado responda como un segundo orden, alejando lo suficiente el primer polo, pero aparece un cero por causa del PI que le impide responder como un sistema de segundo orden ideal.

$$G_{plc} = \frac{\omega_n^2(T_c s + 1)}{(s + 10\omega_n)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}$$

En la siguiente gráfica se observa una comparación de la respuesta como sistema de segundo orden que se desea y la respuesta que tiene la planta en su totalidad. Se puede apreciar que el cero hace que la planta se comporta más rápidamente, pero si se observa con detenimiento se puede ver que esta respuesta se logra un mando extremadamente fuerte, que en la práctica no puede ejecutarse por causa de la saturación en el mando. Así se tiene que la respuesta real del sistema no será tan rápida como muestra la simulación.

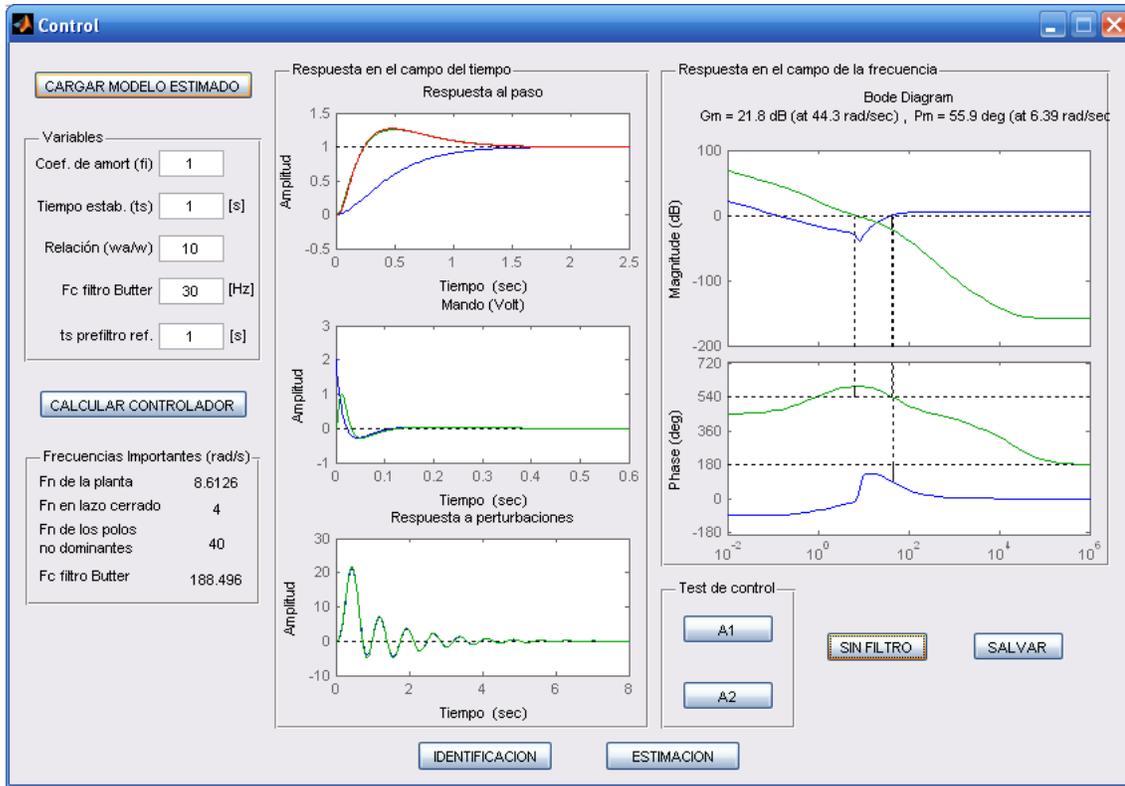


Figura 2.3 Respuestas sin realimentar velocidad.

Con el esquema que se muestra a continuación se pretende mejorar la respuesta del sistema.

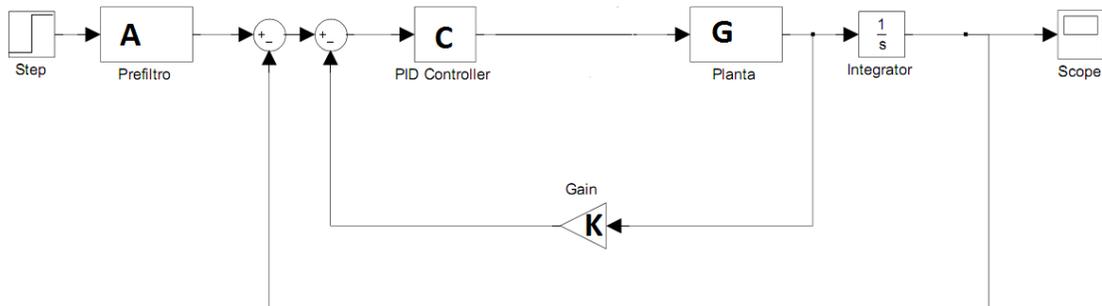


Figura 2.4 Variante realimentando velocidad.

$$A = \frac{1}{\tau s + 1}$$

$$C = \frac{K_p (s^2 + a_1 s + a_0)}{s}$$

$$G = \frac{K a_0}{s(s^2 + a_1 s + a_0)}$$

En esta variante la respuesta del sistema los ceros del controlador PID se sintonizan de forma tal que compensen la dinámica de los polos complejos conjugados de la planta, de manera que, al cerrar el lazo de control el sistema responde como un sistema de segundo orden puro, sin el cero en la respuesta que anteriormente tenía a causa del PI. Se puede comprobar entonces que la respuesta del sistema coincide con la respuesta esperada para un sistema de segundo orden, con lo cual, por medio de un trabajo analítico en el diseño se puede lograr en el sistema una respuesta transitoria precisa en función a los parámetros de diseño que se le introduzcan, dígase coeficiente de amortiguamiento, tiempo de establecimiento etc.

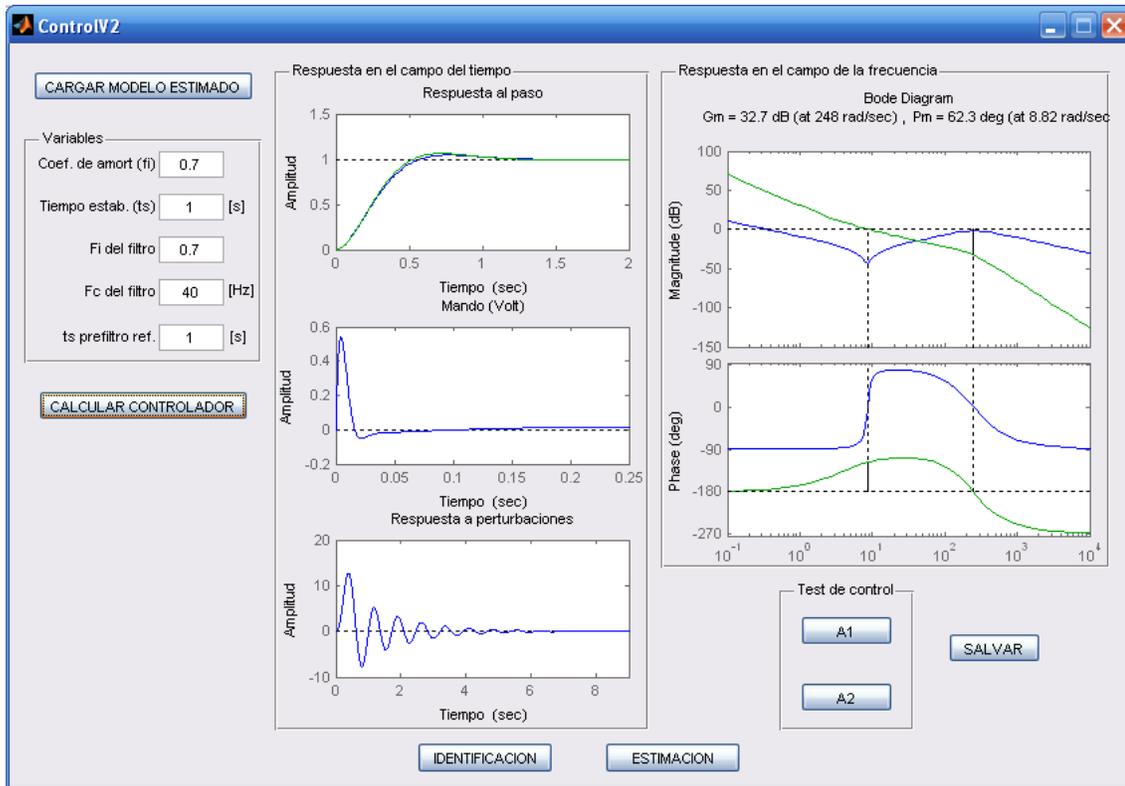


Figura 2.5 Respuestas realimentando velocidad.

De las dos gráficas de respuesta ante perturbaciones se puede constatar que esta mejora, reduciéndose su amplitud casi la mitad. Un análisis de los números revela que esta respuesta es numéricamente inaceptable, dada la amplitud, pero esto está condicionado por la gran variación que se le introduce a la planta para ver su respuesta. Esta recibe un paso en el disturbio de un 10% de la máxima escala, lo cual en la práctica nunca sucederá, así se tiene que en este software que se está utilizando esta gráfica se utiliza solo para tener una idea somera de cómo se comportaría el sistema ante disturbios.

Un análisis de este tipo en la práctica es importante. En la planta propuesta los principales disturbios provienen de la variación de los parámetros dinámicos del sistema, aunque dicha variación no es significativamente grande. Como base para estimar cuánto pueden variar estos parámetros se tomarán los trabajos de Rubio ya anteriormente referenciado.

2.4 Análisis de los errores y calibración.

Los errores provenientes que aparecen en este sensor pueden ser agrupados en dos grandes grupos: aquellos que por su naturaleza son impredecibles, y los que aparecen de manera sistemática y constante en cada ciclo de muestreo.

Los primeros constituyen lo que es llamado propiamente error en la medición, ya que es imposible saber su valor y solo se puede dar un valor estimado que indique una cota a este error, dado en porcentaje de la medición. Para establecer una medida de este error se tomaron en cuenta los errores propios de cada uno de los componentes del sistema de medición. A continuación una tabla que recoge las principales fuentes de error de este tipo y una medida de los errores que introducen. Se dice una medida porque se obviarán los errores que por la aplicación sean despreciables.

Tabla 1 Principales errores introducidos por componentes.

Componente	Error	Comentario
Convertor MCP4822	3%	Un aproximado tomando el peor de los casos en las

		fuentes de error más importantes.
LM324	0.2%	-
7805	0.3%	El convertor tiene su propia regulación precisa de voltaje, no se propaga el error a este.
7812	0.3%	

Un error importante y que debe ser mencionado es el que se produce cuando se solapan las dos interrupciones, resultado de que se han producido flancos de subida en ambos encoders al mismo tiempo. En este caso deberían detenerse ambos contadores, para guardar así el tiempo real que duró el período, y así solo se introduciría el retardo proveniente del cálculo y transmisión del valor del otro encoder. En el caso de este PIC, al ocurrir dos interrupciones de igual prioridad simultáneamente, la primera en detectarse será la ejecutada y por tanto la otra no recibirá atención hasta que se haya completado la rutina de atención a interrupción de la otra. Esto provoca que el contador de la que se ejecuta después continúe incrementándose, y por tanto falseando la medición.

El error que se introduce se calculó por medio de simulación introduciendo dos pulsos simultáneos en las entradas de interrupción del PIC INT0 e INT1, (las destinadas para las entradas A0 y A1 de los encoders) y resultó que es de algunas decimas de volt, lo que no representa un valor demasiado grande de la medición. Un método para atenuar este error sería introducir una función intermedia en el proceso de acondicionamiento y escalado de la información tomada desde el contador, con lo que se verificaría si ha ocurrido la interrupción perteneciente al otro encoder y se mandaría a parar el contador. Sin embargo, un análisis un poco más profundo revela que solo se reduciría el error a la mitad a costa de introducir retardo y ampliar un poco el error, por lo cual se tomó la decisión de no introducir dicha función y mantener el dispositivo con esta cota de error, que aún resulta aceptable.

La otra fuente de error a la que se hacía referencia introduce un error constante en la medición, por lo cual puede ser eliminado o atenuado en gran medida calibrando el instrumento. Como ejemplo de fuentes de error de este tipo se tiene, por ejemplo, los valores no exactos de las resistencias. Esta calibración puede ser efectuada como último paso antes de enviar la información al conversor, sumándose o restándose la cantidad que atenúe o elimine dicho error.

Para la calibración de este sensor se podrá utilizar un generador de onda cuadrada que posea la suficiente exactitud, y con su salida alimentar los pines destinados a A0 y A1, simulando una señal precisa de un encoder.

2.5 Conclusiones parciales del Capítulo.

- Utilizando el método de tiempo inverso se puede implementar una variante que estime la velocidad proveniente de la medición de posición de un encoder.

Esta forma de obtener la información sobre la velocidad es la más apropiada para la aplicación hacia la cual estará dirigido el uso de este dispositivo, donde las velocidades son relativamente lentas y por tanto también lo es la frecuencia de salida de los encoders.

- La implementación del algoritmo de tiempo inverso en un PIC18F458 resultó no ser compleja teniendo este microcontrolador las funcionalidades mínimas necesarias para la implementación correcta.

CAPÍTULO 3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este Capítulo se expondrán los resultados obtenidos en la implementación del circuito de medición de velocidad, teniendo especial relevancia la decisión de implementar o no el control en función de estos. Se comienza con una breve descripción de las simulaciones realizadas para dar paso luego a las pruebas experimentales y las consideraciones en el control. Al final se realiza un análisis económico de lo que podría ahorrarse con el diseño completado.

3.1 Simulación

A continuación se presentan los resultados de la simulación de los resultados de la compilación del algoritmo en MPLAB. Esto se utilizó como soporte para el diseño y prueba del programa, permitiendo detectar fallos y corregirlos de manera cómoda y rápida.

La comprobación de los resultados obtenidos por medio de la programación del microcontrolador fue hecha en el software Proteus versión 7.7, en su interfaz de diseño de esquemas ISIS. Este programa provee una plataforma donde comprobar los resultados ya que permite cargarle a un modelo del PIC los archivos que son obtenidos de la compilación del código en C y que se obtienen a través del MPLAB. La conexión del PIC y del conversor fueron la misma que en el circuito real, solo que por simplificación no se amplificó la salida para llevarla al rango de 0..10V, sino que se colocó un voltímetro directo a la salida del conversor para conocer la salida que estaba dando este dispositivo. Para la comprobación se procedió a alimentar la entrada INT0 con un tren de pulsos de una frecuencia predefinida, lo que permitió ver la respuesta del sistema ante esta señal, que es equivalente a la que sería brindada por el sensor.

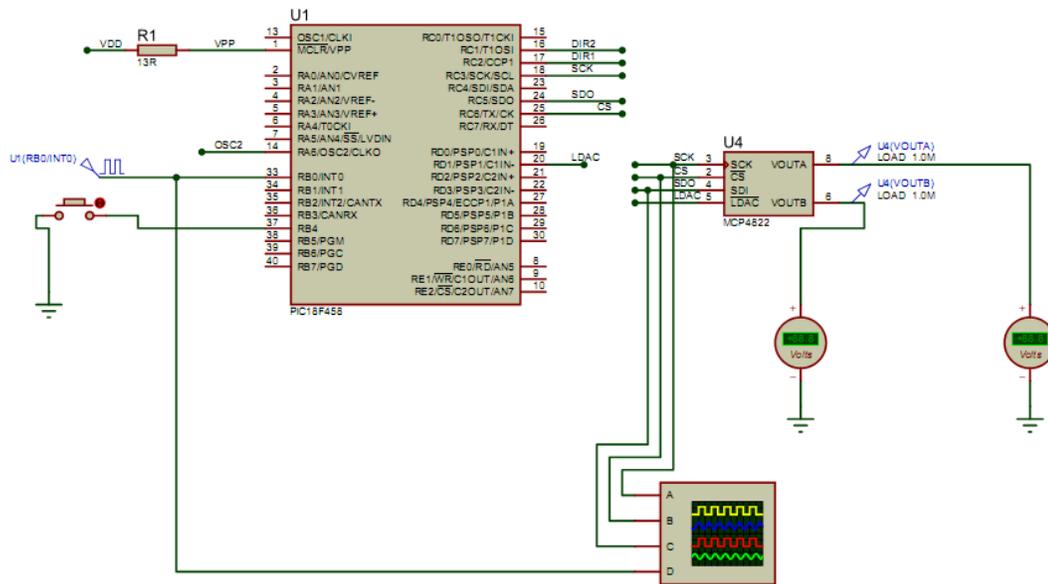


Figura 3.1 Esquema para simulación en Proteus.

Para la comprobación de la respuesta del sistema al sentido de giro se conectó un interruptor a tierra y al pin correspondiente a B1, ante cada frente de onda en la señal A1, si se encuentra B1 en un estado alto al sentido será antihorario mientras que si se encuentra en cero el sentido será el de las manecillas del reloj. Con el interruptor se logra simular esta situación, así que oprimiendo o dejando libre el interruptor, que trabaja en tiempo real, se logra recrear esta situación, y se aprecia la respuesta ante un cambio en el sentido de giro.

3.2 Resultados experimentales

En este subepígrafe se muestran los resultados de las pruebas experimentales realizadas con el dispositivo construido. Se realiza entonces un análisis crítico de estos y se toman en cuenta los principales factores que influyeron en la respuesta obtenida.

3.2.1 Experimentos de medición

Para realizar la comprobación experimental del funcionamiento del sensor cuyo diseño y construcción es el objetivo de esta tesis se utilizó un sistema de adquisición de datos basado en una PC. Este tiene una CPU Intel Core i3 con sus núcleos a 2.93 GHz, 2 GB de memoria RAM y un Sistema Operativo Windows7 de 32 bits. Para la colección de las señales se hizo

uso de una tarjeta de adquisición de datos HUMUSOFT MF 624. Entre las funcionalidades de esta tarjeta que fueron utilizadas están sus entradas analógicas de alta velocidad (8), sus entradas especializadas en encoders (4) y sus salidas, tanto analógicas (8) como digitales (8). Estas salidas fueron utilizadas para el control de la plataforma de simulación, a la cual está acoplado este sistema para las pruebas de control.

Como primera parte del experimento se procedió a capturar la señal de velocidad brindada por el instrumento, y compararla con un patrón de muestras que permita comprobar si esta lectura corresponde realmente a la velocidad. La señal de referencia fue tomada de un bloque construido en Matlab, el cual a partir de la medición posición de los encoders obtiene su deriva y la filtra, brindando una forma de onda lo suficientemente buena como para comparar con la salida del circuito. A continuación una imagen del esquema:

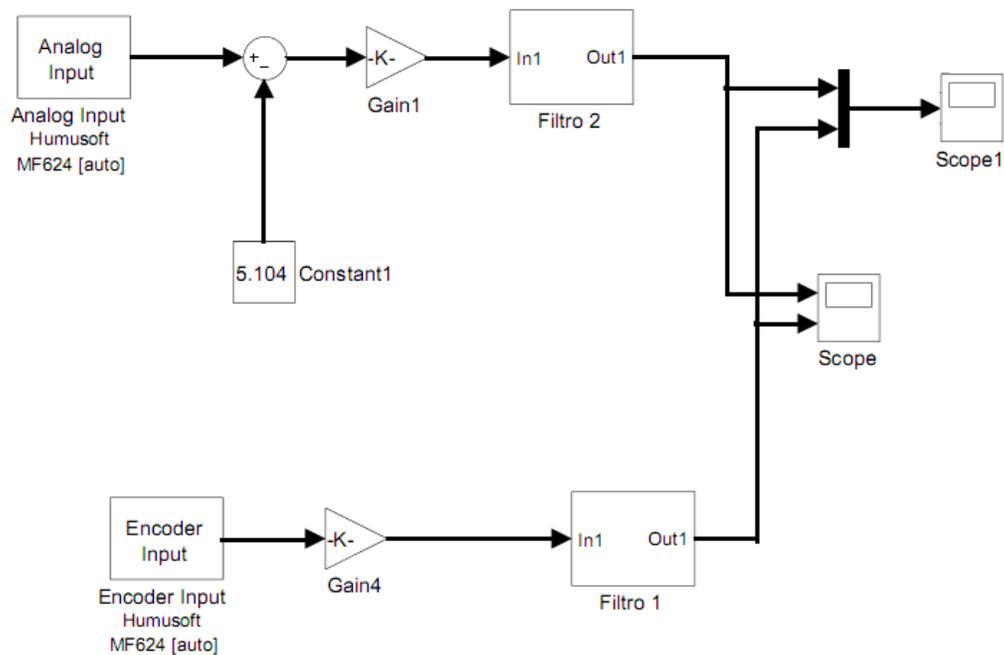


Figura 3.2 Esquema para adquisición de datos en MATLAB.

En los bloques Filtro 1 y Filtro 2 están implementadas las mismas funciones transferenciales para derivar y filtrar respectivamente. En el comienzo de las pruebas el bloque Filtro 2 no existía, fue incluido luego como prueba para reducir el ruido, aunque el atraso de la señal real en esta configuración es notable.

A través de esta prueba se pudo comprobar que las dos formas de onda coinciden, demostrando que la medición de velocidad de esta se efectúa de manera correcta en el sensor. La corrección del offset que fue tratada en el apartado referente al error es corregido desde el mismo Matlab, es llevada la medición al rango (-5...5V), y es escalada para que la información esté en unidades de velocidad, todo buscando una correcta comparación de las formas de onda.

El filtro fue necesario por el ruido existente en la medición, aspecto que se tratará con más detalle a continuación. En el Anexo 1 se puede observar la gráfica resultante de una prueba de medición.

3.2.2 Ruido en la medición

Al comenzar las mediciones, era notable el ruido presente en ellas, añadido, en buena medida, por la cinta de conexión entre la tarjeta de adquisición de datos y el panel de conexión. Para eliminar este ruido, o reducirlo de manera significativa se construyó una conexión con la tarjeta vía cable coaxial, que es más inmune al ruido. Después de estos esfuerzos el nivel de ruido estaba situado en alrededor de 200mV de pico a pico de la señal, lo que fue corroborado con mediciones en un osciloscopio de precisión.

Se le adicionó al circuito dos capacitores electrolítico de alta capacitancia, uno en las cercanías de la fuente de 12V, que alimenta al amplificador de salida, y otro en paralelo cercano al amplificador. Las capacitancias fueron de 1000 μ F y 330 μ F respectivamente, además se mejoraron las conexiones de tierra del circuito impreso y con todo esto se logró disminuir este ruido en casi diez veces, reduciéndolo a alrededor 20mV pico a pico de la señal. Es necesario señalar también que este ruido es de alta frecuencia, por lo cual entre sus causas no están los efectos de cuantización del convertidor.

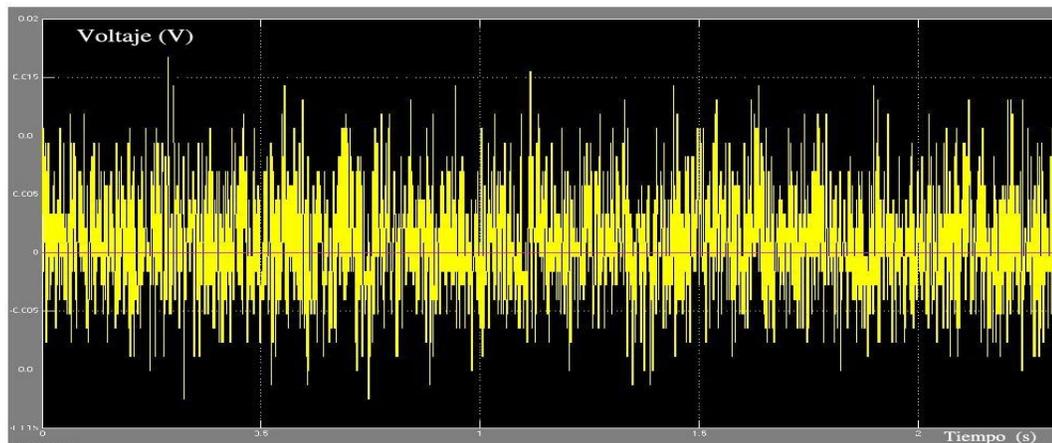


Figura 3.3 Ruido presente en la señal.

Entre las fuentes de ruido podemos nombrar, ante todo, el que induce el ambiente en el circuito impreso, el cual en las pruebas se intentó disminuir apagando todos los equipos que pudiesen ser grandes inductores. Los estabilizadores de voltaje están construidos bajo el principio de fuentes conmutadas, es de suponer que estos inducen en el circuito una parte de ese ruido de alta frecuencia. Esta suposición está basada en el hecho de que en una de las pruebas se alimentó el circuito con una fuente de voltaje variable y se conectó la salida a un osciloscopio. Se pudo apreciar que para un voltaje de alimentación de 14V el ruido era menor que para un valor de 24V, siendo la única variable que cambia la tensión que tiene que caerse en el estabilizador y por tanto la potencia que debe disipar, forzando a trabajar más exigido al estabilizador.

Otra fuente de ruido de alta frecuencia podría ser los picos de consumo de alta frecuencia provocados por el funcionamiento del PIC, que como circuito integrado digital demanda pequeños pulsos de corriente en su funcionamiento.

3.2.3 Implementación del control

El controlador en la variante de control propuesta es un PID que deberá contar con una acción derivativa fuerte, analizando la componente de ruido que tiene la señal ($\approx 20\text{mV}$), es imposible realimentar esta señal al controlador. Las válvulas electro-neumáticas tienen un rango de frecuencia en los que puede trabajar, si la frecuencia aumenta pueden destruirse (el límite superior de frecuencia de las instaladas en la plataforma de 2GDL es de 10Hz). Es

por eso que un nivel de ruido así es impermisible para esta configuración específica, donde el ruido sería amplificado por la acción derivativa.

Una variante sería filtrar la señal con un filtro de primer orden, pero esto modificaría la respuesta del sistema, evitando la respuesta en lazo cerrado deseada e introduciendo un retardo que es precisamente uno de los parámetros que se desea minimizar con este circuito.

3.3 Análisis económico

Para poder realizar un análisis económico se debe partir del costo que supone el construir el sensor, al cual se tendrá acceso a través del costo aproximado de sus componentes. A continuación una lista del precio de sus componentes:

Tabla 2 Precios de los componentes electrónicos.

Componente	Cantidad	Precio aprox. (Euros)	Precio Aprox. (CUC)
PIC18F458	1	2.50	3.175
MCP4822	1	3.00	3.81
Resistores	8	0.18	0.23
Capacitores	2	0.08	0.1
Cristal Osc.	1	0.29	0.37
LM324	1	0.13	1.17
Placa de CI	1	5.00	6.35
Conectores	6	0.96	1.22
78XX	2	1.06	1.34
Total	23	13.2	16.8

Con lo anterior se evidencia que el precio de construcción del sensor capaz de estimar la velocidad de movimiento del dispositivo conectado a este a partir de las señales de un encoder es de alrededor de 17 CUC. Como aplicación inmediata de este trabajo tenemos el uso para realimentar velocidad en una plataforma de simulación de construcción construida a partir del diseño de un robot paralelo. Como ya se ha comprobado, en el mundo la mayoría de las variantes para realimentar estados, y principalmente velocidad y aceleración, son implementadas a través de observadores, que implican aumentar la capacidad de cómputo y por tanto el precio del hardware final de control. Visto de esta manera un impacto inmediato es la mejora del desempeño del sistema de control sin la necesidad de invertir dinero en el aumento de los medios computacionales, manteniendo entonces el mismo hardware que se utilizaba hasta ahora.

Otras variantes de control por realimentación de estados, aquellas que implican el uso de señales medidas con dispositivos reales, necesitan de la compra de sensores, los que son caros en el mercado internacional. De posibles sensores a comprar, en función de las variantes de control encontradas en el mundo, el ahorro que representa el uso del sensor construido en esta tesis es una cantidad sustancial. Las variantes de sensores de presión industriales están alrededor de los 300 USD, con variantes menos robustas que pueden llegar a costar alrededor de 100 USD. A continuación una tabla con algunas variantes de sensores de presión y velocidad según precios encontrados en la Internet.

Tabla 3 Precios de algunos sensores de presión.

Modelo	Precio aprox.	Equivalente CUC	Ahorro
SUNX DPX-410-C5 C7	79.99 USD	69.60	52.60
SAUTER DLM04A F001	214,83 €	273	256
Sensor SDET-22T- D16-G14-U-M12	-	43	26

3.4 Conclusiones parciales del Capítulo

- La implementación física del circuito de medición posee un ruido en la señal de velocidad que entrega que impide su utilización práctica en el esquema de control previsto.
- Para el uso de la variante de control con realimentación de velocidad propuesta se necesita una medición de velocidad con un porcentaje de ruido muy bajo, precisando de sensores y líneas de comunicación de calidad preparadas para eliminar todos los ruidos que puedan afectar la calidad de la señal.

Esta característica del control propuesto se debe en gran parte al hecho de que la acción derivativa del PID es fuerte, por lo que cualquier ruido que aparezca en la medición será amplificado al pasar por el controlador.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

- El método de tiempo inverso, en el que se divide una constante entre la duración del período de la onda de la señal de la que se quiere conocer su velocidad, resulta ser la mejor variante para medición a bajas frecuencias con encoders dada su fácil implementación y desempeño en parámetros como el error relativo, el retardo, capacidad de cómputo necesaria, etc.
- El uso de salidas analógicas para la entrega al sistema de control de la información sobre la velocidad hace al sistema muy vulnerable a los ruidos, tanto de inducción como aquellos provocados por otras razones.
- La variante de control propuesta, dado el nivel de acción derivativa que posee y las restricciones de frecuencia que imponen la estabilidad del sistema y las válvulas, requiere de un sensor con un muy bajo nivel de ruido.

Recomendaciones

- Realizar un rediseño de aquellos aspectos en la estructura del hardware que son más importantes en la disminución del ruido para lograr reducir el nivel presente actualmente.

Se pueden aplicar modificaciones tales como utilizar reguladores de muy bajo ruido o que no sean contruidos con el principio de fuentes conmutadas. Además la placa de circuito impreso puede contruirse de doble cara con protección de tierra en una o ambas caras. Otra variante podría ser sustituir los componentes por componentes de montaje superficial, que mejora el rechazo al ruido. La idea sería poder aplicar simultáneamente todas las modificaciones en pos de obtener una medición con un ruido lo más bajo posible.

- Implementar una comunicación digital para enviar los datos de la medición de velocidad a la tarjeta controladora.

Una forma de enviar los datos de la medición de velocidad sin que estos sean afectados por el ruido es utilizar un protocolo de comunicación digital. Esta se podría implementar utilizando un protocolo de comunicación serie como el SPI utilizado por el diseño actual.

- Utilizar este sensor en sistemas de medición y/o control donde un ruido de este nivel (0.3% del valor máximo) no comprometa sensiblemente el desempeño.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Ali, H. I., S. B. B. M. Noor, et al. (2009a). "A Review of Pneumatic Actuators (Modeling and Control)." Australian Journal of Basic and Applied Sciences.
- Ali, H. I., S. B. M. Noor, et al. (2009b). Robust Controller Design For Positioning A pneumatic Servo Actuator Second International Conference on Control, Instrumentation and Mechatronic Engineering (CIM09) Malacca, Malaysia.
- Ali, H. I., S. B. M. Noor, et al. (2011). "Intelligently Tuned Weights Based Robust Hinf Controller Design For Pneumatic Servo Actuator System With Parametric Uncertainty." Australian Journal of Basic and Applied Sciences: 207-222.
- Ávila de la Torre, M. (2005). "Sensores de velocidad."
- Brown, R. H., S. C. Schneider, et al. (1992). "Analysis of Algorithms for Velocity Estimation from Discrete Position Versus Time Data." IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 39, NO. 1, FEBRUARY 1992
- Chaves, P. A. (2008). Sensores analógicos utilizados en la Automatización Industrial. BACHILLER EN INGENIERÍA ELÉCTRICA, Universidad de Costa Rica.
- Faa-Jeng, L., C. Chih-Kai, et al. (2007). "FPGA-Based Adaptive Backstepping Sliding-Mode Control for Linear Induction Motor Drive." IEEE Transactions on Power Electronics **22**(4): 1222 - 1231.
- FESTO (2006a). Impulse for efficiency in the automotive industry. Innovations 2006 Products & Services: 84-91.
- FESTO (2006b). Impulse for the biotechnology and pharmaceuticals industry. Innovations 2006 Products & Services: 84-91.
- FESTO (2006c). Impulse for the food processing and packaging industry. Innovations 2006 Products & Services: 84-91.
- Gao, X. and Z.-J. Feng (2005). "Design study of an adaptive Fuzzy-PD controller for pneumatic servo system." IFAC Control Engineering Practice **13**(1): 55-65.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- Gary, M. B. and N. Shu (2007). "Experimental comparison of position tracking control algorithms for pneumatic cylinder actuators." IEEE/ASME Transactions on Mechatronics: 557-561.
- Guerra, R., C. Iurian, et al. (2008). Velocity Observer for Mechanical Systems. New Developments in Robotics Automation and Control. A. Lazinica: 450.
- Guerra, R., C. Iurian, et al. (2007). Global Asymptotic Velocity Observation of Nonlinear Systems: Application to a Frictional Industrial Emulator. . Fourth International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics ICINCO 2007, Angers, France, INSTICC PRESS.
- Gulati, N. and E. Barth (2005a). Non-linear pressure observer design for pneumatic actuators. IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics.
- Gulati, N. and E. Barth (2005b). Pressure observer based servo control of pneumatic actuators. IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics.
- Hodgson, S. E. (2012). Sliding-Mode Control of Pneumatic Actuators for Robots and Telerobots Masters of Science in Control Systems University of Alberta
- Janabi-Sharifi, F., V. Hayward, et al. (2000). "Discrete-Time Adaptive Windowing for Velocity Estimation." IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY, VOL.8 NO.6.
- Janiszowski, K. B. (2004). "Adaptation, modelling of dynamic drives and controller design in servomechanism pneumatic systems." IEE Proceedings - Control Theory and Applications **151**(2): 234-245.
- Kapoor, A., N. Simaan, et al. (2004). "A System for Speed and Torque Control of DC Motors with Application to Small Snake Robots." IEEE Mechatronics & Robotics.
- Karim, K., B. Pascal, et al. (2008). "Force control loop affected by bounded uncertainties and unbounded inputs for pneumatic actuator systems." Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control Engineering Practice.
- Karpenko, M. and N. Sepehri (2004a). QFT Design of a PI Controller with Dynamic Pressure Feedback for Positioning a Pneumatic Actuator. IEEE American Control Conference, Boston.
- Karpenko, M. and N. Sepehri (2006). "Development and experimental evaluation of a fixed-gain nonlinear control for a low-cost pneumatic actuator." IEE Proceedings - Control Theory and Applications **153**(6): 629-640.
- Karpenko, M. and N. Sepehri (2006a). QFT synthesis of a position controller for a pneumatic actuator in the presence of worst-case persistent disturbances. IEEE American Control Conference.
- Kim, H.-W. and S.-K. Sul (1994). "A New Motor Speed Estimator using Kalman Filter in Low Speed Range".

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- Korondi, P. and J. Gyeveki (2006). Robust Position Control for a Pneumatic Cylinder. 12th International Power Electronics and Motion Control Conference.
- Krivts, I. L. and G. V. Krejnin (2006). Pneumatic Actuating Systems for Automatic Equipment. Structure and Design, Taylor & Francis Group.
- Laghrouche, S., M. Smaoui, et al. (2004). Robust second order sliding mode controller for electropneumatic actuator. IEEE American Control Conference.
- Laghrouche, S., M. Smaoui, et al. (2006). "Higher order sliding mode control based on optimal approach of an electropneumatic actuator." International Journal of Control **79**(2): 119-131.
- Langjord, H. and T. A. Johansen (2010). "Dual-mode switched control of an electropneumatic clutch actuator." IEEE/ASME Transaction on Mechatronics.
- Langjord, H., G.-O. Kaasa, et al. (2011). Adaptive observer-based switched control for electropneumatic clutch actuator with position sensor. 18th IFAC World Congress, Milano, Italy.
- Lee, S.-H. and J.-B. Song (2001). "Acceleration Estimator for Low-Velocity and Low-Acceleration Regions Based on Encoder Position Data." IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS, VOL.6, NO.1.
- Lorenz, R. D. (2001). "Robotics and automation applications of drives and converters," Proc. IEEE **89**: 951–962.
- Merry, R., R. van de Molengraft, et al. "Velocity and acceleration estimation for optical incremental encoders using time stamping."
- Mikio, Y. and Y. Seiji (2007). An intelligent control for state-dependent nonlinear actuator and its application to pneumatic servo system. SICE Annual Conference., Kagawa University, Japan.
- Nagarajan, R. and R.H. Weston (1985). "Front end control schemes for pneumatic servo-driven modules." Proc. Inst. Mech. Engrs.
- Nguyen, T., J. Leavitt, et al. (2007). "Accurate Sliding-Mode Control of Pneumatic Systems Using Low-Cost Solenoid Valves." IEEE/ASME Transactions on Mechatronics **12**(2): 216-219.
- Ning, S. and G. Bone (2002). High steady-state accuracy pneumatic servo positioning system with PVA/PV control and friction compensation. ICRA '02. IEEE International Conference on Robotics and Automation.
- Noor, S. B. M., H. I. Ali, et al. (2011). "Design of combined robust controller for a pneumatic servo actuator system with uncertainty. ." Academic Journals, Scientific Research and Essays **6**: 949-965.
- Pandian, S. R., F. Takemura, et al. (2002). "Pressure observer-controller design for pneumatic cylinder actuators." IEEE/ASME Transactions on Mechatronics **7**(4).
- Pearce, M. (2005). "Is there an alternative to fluid power?" IEEE Journal of Computing & Control Engineering **16**(2): 8-11.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- Prieto, P. J. (2013). Proxy basado en Modo Deslizante para una plataforma de 3 grados de Libertad (GDL). Máster en Automática y Sistemas Informáticos, Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas.
- Qiang, S. and L. Fang (2006). "Neural network modeling and disturbance observer based control of a pneumatic system."
- Rahmat, M. F., S. N. S. Salim, et al. (2011). "Non-linear Modeling and Cascade Control of an Industrial Pneumatic Actuator System " Australian Journal of Basic and Applied Sciences.
- Rairán, D. and J. Fonseca (2008). "Algoritmos para la medición de posición y velocidad angular, a partir de un encoder incremental."
- Rairán, J. D. and J. M. Fonseca (2011). "Doble lazo de control para regular la posición y la velocidad en un motor de corriente directa."
- Richer, E. and Y. Hurmuzlu (2000). "A High Performance Pneumatic Force Actuator System: Part II - Nonlinear Controller Design." ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control **122**(3): 426-434.
- Rubio, E. (2009). Modelación, identificación y control de actuadores electro-neumáticos para aplicaciones industriales. PhD, Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas
- Sakata, K. and H. Fujimoto "Proposal of Long Sampling Short Cycle Observer for Quantization Error Reduction."
- Schulte, H. and H. Hahn (2003). "Fuzzy state feedback gain scheduling control of servopneumatic actuators." IFAC Control Engineering Practice **12**(5): 639-650.
- Shtessel, Y., Y. F. Plestan, et al. (2011). Lyapunov design of adaptive super-twisting controller applied to a pneumatic actuator. 18th IFAC World Congress, Milano, Italy, IFAC.
- Sobczyk S., M. R., E. A. Perondi, et al. (2012). FEEDBACK LINEARIZATION CONTROL WITH FRICTION COMPENSATION APPLIED TO A PNEUMATIC POSITIONING SYSTEM. ABCM Symposium Series in Mechatronics, ABCM
- Song, Q., F. Liu, et al. (2006). Generalized Predictive Control for a Pneumatic System Based on an Optimized ARMAX Model with an Artificial Neural Network. International Conference on Computational Intelligence for Modelling, Control and Automation.
- Song, Q., F. Liu, et al. (2006). Improved Fuzzy Neural Network Control for a Pneumatic System Based on Extended Kalman Filter. International Conference on Computational Intelligence for Modelling, Control and Automation.
- Su, Y. X., C. H. Zheng, et al. (2006). "A Simple Improved Velocity Estimation for Low-Speed Regions Based on Position Measurements Only." IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY **14**.
- Utkin, V. (1994). Sliding mode control in mechanical systems. IECON '94. International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- Verschuren, T. A. C. (2006). Extracting more accurate position and velocity estimations using time stamping. Bachelor, Eindhoven University of Technology.
- Wang, Y., H. Su, et al. (2010). SLIDING MODE CONTROL OF PIEZOELECTRIC VALVE REGULATED PNEUMATIC ACTUATOR FOR MRI-COMPATIBLE ROBOTIC INTERVENTION ASME 2010 Dynamic Systems and Control Cambridge, Massachusetts, USA, ASME.
- Xian, C., M. S. de Queiroz, et al. (2004). "A Discontinuous Output Controller and Velocity Observer for Nonlinear Mechanical Systems." Automática.
- Yu, W., X. Li, et al. (2008). Stable Anti-Swing Control for an Overhead Crane with Velocity Estimation and Fuzzy Compensation. Applications of Fuzzy Control, Genetic Algorithms and Neural Networks. R.Lowen and A.Verschore, Springer. **2**.
- Zhu, W.-H. and T. Lamarche (2008). Position Tracking Control with Velocity from Accelerometer and Encoder. 17th World Congress The International Federation of Automatic Control, Seoul, Korea.

ANEXOS

ANEXOS

Anexo 1

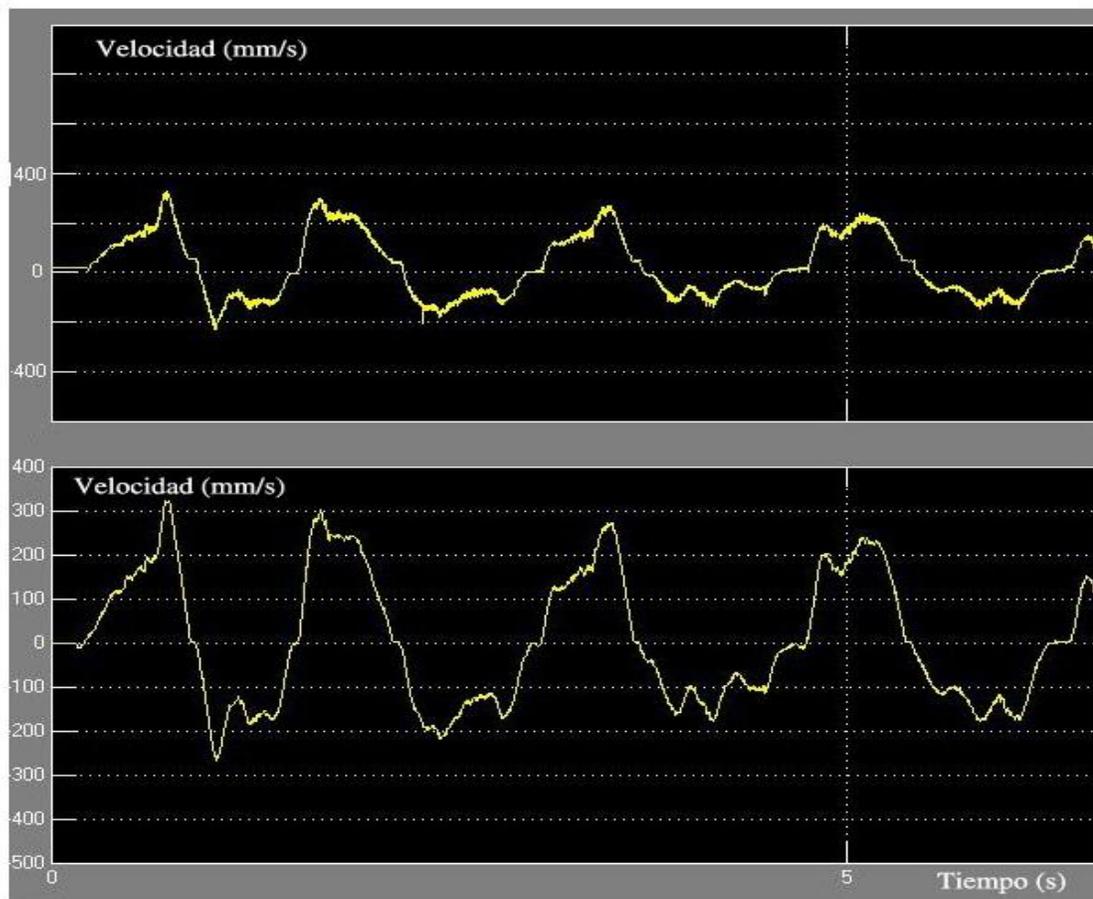


Figura 0.1 Comparación de las señales estimada en MATLAB y la obtenida por medio de la medición experimental.

ANEXOS

Anexo 2

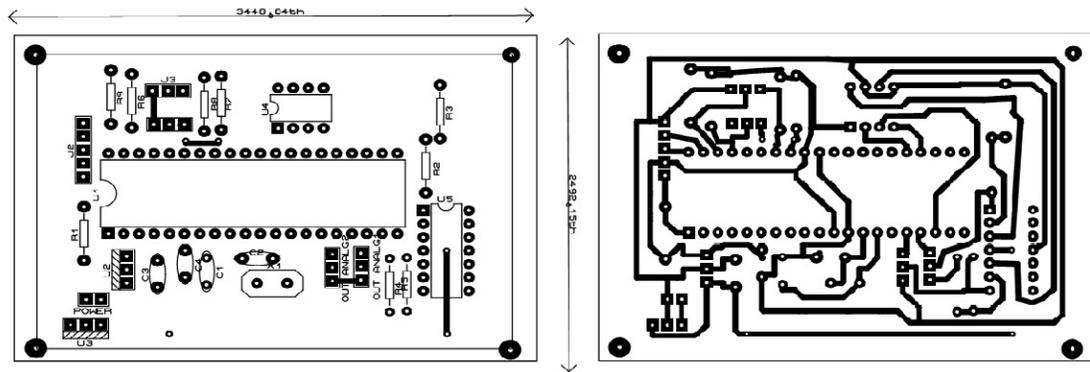


Figura 0.2 PCB del diseño propuesto. Vista superior a la izquierda.

ANEXOS

Anexo 3

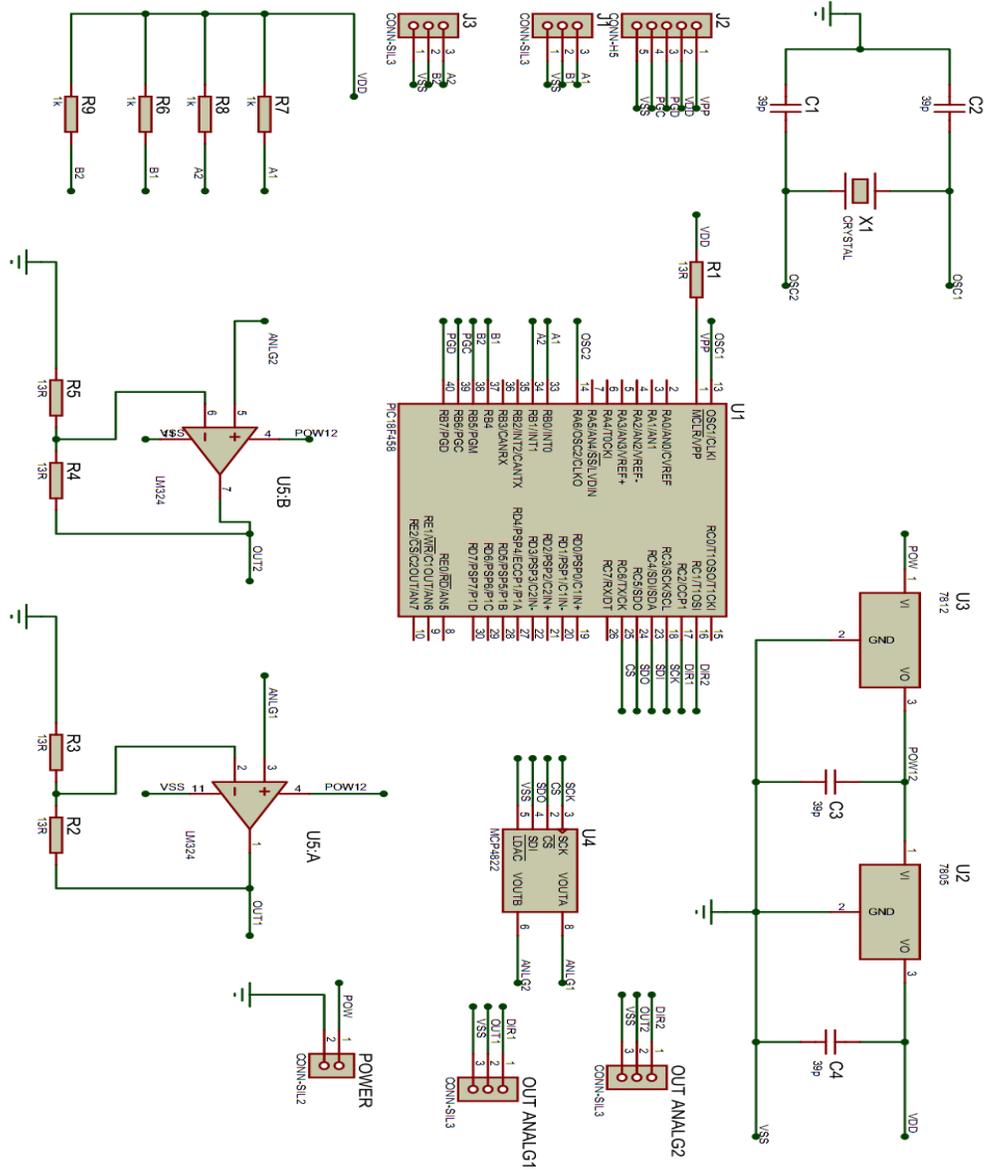


Figura 0.3 Esquema de conexiones.