

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales



TRABAJO DE DIPLOMA

Diseño de filtros digitales para la atenuación de ruidos e interferencias en la medición de sensores para el control de un robot paralelo de dos grados de libertad

Autor: Lianet Avello Fernández

Tutor: MsC. Orlando Urquijo Pascual

MsC. Idileisy Torres Rodríguez

Santa Clara

2016

"Año 58 de la Revolución"

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales



TRABAJO DE DIPLOMA

Diseño de filtros digitales para la atenuación de ruidos e interferencias en la medición de sensores para el control de un robot paralelo de dos grados de libertad

Autor: Lianet Avello Fernández

lavello@uclv.cu

Tutor: MsC. Orlando Urquijo Pascual

Dpto. Automática Facultad de Ingeniería Eléctrica

Email: orlandop@uclv.edu.cu

MsC. Idileisy Torres Rodríguez

Email: itrodriguez@uclv.edu.cu

Santa Clara

2016

“Año 58 de la Revolución ”

PENSAMIENTO

“Nada en este mundo es un regalo. Todo debe ser adquirido mediante el aprendizaje y el trabajo duro.”

Carlos Castaneda

DEDICATORIA

A mis padres,

Por brindarme su apoyo incondicional en todo momento.

A mis abuelos,

Por las preocupaciones del día a día.

A mis tías,

En especial a la Tía Tulilla por su dedicación, paciencia e incansable ayuda.

A mis amistades,

Por sus consejos.

A mi novio,

Por estar a mi lado y brindarme su ayuda durante la tesis.

AGRADECIMIENTOS

A todos los profesores que han contribuido a mi formación profesional, en especial a mi tutor Urquijo por ayudarme en la elaboración de este proyecto, y a mi tutora Idileisy por brindarme su hombro cuando más lo necesité.

A todos los familiares que me ayudaron y me apoyaron en mi formación como profesional.

En general quisiera agradecer a todo aquel que de una forma u otra, ayudó a la realización de esta tesis.

RESUMEN

El acelerado avance tecnológico alcanzado en la rama de la robótica ha ampliado cada vez más las aplicaciones de los robots de estructura paralela. Conjuntamente se han realizado avances en la rama del procesamiento de señales, permitiendo el desarrollo de robots con mayores prestaciones. Esta investigación tiene como objetivo diseñar filtros digitales para la atenuación de ruidos e interferencias presentes en las señales de los sensores de un robot paralelo de 2 GDL. Para ello se analizan las señales captadas por los sensores de presión, posición, e inerciales, pertenecientes al robot. El análisis de estas señales se realiza en el dominio de la frecuencia mediante los métodos de FFT (*Fast Fourier Transform*) y Periodograma de Welch. El objetivo fundamental del análisis es seleccionar la frecuencia de corte y la atenuación de los filtros. Se diseñan filtros FIR (*Finite Impulse Response*) mediante el método de Enventanado aplicando ventana de Kaiser y mediante el método de Parks-McClellan-Remez que permite diseñar filtros óptimos de rizado constante (*Equiripple*). Los filtros son implementados en el sistema de control para analizar la estabilidad del mismo y lograr mejorar sus prestaciones.

TABLA DE CONTENIDOS

PENSAMIENTO	i
DEDICATORIA	ii
AGRADECIMIENTOS	iii
RESUMEN	iv
INTRODUCCIÓN	8
CAPÍTULO 1. FILTROS DIGITALES	11
1.1 Acondicionamiento de la señal	11
1.2 Conversor Análogo/Digital	12
1.3 Filtros	12
1.3.1 Filtros Analógicos	12
1.3.2 Filtros Antialiasing	13
1.3.3 Filtros Digitales	14
1.3.4 Clasificación de los filtros en cuanto a respuesta de frecuencia	15
1.3.5 Clasificación de los filtros digitales atendiendo a la respuesta impulsiva	16
1.3.6 Comparación entre filtros FIR y filtros IIR	17
1.4 Ruidos e Interferencias	18
1.4.1 Características de los ruidos según su naturaleza	19
1.4.2 Fuentes más comunes de ruido	21
1.5 Robótica Paralela	22
1.5.1 Aplicaciones de la robótica paralela	23
CAPÍTULO 2. DISEÑO DE FILTROS DIGITALES	27
2.1 Descripción del simulador	27

2.1.1	Estrategias de control.....	28
2.1.2	Control cinemático en el espacio de tareas	29
2.1.3	Control de fuerza	30
2.2	Sensores de la plataforma.....	31
2.2.1	Sensor de Presión.....	31
2.2.2	Sensor de Posición	32
2.2.3	Sensor Inercial	33
2.3	Análisis de las señales.....	34
2.3.1	Análisis frecuencial.....	34
2.3.2	Método de la FFT	34
2.3.3	Método del Periodograma de Welch	35
2.4	Diseño de filtros FIR.....	36
2.4.1	Diseño de filtros FIR mediante Series de Fourier o Enventanado.....	37
2.4.2	Diseño de filtros FIR mediante Algoritmo de Parks-McClellan-Remez.....	39
2.4.3	Herramienta de diseño Fdatool de Matlab.....	40
2.5	Conclusiones del capítulo	41
CAPÍTULO 3. RESULTADOS EXPERIMENTALES.....		43
3.1	Análisis frecuencial de las señales	43
3.2	Diseño de filtros	48
3.2.1	Diseño de filtros para la señal de presión	48
3.2.2	Diseño de filtros para la señal de posición, velocidad y aceleración.....	49
3.2.3	Diseño de filtros para las señales inerciales.....	51
3.3	Implementación del filtro FIR en el lazo de control de posición.....	53
3.4	Análisis de estabilidad del sistema con filtro (FIR).....	55

3.4.1	Propuestas para mejorar la estabilidad del sistema con filtro (FIR)	57
3.5	Análisis Económico	59
3.6	Conclusiones del capítulo	60
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		61
Conclusiones		61
Recomendaciones		61
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS		62

INTRODUCCIÓN

La generalización del uso de las tecnologías en procesos de producción alcanzó mayor auge con las transformaciones ocurridas durante la Revolución industrial. Desde entonces la construcción de dispositivos automáticos que faciliten el trabajo del hombre, ha ido perfeccionándose a un ritmo acelerado. Al igual que otras ramas de la ciencia y la tecnología, la robótica paralela ha extendido sus aplicaciones a múltiples campos de estudios, destacándose en aplicaciones industriales como máquinas herramientas o en centros de ensamblaje (Silva, 2009). En la rama médica son empleados en operaciones oftalmológicas y neurológicas que requieren de gran precisión y velocidad.(Dutta, 2012) También, en aplicaciones militares son muy utilizados por ejemplo como simuladores de conducción, los cuales permiten la realización de ejercicios específicos de especial peligrosidad en un entorno seguro; recreando una variedad de escenarios y reproduciendo sensaciones y experiencias que pueden llegar a suceder en la vida real (Orihuela, 2014, Wang and Xie, 2009, INDRA, 2016).

A la par de los avances en la robótica se han realizado estudios en la rama del procesamiento digital de señales, los cuales han permitido equipar a los sistemas de control con características mejoradas, mediante la utilización de grandes procesadores con funciones avanzadas que incluyen el filtrado digital de datos de sensores (Kaur, 2013). Los filtros digitales pueden ser de Respuesta Impulsiva Infinita (IIR, por sus siglas en inglés) y de Respuesta Impulsiva Finita (FIR, por sus siglas en inglés) (Proakis and Manolakis, 2006, Lyons, 2010). La selección e implementación de uno u otro depende de las ventajas que presentan según la aplicación. En el caso de los robots paralelos los filtros digitales se utilizan mayormente para la cancelación de ruidos que afecten el sistema de control. En (Battocchio and Smitt, 2013) se utilizan filtros FIR como parte de un controlador robusto de un robot

paralelo. El objetivo de los filtros digitales es eliminar ruidos en la medición. Otra investigación realizada por (Gomez et al., 2005) también centra su interés en las aplicaciones del filtrado digital, donde son utilizados para mejorar el control de un robot articulado de tres grados de libertad (3 GDL) que simula el movimiento de una pierna mecánica.

En Cuba, en la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas se han desarrollado varios proyectos relacionados con la robótica paralela. Desde el 2005 existe un convenio de colaboración con el Centro de Investigación y Desarrollo de Simuladores “CIDSIM”. Los estudios realizados, en el marco de dicho convenio, se centran principalmente en el modelado y control de manipuladores paralelos. Estas estructuras paralelas son accionadas por cilindros neumáticos y los mismos constituyen sistemas de control multivariables muy difíciles de controlar dada su complejidad y comportamiento no lineal.

El simulador de movimiento objeto de estudio, es un robot paralelo de 2 GDL utilizado como simulador de conducción para el adiestramiento del personal militar. En el control de estas estructuras intervienen sensores de posición (*encoders*), presión, e inerciales. Cada uno de ellos realiza la medición de las señales que realimentan los lazos de control. En este caso la medición que brindan posee componentes de ruidos, inherentes al proceso de captura y digitalización en ambientes reales. Debido a esto es importante conocer la naturaleza de estas señales nocivas y por consiguiente el modo más adecuado de atenuarlas. Teniendo en cuenta esta situación nos planteamos el siguiente **problema científico**:

El sistema de control del simulador de conducción de 2 GDL no dispone de un adecuado acondicionamiento que permita la atenuación de ruidos e interferencias presentes en las señales captadas por los sensores, de ahí la necesidad de implementar un método de filtrado para mejorar el sistema de control.

Objetivo General:

Diseñar filtros digitales para la atenuación de ruidos e interferencias presentes las señales de los sensores de un robot paralelo de 2 GDL.

Objetivos Específicos:

1. Realizar un estudio bibliográfico sobre las principales características de los filtros digitales y sus aplicaciones en la robótica.

2. Analizar las señales captadas por los sensores del robot paralelo en el dominio de la frecuencia.
3. Diseñar filtros digitales utilizando diferentes métodos, con la ayuda del software Matlab.
4. Implementar filtros digitales en el sistema de control del robot paralelo de 2 GDL.
5. Evaluar los resultados obtenidos experimentalmente.

Estructura del Trabajo:

El informe estará compuesto por: introducción, tres capítulos, conclusiones y referencias bibliográficas.

INTRODUCCIÓN: Se utiliza para dejar definida la importancia y necesidad del tema que se aborda, además se exponen los avances tecnológicos más recientes relacionados con la investigación.

CAPÍTULO I: Se realiza un estudio bibliográfico y se analiza el estado del arte relacionado con la utilización de los filtros digitales como método clave en la atenuación de ruidos e interferencias. Además, se exponen conceptos necesarios para la comprensión del filtrado digital de señales.

CAPÍTULO II: Se exponen los materiales y métodos necesarios para el diseño de filtros digitales. Se realiza una caracterización de las señales en el dominio de la frecuencia. También se describe la herramienta de diseño de filtros *Fdatool* del software Matlab.

CAPÍTULO III: Se realiza el diseño de los filtros a partir de un análisis frecuencial de las señales captadas por los sensores que componen el sistema de control de un simulador de 2 GDL. Posteriormente se realiza su implementación mediante la simulación y se evalúan los resultados.

CONCLUSIONES: Se concluye acerca de la efectividad y aplicación práctica de los filtros diseñados.

RECOMENDACIONES

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS Y/O BIBLIOGRAFÍA

CAPÍTULO 1. FILTROS DIGITALES

Los filtros digitales constituyen una parte importante en el procesamiento digital de señales. Estos permiten el acondicionamiento de las señales a través de la atenuación de ruidos e interferencias que se mezclan con la señal útil, conllevando al mejoramiento de la calidad de la señal (Mitra, 2006). En este capítulo se describen las principales características de los filtros digitales y se plantean las aplicaciones más relevantes del filtrado digital en la rama de la robótica paralela.

1.1 Acondicionamiento de la señal

La mayoría de las señales requieren ser procesadas antes de ser digitalizadas. El acondicionamiento se realiza con el objetivo de adaptar la señal analógica a la entrada del convertidor análogo-digital (A/D) para su posterior filtrado y procesamiento (Proakis and Manolakis, 2006). La Figura 1.1 muestra las etapas del preprocesamiento de la señal analógica antes de ser convertida a digital.



Figura 1.1 Etapas de acondicionamiento y digitalización de la señal analógica.

1.2 Conversor Análogo/Digital

Los conversores Análogo/Digital (ADC, por sus siglas en inglés), son dispositivos que realizan en forma paralela la codificación y la cuantificación de la señal analógica para convertirla en señal digital (Vigouroux, 2010). Los dispositivos ADC convierten un nivel de tensión analógico en una palabra digital correspondiente. Si n es el número de *bits* obtenidos de la palabra, esto significa que habrá 2^n niveles de tensión diferentes. Existen diferentes tipos de conversores según su arquitectura. Los más usados son: ADC tipo Rampa, ADC Paralelo y ADC de Aproximaciones Sucesivas (Rodríguez, 2010)

1.3 Filtros

Un filtro es un sistema o una red que cambia selectivamente la forma de onda, o las características amplitud-frecuencia o fase-frecuencia de una manera deseada (Lyons, 2010). En el procesamiento de la señal, los dos usos más importantes de los filtros son: la restauración de la señal y la separación de señales. En la restauración se eliminan partes no deseadas de la misma, tales como ruido. La separación de la señal se requiere cuando la interferencia, el ruido u otras señales se mezclan con la señal útil (Kaur et al., 2016). Los filtros pueden ser analógicos y digitales.

1.3.1 Filtros Analógicos

Los filtros analógicos pueden ser pasivos o activos. Los pasivos están compuestos por resistores, capacitores e inductores, y los activos presentan además un amplificador operacional (Karris, 2003). Los filtros analógicos de tipo pasivos tienden a ser utilizados en circuitos donde se requieren pasos significativos de corriente directa (superior a 1 mA) a diferencia de los filtros activos que son más adecuados en aplicaciones menos exigentes, donde ocurran cambios rápidos en la amplitud y frecuencia de la señal (Winder, 2002). En la Figura 1.2 se muestra un ejemplo de cada uno de ellos.

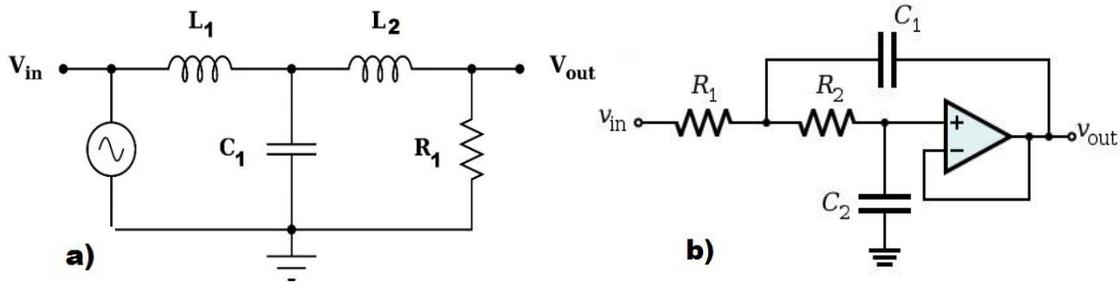


Figura 1.2 a) Filtro paso bajo pasivo. b) filtro paso bajo activo.

Una desventaja de los filtros analógicos es que los valores de sus componentes pueden oscilar debido al tiempo de uso, la temperatura de trabajo y otros cambios ambientales. Otra de sus desventajas es la dificultad en el cambio de los valores de sus componentes, debido al gran tamaño físico que poseen, haciéndose necesario en algunos casos la sustitución de los mismos (Kuc, 2008).

1.3.2 Filtros Antialiasing

El filtro antialiasing es un filtro analógico que tiene como objetivo limitar en frecuencia la señal analógica antes de su posterior conversión a señal digital. Este filtro asegura mediante el Teorema de Nyquist, que la frecuencia mínima de muestreo debe ser al menos el doble de la máxima componente de frecuencia de la señal que se desea muestrear. De lo contrario la energía espectral resultante producto de la mezcla de frecuencias, se solapan de manera tal que sería imposible recuperar la señal original. Este efecto es conocido como solapamiento espectral o *aliasing* (palabra del inglés derivada de *alias* que significa disfraz) (Proakis and Manolakis, 2006, Vigouroux, 2010). Las siguientes ecuaciones definen el Teorema de Nyquist:

$$F_s \geq 2F_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec. (1)}$$

$$F_s = 1/T_s \quad \text{Ec. (2)}$$

donde:

$F_{m\acute{a}x}$: Frecuencia máxima de la señal

F_s = Frecuencia de muestreo

T_s = Período de muestreo

Otra razón para el uso de los filtros antialiasing es limitar el espectro del ruido aditivo, el cual constituye un aumento de la media y la varianza en el espectro de la señal. También permite eliminar otras interferencias que corrompen la señal deseada. Por tanto, los filtros antialiasing se deben colocar antes que el dispositivo de muestreo y son conocidos también como filtros de suavizado (Proakis and Manolakis, 2006).

1.3.3 Filtros Digitales

Un filtro digital es un algoritmo implementado en hardware o software que opera sobre una señal de entrada digital (discreta en tiempo y cuantizada en amplitud) y genera una señal digital de salida (Winder, 2002). Para su realización en hardware se construye un procesador de propósito especial mediante circuitos tales como sumadores digitales, multiplicadores y elementos de retardo (Ogata, 2002). También, permiten ser implementados como una secuencia de instrucciones en un ordenador, donde sus valores pueden ser cambiados fácilmente a través de un software, pudiendo procesar varias señales o canales de entrada sin necesidad de replicar el hardware y a la vez permitiendo almacenar las señales filtradas para uso o análisis posterior (Kaur et al., 2016, Kuc, 2008).

Con los avances de las tecnologías, los filtros digitales han conllevado al reemplazo de los filtros analógicos con el objetivo de superar sus limitaciones. Esto se debe a las ventajas que poseen los filtros digitales, por ejemplo: su desempeño no varía con las condiciones ambientales, lo que elimina la necesidad de calibrarlos periódicamente (Swoboda, 2015), además pueden trabajar sobre un amplio rango de frecuencias simplemente cambiando la frecuencia de muestreo (Swoboda, 2015, Smith, 2003). La precisión con que un filtro digital verifica las especificaciones de diseño solamente se limita por la longitud de palabra (*bits*) utilizados para representar los coeficientes del filtro y ejecutar las operaciones aritméticas (Smith, 2003).

Sin embargo, estos filtros también presentan algunas desventajas. Una de ellas es que la cuantización de sus coeficientes y el uso de los conversores análogo digital y digital análogo pueden introducir errores debido al redondeo de las operaciones numéricas (Smith and Julius, 2007).

En la actualidad los filtros digitales, debido a las ventajas que brindan, son utilizados en un sin número de aplicaciones, tales como: en aplicaciones de grabación de sonido, en la

telefonía móvil, en cámaras digitales, así como en otras aplicaciones de alta tecnología como: robots, satélites, ondas espaciales, etc., entre otros muchos ejemplos donde las señales son procesadas para lograr una alta flexibilidad en los sistemas automatizados (Swoboda, 2015).

1.3.4 Clasificación de los filtros en cuanto a respuesta de frecuencia

Los filtros pueden ser clasificados atendiendo a la respuesta de frecuencia en: paso bajo, paso alto, pasa banda y supresor de banda (Lyons, 2010). Un filtro paso bajo permite el paso de las frecuencias bajas y atenúa las frecuencias altas. A diferencia los filtros paso alto permiten el paso de frecuencias altas y atenúan las frecuencias bajas. Los filtros pasa banda permiten el paso de frecuencias en una determinada banda de frecuencias, eliminando las frecuencias bajas y altas. Los filtros supresores de banda son complementarios a los filtros pasa banda porque eliminan las frecuencias de una determinada banda de frecuencias y dejan pasar las frecuencias que hay fuera de esta banda (Smith and Julius, 2007, Lyons, 2010).

Para el diseño de un filtro se deben conocer además otras especificaciones de diseño, como son la frecuencia de corte en la banda de paso y en la banda de rechazo, también la máxima atenuación en la banda de paso y la mínima atenuación en la banda de rechazo. Estas características definen el rango de bandas atenuadas en las que opera el filtro seleccionado. La banda de paso es el rango de frecuencias que el filtro deja pasar de la entrada a la salida. La atenuación en esta banda puede variar en dependencia de la aplicación desde 0.05 hasta 3dB. La banda de rechazo es la complementaria a la banda de paso. Existe una tercera banda, la banda de transición, la cual es la diferencia de frecuencias que se encuentran entre las dos primeras (Proakis and Manolakis, 2006, Smith and Julius, 2007).

En la Figura 1.3(a) se muestra la plantilla de diseño de un filtro paso bajo donde:

- F_p : frecuencia de corte de la banda de paso.
- F_r : frecuencia de corte de la banda de rechazo.
- A_p : máxima atenuación en la banda de transmisión.
- A_r : mínima atenuación requerida en la banda de rechazo.

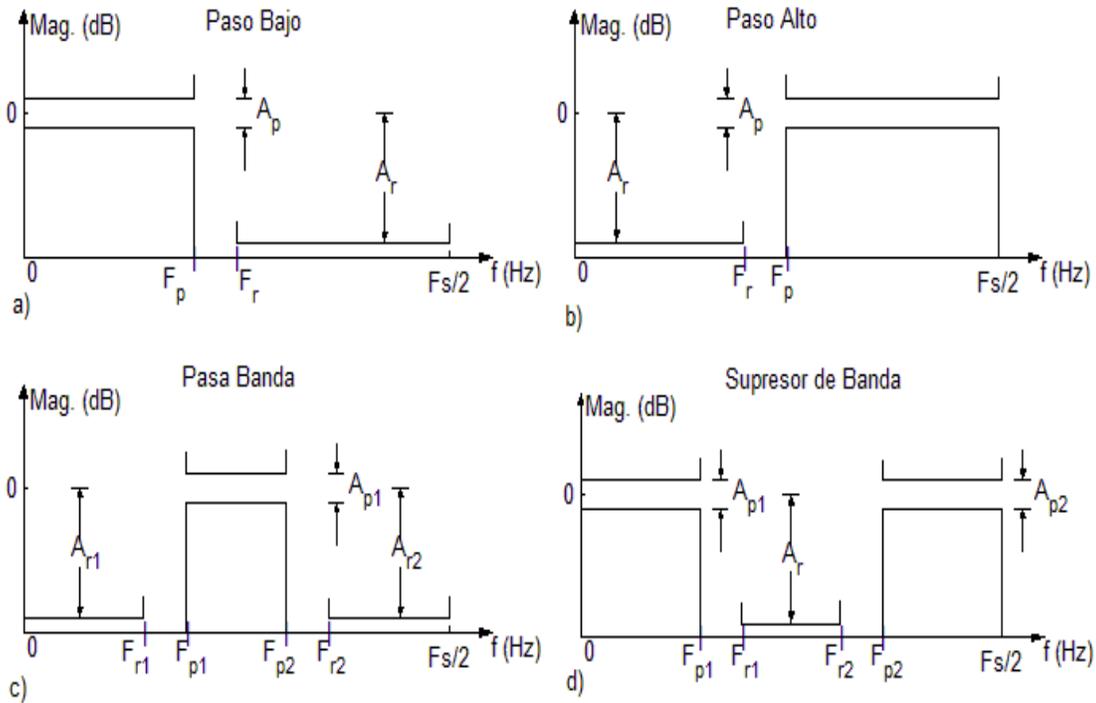


Figura 1.3 Plantillas de diseño de filtros: a) Paso bajo b) Paso Alto c) Pasa Banda d) Supresor de banda.

1.3.5 Clasificación de los filtros digitales atendiendo a la respuesta impulsiva

Los filtros digitales se clasifican de acuerdo a su respuesta impulsiva en: Filtros digitales de Respuesta Impulsiva Infinita (IIR) y filtros digitales de Respuesta Impulsiva Finita (FIR) (Proakis and Manolakis, 2006, Lyons, 2010). La elección entre los filtros FIR e IIR está en correspondencia con las distintas alternativas en cada etapa del diseño. Por ello, para lograr seleccionarlos correctamente es importante apreciar de forma correcta las características propias de cada uno de ellos.

- Filtros IIR

El cálculo de los coeficientes de los filtros IIR se basa en la transformación de las funciones de sistema de filtros analógicos en filtros discretos. Existen varios métodos, pero uno de los más usados es el de transformación bilineal, el cual permite el diseño de filtros con características frecuenciales clásicas como Butterworth, Chebyshev, Elípticos, etc. (Rader, 2006, Proakis and Manolakis, 2006).

La función de transferencia, $H(z)$, de un filtro IIR se expresa a continuación como la relación de dos polinomios:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} \quad \text{Ec. (3)}$$

En términos de ecuación de diferencias permiten calcular las muestras de salida en forma recursiva pudiéndose escribir de la siguiente forma:

$$y[n] = b_0 x[n] + b_1 x[n-1] + \dots + b_M x[n-M] + a_1 y[n-1] + a_2 y[n-2] + \dots + a_N y[n-N], \quad \text{Ec. (4)}$$

donde b_i y a_i son los coeficientes i -ésimos del numerador y del denominador respectivamente; $x[n]$ y $y[n]$ son las muestras de entrada y salida; M es el orden del numerador y N el del denominador. Es un filtro recursivo (filtro con realimentación) ya que la salida $y[n]$ depende de los valores actuales y pasados de la entrada, y de valores pasados de la salida, $y[n-i]$ (Lyons, 2010).

- Filtros FIR

Un filtro FIR comprende una serie de elementos de retardo conectados en serie, siendo no recursivo. Cada muestra de entrada y sus retardos respectivos se multiplican por los coeficientes del filtro ($b_M - 1$), necesitándose así un multiplicador para cada elemento de retardo (Winder, 2002). Su función de transferencia $H(z)$ se representa de la siguiente forma:

$$H(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M} \quad \text{Ec. (5)}$$

Para un sistema lineal invariante en el tiempo, la respuesta al impulso finita (FIR) puede ser descrita de la siguiente forma:

$$y[n] = b_0 x[n] + b_1 x[n-1] + \dots + b_{M-1} x[n-N+1] \quad \text{Ec. (6)}$$

La función de transferencia de un filtro FIR tiene un denominador constante y sólo tiene ceros. Al no existir recursión en estos filtros la salida depende sólo de la entrada y no de valores pasados de la salida (Lyons, 2010).

1.3.6 Comparación entre filtros FIR y filtros IIR

La elección entre una implementación FIR e IIR depende de las ventajas relativas de cada uno de estos filtros. Los filtros FIR se pueden diseñar para tener una respuesta de fase estrictamente lineal (distorsión de fase nula) y son siempre estables, sin embargo, la respuesta de fase de filtros IIR no es lineal, en especial en cercanías de la zona de transición y pueden

ser tanto estables como inestables (Dwivedi, 2015, Ardanuy, 2014). Además, los efectos causados por la implementación con aritmética de punto fijo, tales como los errores de cuantización de los coeficientes y los errores por redondeo en las operaciones aritméticas, son mucho más severos en los filtros IIR que en los FIR (Rader, 2006, Ardanuy, 2014). Para satisfacer algunas especificaciones dadas, los filtros FIR necesitan un mayor número de coeficientes que los filtros IIR, sobre todo si las bandas de transición son estrechas, en consecuencia, los requerimientos de memoria, el número de operaciones, los tiempos de procesamiento y el orden de filtro son mayores para los FIR que para los IIR (Dwivedi, 2015, Ardanuy, 2014). Sin embargo, la posibilidad de implementar los FIR mediante la técnica de convolución rápida usando FFT (*Fast Fourier Transform*), permiten aumentar significativamente la eficiencia de este tipo de implementación (Proakis and Manolakis, 2006). Una ventaja de los filtros IIR es que un filtro analógico convencional puede convertirse en un filtro digital IIR equivalente que satisfaga las especificaciones de diseño de manera sencilla. Esto no es posible con filtros FIR pues no tienen una contraparte analógica, pero a la vez, es más sencillo sintetizar filtros con respuestas en frecuencia arbitrarias utilizando filtros FIR (Winder, 2002). La Tabla 1.1 resume las principales diferencias entre los filtros FIR y los filtros IIR.

Tabla 1.1 Comparación entre filtros FIR y filtros IIR

<i>Características</i>	<i>Filtros FIR</i>	<i>Filtros IIR</i>
Respuesta de Fase	Lineal	No Lineal
Estabilidad	Siempre estables	No siempre estables
Facilidad de Implementación	Fácil	Difícil
Esfuerzo Computacional	Mayor	Menor
Orden del Filtro	Mayor	Menor

1.4 Ruidos e Interferencias

Las señales adquiridas por cualquier sistema de automatización, generalmente presentan componentes de ruidos, que se mezclan con la señal útil. Esto es inherente al proceso de captura y digitalización de las mismas en ambientes reales. En las señales analógicas tanto

como en las señales digitales, estas dificultades pueden degradar la calidad de la señal. El ruido puede ser definido como cualquier señal no deseada que interfiera con la comunicación, la medición o procesamiento de una señal portadora de información (Vaseghi, 2008).

El ruido puede causar errores de transmisión e incluso puede interrumpir un proceso de comunicación; por lo tanto, su buen procesamiento es una parte importante de los sistemas de control y comunicación en la actualidad. El éxito de un método de procesamiento de ruido depende de la capacidad para caracterizar y analizar las características propias de los ruidos e interferencias (Vaseghi, 2008).

1.4.1 Características de los ruidos según su naturaleza

Al ruido que se genera en los dispositivos electrónicos como consecuencia de su naturaleza física y aleatoria se conoce como **ruido interno o inherente** (Jacob, 1988). Por otra parte, el ruido que se genera en un punto del sistema como consecuencia de acoplamiento eléctrico o magnético con otro punto del propio sistema, o con otros sistemas naturales (tormentas, etc.) o construidos por el hombre (motores, equipos, etc.) se conoce como **ruido externo o interferencias**, los cuales pueden ser periódicos, intermitentes, o aleatorios (Jacob, 1993).

Dependiendo del origen, naturaleza física, y características de frecuencia o tiempo, los ruidos pueden clasificarse en: electromagnéticos, electrostático, de conversión, impulsivo, blanco gaussiano, de color, entre otros.

Los **ruidos electromagnéticos** están presentes en todas las frecuencias, y en particular en el rango de radio-frecuencias (desde kHz hasta GHz), donde operan los sistemas de comunicaciones. Estos ruidos están compuestos por una combinación de fuentes de ruido artificial, provenientes de aparatos eléctricos y de fuentes de ruido natural que puede ser debido al ruido atmosférico o el ruido cósmico (Vaseghi, 2008, Haus, 2012).

El **ruido electrostático** es generado por la presencia de una tensión, con o sin flujo de corriente. La iluminación fluorescente es una de las fuentes más comunes de ruido electrostático (Vaseghi, 2008).

En el proceso de digitalización de las señales analógicas, tiene lugar la cuantización de las señales debido a la resolución finita de los conversores A/D y D/A. Durante estas transformaciones pueden aparecer **ruidos de conversión**. Este efecto se suele modelar como

un fenómeno aleatorio (Vaseghi, 2008).

El **ruido impulsivo** consiste en pulsos de corta duración y de amplitud aleatoria. Pueden ser causado por una variedad de fuentes, tales como el ruido de conmutación, la interferencia electromagnética, entornos adversos, entre otras fuentes (Vaseghi, 2008).

El **ruido blanco gaussiano** se presenta como una distribución de valores de tipo gaussiana. La magnitud más adecuada para medir su intensidad es el valor cuadrático medio (valor rms) ya sea su naturaleza física una tensión, una intensidad o una potencia. El ruido blanco contiene teóricamente todas las frecuencias en la misma intensidad, es puramente aleatorio y posee un espectro de potencia plano (Vaseghi, 2008). En la Figura 1.4 se representa una señal de ruido blanco en amplitud y tiempo.

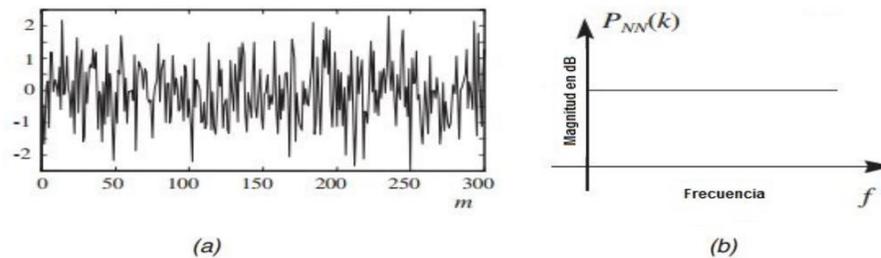


Figura 1.4 a) Ruido blanco en dominio del tiempo. b) Espectro de potencia constante (Vaseghi, 2008).

Otro tipo de ruido que encontramos en la naturaleza es el **ruido de color**. Este ruido se describe como cualquier ruido no blanco o cualquier ruido de banda ancha cuyo espectro tiene una forma no plana. El ruido rosado y el ruido marrón son ejemplos de ruidos de color. Estos los podemos percibir en la mayoría de los ruidos de audio-frecuencia como el ruido que produce el movimiento de los carros o las aspas de los ventiladores de las computadoras, también de pequeñas descargas eléctricas (Vaseghi, 2008). En la Figura 1.5 y en la Figura 1.6 están representados ruidos de colores: rosado y marrón.

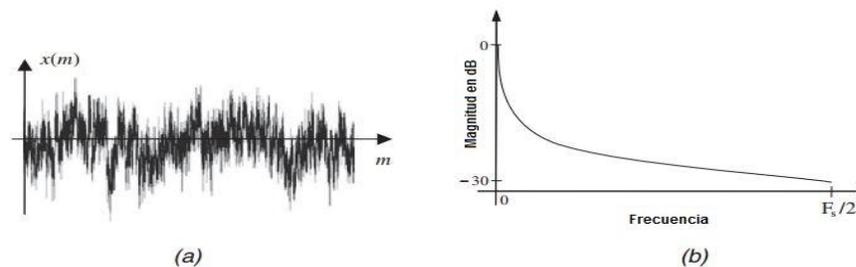


Figura 1.5 a) Señal de ruido rosado. b) Su espectro de magnitud (Vaseghi, 2008).

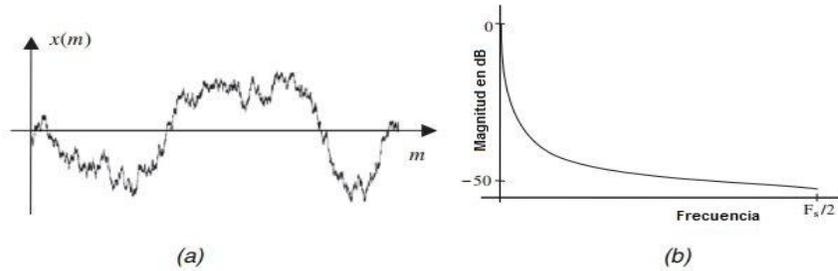


Figura 1.6 a) Señal de ruido marrón. b) Su espectro de magnitud (Vaseghi, 2008).

1.4.2 Fuentes más comunes de ruido

Las fuentes de ruidos pueden ser tanto externas como internas. Entre las fuentes externas más comunes que producen ruidos podemos mencionar los circuitos de corriente alterna (generalmente 110 y 220 V) que pueden inducir señales ruidosas de 50/60 Hz. También los conmutadores de grandes cargas que manejan altas corrientes y la iluminación fluorescente u otras descargas de alta potencia en gases. Además, otras fuentes externas pueden ser los equipos de soldadura por arco eléctrico, transmisores de radiofrecuencia, descargas atmosféricas etc., los cuales pueden producir interferencias de hasta varios MHz (Vaseghi, 2008).

Entre las fundamentales fuentes internas de ruido se encuentran el ruido de disparo (*Shot Noise*) y el ruido térmico o ruido de Johnson (*Thermal Noise*), el cual es un tipo de ruido electrónico generado por los movimientos aleatorios de partículas térmicamente energizadas dentro de un conductor eléctrico. El ruido térmico tiene un espectro plano (Vaseghi, 2008). Es intrínseco a todas las resistencias y no puede ser eludido por el buen blindaje o puesta a tierra, además ocurre en equilibrio sin la aplicación de un voltaje, ya que la aplicación de una tensión y el movimiento de la corriente en un conductor causan fluctuaciones aleatorias adicionales conocidas como ruido de disparo y ruido de parpadeo. El ruido de disparo es un tipo de ruido electrónico surge de una corriente electrónica o fotónica que se compone de un número aleatorio de electrones o fotones discretos, con tiempo aleatorio de llegada (Vaseghi, 2008). Este ruido tiene un espectro blanco y puede ser modelado por un modelo de probabilidad de Poisson. La fuerza de ruido de disparo aumenta con el aumento de la corriente media que fluye por el conductor. El ruido de disparo no puede ser eliminado, ya que es una parte intrínseca del movimiento de las cargas que constituyen una corriente. El

contraste ruido térmico puede reducirse mediante la reducción de la temperatura de funcionamiento del dispositivo (Vaseghi, 2008).

Existen métodos que tratan de reducir el ruido en sus fuentes y en su propagación, como son las técnicas de cableado, blindaje, o diseño de dispositivos de bajo ruido, siendo estas técnicas las más óptimas ya que no degradan las prestaciones del sistema, aunque su aplicación no siempre es eficaz o posible. Además, también se pueden aplicar métodos que consisten en el filtrado y promediado de la señal para amortiguar el nivel de ruido frente a la señal que se procesa (Otto, 1988).

1.5 Robótica Paralela

La robótica paralela es la rama de la ciencia que se encarga del estudio de robots cuya estructura mecánica, que enlaza la base fija con el elemento terminal, está compuesta por dos o más cadenas cinemáticas cerradas (Merlet, 2008). Las cadenas cinemáticas simples son aquellas en las cuales cada miembro posee un grado de conexión (para cada elemento de enlace de un manipulador, el grado de conexión es el número de cuerpos rígidos conectados a dicho elemento de enlace a través de una articulación) que es menor o igual que dos; mientras que las cadenas cinemáticas cerradas se obtienen cuando cualquiera de los elementos de enlace, excepto la base, posee un grado de conexión mayor o igual que tres (Merlet, 2006).

Cada uno de los movimientos que pueden realizar las diferentes articulaciones con respecto a la anterior, se denomina grado de libertad (GDL). El número de grados de libertad del robot viene dado por la suma de los grados de libertad de las articulaciones que lo componen (Barrientos et al., 1997).

Un caso particular de manipulador paralelo genérico denominado por Merlet en (Merlet, 2006), es el *robot paralelo*, el cual posee las siguientes características: un mínimo de dos cadenas cinemáticas que permiten una adecuada distribución de la carga, el número de actuadores es mínimo, el número de sensores necesarios para el control del mecanismo en lazo cerrado también es mínimo, cuando los actuadores están bloqueados el manipulador permanece en la posición anterior al bloqueo.

Debido a que este robot cumple con las características anteriormente mencionadas Merlet lo define como aquel manipulador que está constituido por un efector final con n grados de libertad y una base fija, unidos por al menos dos cadenas cinemáticas independientes, en el cual el movimiento se produce a través de n actuadores independientes (Merlet, 2008). En la Figura 1.7 se muestran dos tipos de robots paralelos.



Figura 1.7 Ejemplos de Robots paralelos.

1.5.1 Aplicaciones de la robótica paralela

Los robots paralelos son utilizados principalmente en aquellas aplicaciones donde sus características los hacen ideales para resolver problemas que se presentan con los robots serie. Su arquitectura les permite alcanzar altas velocidades y aceleraciones, lo cual los hace muy convenientes para realizar tareas industriales de manera más eficiente (Aracil et al., 2006). Debido a las ventajas que proporcionan estos robots, sus usos se han extendido cada vez más, destacándose en aplicaciones industriales como máquinas herramientas o en centros de ensamblaje (Silva, 2009) donde se requieren robots de gran rapidez. También son muy útiles en la fabricación de componentes electrónicos y circuitos integrados. Otra de sus aplicaciones importantes se encuentra en la rama médica donde se requiere de una alta precisión en operaciones oftalmológicas y neurológicas (Dutta, 2012). Además, en aplicaciones militares, se utilizan como simuladores de vuelo y de conducción de vehículos para el adiestramiento de personal (Orihuela, 2014, Wang and Xie, 2009). En la Figura 1.8 se muestran las aplicaciones de la robótica en diferentes campos de la ciencia.



Figura 1.8 Aplicaciones de la robótica paralela.

1.5.2 Aplicaciones del filtrado digital de señales en el campo de la robótica

Los robots y sistemas autónomos se han equipado con características mejoradas en la última década, gracias a los avances en el procesamiento digital de señales. Esta herramienta proporciona un análisis eficiente y adecuado de los datos de los sensores y permite una mejor automatización (Kaur, 2013). Entre las principales ventajas que ofrece el procesamiento digital de señales en el campo de la robótica, se encuentra el uso de los filtros digitales. En este sentido se han desarrollado varias investigaciones.

En (Gomez et al., 2005), se utilizan los filtros digitales como parte del control de un robot articulado de 3 GDL que simula el movimiento de una pierna mecánica. Los filtros realizan mejoras al sensor de fuerza, el cual calcula las señales a partir de niveles de voltaje DC (Corriente Directa, por sus siglas en inglés). Las mediciones obtenidas con el sensor se distorsionan fácilmente debido a ruidos provenientes de armónicos de la señal AC (Corriente Alterna, por sus siglas en inglés) principal y voltajes de *offsets*, inherentes a los componentes del circuito.

En (Peláez et al., 2005), también se demuestra la utilidad de los filtros digitales en sistemas mecánicos robotizados. En este trabajo se diseña y desarrolla un filtro FIR a partir de las desviaciones específicas de variables físicas, en un brazo robotizado esbelto de un par rotativo accionado neumáticamente. Los filtros se emplean con el objetivo de reducir las vibraciones y hacer el sistema flexible.

Otros investigadores en Alemania, utilizan un simple filtro paso bajo de primer orden tipo IIR, para procesar señales como parte de la implementación de una estrategia de control de movimiento en un robots_láser, con el objetivo de mover el lugar focal del rayo láser exactamente a lo largo de un contorno deseado, requiriéndose de alta velocidad y precisión. Este experimento se realizó en tiempo real y el filtro diseñado permitió un desplazamiento mejorado del rayo láser a lo largo de los ejes coordenados, pertenecientes a la muñeca del robot (Bruhm et al., 2010). En ese mismo año Fuxiang Zhang en China propone la optimización de los métodos de diseño de filtros digitales IIR para procesar señales provenientes de sensores de posición de un robot, donde se utiliza un filtro paso bajo de segundo orden (Butterworth) (Zhang, 2010).

En (Mercado, 2011) se implementa un sistema de localización acústico en robots móviles. En este sistema la detección de las señales se realiza utilizando filtros FIR y pasa bandas de fase lineal generalizada, los cuales se encargan de separar las diferentes frecuencias; donde afecta el ruido acústico.

En (Rosas et al., 2012) se realiza la descripción, diseño y simulación, utilizando el software Matlab, de tres tipos de filtros digitales de tipo IIR (Butterworth y Elíptico) y FIR (*Equiripple*) con el objetivo de determinar el filtro con las mejores propiedades para atenuar el ruido producido por el sistema de aire acondicionado de un vehículo convencional (HVAC, por sus siglas en inglés). Los filtros se implementan en un sistema de control activo de ruido (CAR). Como conclusión se consideran los filtros FIR como los más adecuados.

En (Battocchio and Smitt, 2013) se diseña un controlador robusto para la cancelación activa de vibraciones en un robot paralelo. Las vibraciones de la estructura son medidas con un acelerómetro en tres ejes cartesianos. Estas salidas se conectan a acondicionadores de señal, y luego se filtran mediante un filtro FIR, para eliminar ruidos de medición.

1.6 Conclusiones del Capítulo

En este capítulo se puede concluir que el uso de los filtros digitales se ha extendido a múltiples campos de estudio, gran parte se debe a las ventajas que poseen respecto a sus homólogos analógicos.

La implementación de los filtros digitales tiene como objetivo atenuar ruidos e interferencias que afecten de manera significativa los sistemas de control implementados en diferentes aplicaciones en la robótica.

A partir del análisis realizado en este capítulo se propone realizar el diseño de filtros digitales FIR, debido las ventajas de diseño e implementación que poseen respecto a los IIR.

CAPÍTULO 2. DISEÑO DE FILTROS DIGITALES

En este capítulo se describen los materiales y métodos utilizados para el diseño de los filtros digitales que procesarán las señales registradas por los sensores de posición, presión e inercial del robot paralelo de 2 GDL (SIMPRO). Se parte del análisis de las señales en el dominio de la frecuencia. Posteriormente se describen la herramienta y los métodos empleados para el diseño de filtros FIR.

2.1 Descripción del simulador

El simulador de conducción de sello SIMPRO, es un robot paralelo de 2 GDL (ladeo, cabeceo). Este se compone de una cabina de conducción, provista de un monitor que brinda información visual del entorno virtual con el que interacciona el conductor. Su estructura mecánica posee cinco uniones universales y dos articulaciones. Cada extremidad posee un pistón neumático FESTO DNC-125-500 de doble efecto de desplazamiento lineal, los cuales producen los movimientos espaciales de la cabina, estos movimientos son captados por un sensor de posición (*encoder*) de tipo NEMICON/OEW2-0512-2MHC, cuyas señales de salida sirven como retroalimentación a los lazos de control, para lograr desplazamientos precisos de los vástagos, garantizando la correcta orientación de la plataforma móvil en cada instante de tiempo. Los pistones son accionados por válvulas FESTO/MPPE-3-1/2-10-010. También posee un sensor de presión tipo FESTO/SDET-22T-D16-G14-U-M12-547484-W8 y se le incorpora un sensor inercial tipo Xsens/MTi con el objetivo de realizar la medición directa de las variables cartesianas que realimentan el sistema de control de la plataforma. En la Figura 2.1 se muestran la estructura robótica y el plano móvil de la plataforma y en la Tabla 2.1 se muestran los datos mecánicos de la misma.

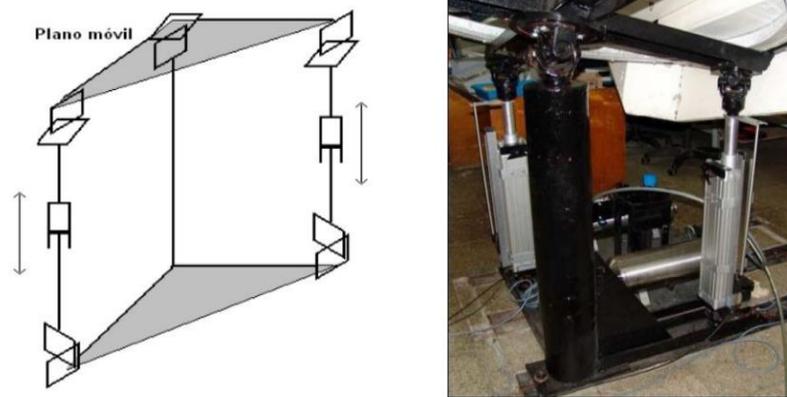


Figura 2.1 Plano móvil y estructura mecánica del simulador de dos grados de libertad.

Tabla 2.1 Datos mecánicos de la plataforma.

Parámetros	Valor
Masa total de la cabina (Kg) 250	250
Posición de centro de masa (x,y,z) en mm	[0, 0, 700]
Ángulo de cabeceo máximo	De -13° a 19°
Ángulo de ladeo máximo	De 13° a -19°
Distancia del origen a cada cilindros (mm)	560
Elongación máxima de los cilindros (mm)	320

2.1.1 Estrategias de control

El control de seguimiento de trayectoria, ya sea en el espacio articular o cartesiano, se puede definir en la robótica como el seguimiento de una trayectoria variable en el tiempo dada $q_d(t)$ o $x_d(t)$ y sus sucesivas derivadas $\dot{q}_d(t)$ y $\dot{x}_d(t)$ y $\ddot{q}_d(t)$ o $\ddot{x}_d(t)$, las cuales describen la velocidad y aceleración deseadas respectivamente (Siciliano and Khatib, 2008). Para esto se necesita retroalimentar la posición y la velocidad de las variables articulares y cartesianas del robot.

El control en el espacio articular tiene como característica que es necesario la solución de la cinemática inversa para obtener la posición de cada articulación a partir de la trayectoria deseada en el espacio de tareas, además de no tener la capacidad de compensar las incertidumbres del sistema. Por otra parte, su variante en el espacio de tareas, compensa las incertidumbres existentes, pero se hace necesario la estimación o medición de las variables espaciales del robot (Urquijo, 2014).

Para realizar un control de seguimiento de trayectoria en el espacio articular, según el concepto, se necesitan las derivadas de la posición. El proceso derivativo hace que se amplifiquen las componentes de ruido e interferencias en la señal de velocidad y aceleración, afectando el control de manera significativa, de ahí la necesidad de introducir un filtro que atenúe el ruido y permita un control más óptimo (Xia, 2001).

Para estimar el posicionamiento cartesiano en los esquemas de control anteriormente mencionados, se utiliza el modelo cinemático directo. Este modelo resulta difícil de obtener y representa un inconveniente para la implementación en tiempo real del sistema de control (Urquijo, 2014). Debido a esto se propone la medición directa de estas variables, utilizando un sensor inercial (IMU, por sus siglas en inglés), el cual proporciona las variables obtenidas con el acelerómetro, el giróscopo y magnetómetros en tres ejes de referencia (3D). Estas señales también se contaminan con ruidos e interferencias inherentes al sistema, por lo que se hace necesario la incorporación de un filtro digital que mejore la calidad de las señales y por consiguiente del sistema de control.

2.1.2 Control cinemático en el espacio de tareas

Para garantizar el posicionamiento perfecto de las variables cartesianas se realiza un control cinemático en el espacio de tareas. El esquema mostrado en la Figura 2.2 constituye el lazo de realimentación simple propuesto por Izaguirre (Izaguirre, 2012). Este esquema consiste en la combinación de un lazo de control articular en cascada con otro lazo de control, donde el lazo interior actúa directamente como control de posición articular donde las señales captadas por el sensor de posición realimentan el lazo. El lazo externo por su parte, tiene la función de compensar el error cartesiano que aparece debido a las imprecisiones del modelo, tolerancias y juego libre de las uniones, variaciones en la carga, minimizando el error de posicionamiento espacial del robot.

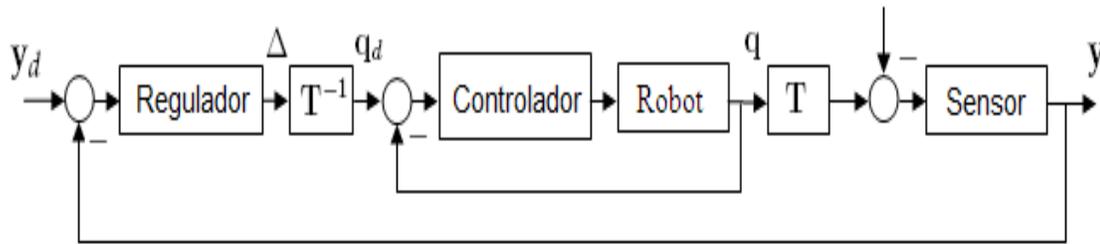


Figura 2.2 Esquema de Control Cinemático en espacio de Tareas.

En este trabajo se propone medir y filtrar las variables cartesianas pertenecientes al lazo de control externo mediante la utilización de un sensor inercial (IMU), el cual permita la retroalimentación de las variables de posición, velocidad y aceleración de forma directa con el objetivo de mejorar el desempeño del robot paralelo de 2 GDL para una aplicación de seguimiento de trayectoria.

2.1.3 Control de fuerza

El control de fuerza se realiza en el lazo interno del esquema de control que se muestra en la Figura 2.3. Este lazo es el encargado de establecer la fuerza necesaria en un valor determinado, dándole una mayor velocidad y rigidez al sistema. El lazo externo es el encargado de posicionar el pistón en el valor deseado donde el controlador Gcq proporciona la referencia de fuerza al lazo interno. Para la implementación de este esquema de control se hace necesario la obtención del modelo del posición contra variaciones de presión (Castillo, 2014). Sin embargo, las señales captadas por el sensor de presión se ven afectadas por disturbios propios del sistema, los cuales se transmiten a través de la señal en forma de ruidos e interferencias y afectan el control en tiempo real de la plataforma.

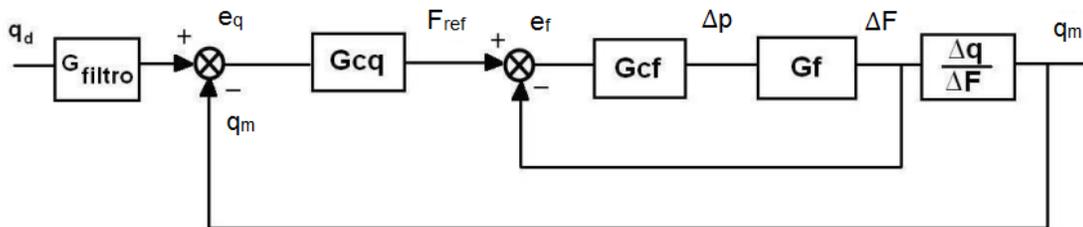


Figura 2.3 Esquema de Control de Fuerza.

2.2 Sensores de la plataforma

En el control de la plataforma intervienen sensores de posición (*encoders*), sensores de presión y sensores inerciales, que tienen como función la medición de las señales que realimentan los lazos de control, como se explicó en el epígrafe anterior.

Realizar una correcta medición de las variables de control es de gran importancia para garantizar un mejor desempeño del control en tiempo real. Es por esto que nuestro sistema necesita la incorporación de filtros digitales que atenúen las componentes de ruidos e interferencias presentes en las señales que realimentan los lazos de control. Estas señales comúnmente son ruidosas, esto se debe a que cada sensor tiene limitaciones fundamentales relacionadas con el medio físico asociado. También alguna cantidad de ruido eléctrico aleatorio es sumado a la señal a través del sensor y los circuitos eléctricos.

Para realizar el control cinemático en el espacio de tareas anteriormente mencionado, se necesitan las variables de velocidad y aceleración, las cuales se afectan producto del proceso derivativo de la señal de posición (Xia, 2001).

2.2.1 Sensor de Presión

El sensor de presión que se utiliza en la plataforma es de modelo FESTO/SDET-22T-D16-G14-U-M12-547484-W8. Este permite la medición de la presión relativa. Es resistente al agua y los aceites. Posee conexión contra cortocircuito. Su temperatura de trabajo oscila entre 0°C y 80°C. Además, posee salida analógica de voltaje en un rango de 0.1 a 10 Vdc y salida de corriente de 4 a 20 mA. Su precisión es de un 1% (FESTO, 2008). En la Figura 2.4 se muestra la señal obtenida con este sensor durante un experimento. Para ello se tomaron 25000 muestras en un tiempo de 25 segundos y una frecuencia de muestreo de 1000Hz, la cual se escogió siguiendo el criterio de Nyquist.

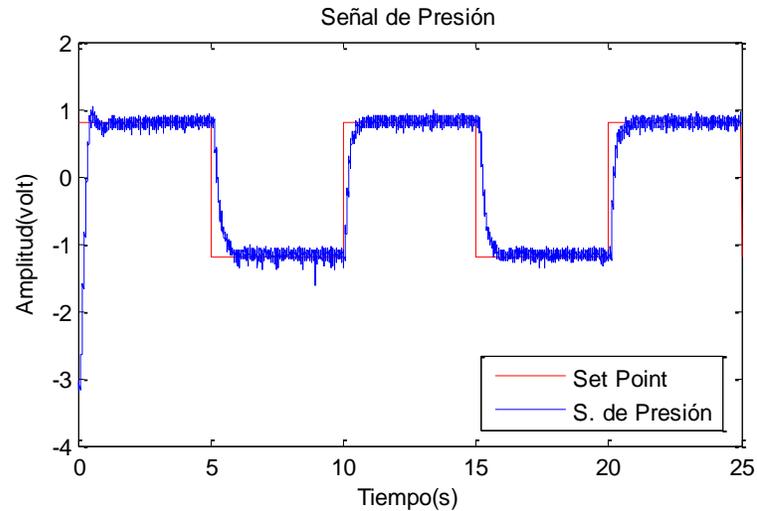


Figura 2.4 Señal obtenida con el sensor de presión.

2.2.2 Sensor de Posición

El sensor de posición es de tipo NEMICON/OEW2-0512-2MHC. Posee salida a colector abierto. Brinda una medición de 512 P/R (pulsos por revolución) o 6000 rev/min (revoluciones por minuto). Su fuente de alimentación oscila en un rango de 18 a 24 Volt. Posee una corriente máxima de salida de 20mA y su temperatura de trabajo oscila entre -10°C y 70°C . (NEMICON, 2008). En la Figura 2.5 se muestran las señales de posición, velocidad y aceleración obtenidas con este sensor durante un experimento. Para ello se tomaron 50000 muestras en un tiempo de 25 segundos y una frecuencia de muestreo de 1000Hz, la cual se escogió siguiendo el criterio de Nyquist.

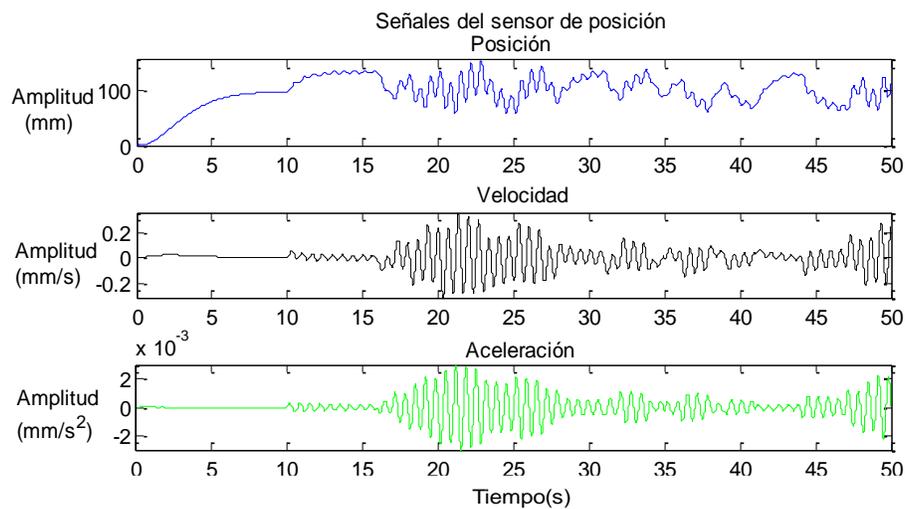


Figura 2.5 Señales obtenidas con el sensor de posición.

2.2.3 Sensor Inercial

El sensor inercial (IMU, por sus siglas en inglés) que se utiliza en la plataforma es de tipo Xsens/MTi, y posee magnetómetros en 3D integrado (brújula 3D), un procesador incorporado capaz de calcular las variables de balance, cabeceo y guiñada en tiempo real, así como la salida calibrada en aceleración lineal 3D, la velocidad de giro (giróscopo) y datos del campo magnético (tierra). Además, incluye un filtro de Kalman para estimar de forma mejorada la orientación 3D. El MTi es una unidad de medida excelente para la estabilización y el control de las cámaras, los robots, vehículos y otros equipos (Xsens, 2005-2008).

Entre las señales obtenidas con la IMU durante un experimento, se seleccionaron para su análisis posterior las captadas por el acelerómetro y el giróscopo en los ejes (x, y). Para ello se tomaron 631578 muestras en un tiempo aproximado de 632 segundos y una frecuencia de muestreo de 1000 Hz, la cual se escogió siguiendo el criterio de Nyquist (Figura 2.6).

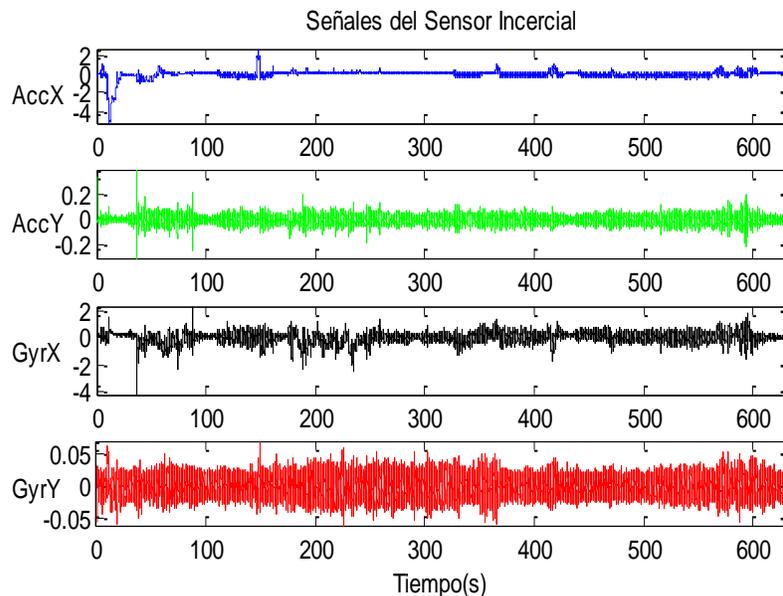


Figura 2.6 Señales obtenidas con el sensor inercial (IMU).

Características técnicas: Posee un voltaje de entrada que oscila entre -0.3 y 30 Volt. Su temperatura de trabajo puede variar en un rango de -20°C a 55°C . La interfaz de comunicación que utiliza este sensor es de tipo RS-232 con cable (CA-USB2), (Xsens, 2005-2008). Está ubicado en el centro de la base móvil de la plataforma. Alrededor de este punto

se obtienen los valores de ladeo y cabeceo que constituyen los dos grados de libertad del robot paralelo.

2.3 Análisis de las señales

El análisis y caracterización de las señales de los sensores está encaminado principalmente al diseño de los filtros digitales. La mayoría de las señales reales aleatorias pueden ser observadas en dos dominios básicos, el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia. Como parte del análisis en el dominio de la frecuencia, se realiza la densidad espectral de potencia (PSD, por sus siglas en inglés) a las señales captadas por los sensores de la plataforma. Este proceso se hace necesario para determinar los parámetros de diseño de los filtros digitales, con el objetivo de atenuar en mayor o menor cantidad las componentes de ruido presentes en las señales. También nos basaremos en su análisis para determinar algunos parámetros de diseño de los filtros, por ejemplo, su frecuencia de corte.

2.3.1 Análisis frecuencial

El análisis espectral de una señal es el término utilizado para referirse al análisis de la señal en el dominio de la frecuencia. La PSD es una función matemática que informa cómo está distribuida la potencia o la energía de la señal sobre las distintas frecuencias que la conforman (Proakis and Manolakis, 2006). Es un método ampliamente utilizado en el análisis de señales ya que permite revelar la existencia o la ausencia, de patrones repetitivos, vibraciones y estructuras de correlación en la señal de un proceso. Dicha información es crucial en la detección, la toma de decisiones y la estimación de problemas en el análisis de sistemas (Vaseghi, 2008). Entre los métodos más comunes de análisis espectral se encuentra la transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés).

2.3.2 Método de la FFT

La FFT es un algoritmo especializado que permite el cálculo de la Transformada Discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés) de una forma rápida y eficiente, reduciendo el tiempo de cálculo de la DFT de n^2 pasos a $n * \log_2(n)$. El único requisito que posee es que el número de puntos en la serie tiene que ser una potencia de dos. Este algoritmo permite obtener la representación de las señales en el dominio de la frecuencia, con el objetivo de detectar los componentes espectrales más importantes de la señal limitando su representación hasta la frecuencia de Nyquist. Entre sus usos más comunes se encuentra el análisis espectral de

señales contaminadas con ruidos (Matlab, 2010). El procesamiento mediante FFT de secuencias de datos en tiempo real es una operación muy frecuente en aplicaciones de ingeniería.

En la Figura 2.7 se muestra un ejemplo del cálculo de la FFT en Matlab, aplicado a una señal sinusoidal que contiene 50 Hz a una amplitud de 0,7 y 120 Hz a una amplitud de 1, la cual está contaminada con ruido aleatorio. Los picos que se observan representan las frecuencias que caracterizan la señal en 50Hz y en 120 Hz y los picos de menor tamaño representan las componentes espectrales del ruido aleatorio(Matlab, 2010).

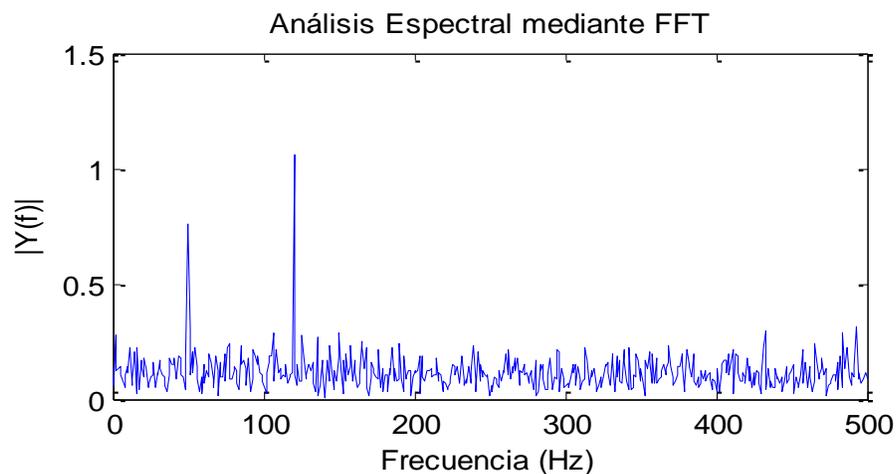


Figura 2.7 Análisis espectral mediante cálculo de la FFT.

2.3.3 Método del Periodograma de Welch

Para muchas aplicaciones, los métodos basados en FFT producen buenos resultados. Sin embargo, existen otros métodos más avanzados de estimación espectral que pueden ofrecer una mejor resolución de frecuencia y menor varianza. Estos métodos clásicos se basan en periodogramas, los cuales constituyen la base de los métodos no paramétricos de análisis espectral, debido a su sencillez. El periodograma de una señal consiste simplemente en su transformada discreta de Fourier. El método del Periodograma de Welch permite la estimación espectral promediando el cuadrado de la señal obtenida mediante varios periodogramas, y además aplicando la función de enventanado sobre las secuencias con un determinado solapamiento (Vaseghi, 2008).

En la Figura 2.8 se muestra el análisis espectral realizado en el software Matlab, mediante el método del Periodograma de Welch. Este método es aplicado a una señal que tiene forma

sinusoidal sumada con un ruido aleatorio. Se observa que la componente de frecuencia que caracteriza la señal tiene un valor de 120 Hz, definido por un pico de mayor longitud, los demás picos de menor tamaño representan el ruido aleatorio (Matlab, 2010).

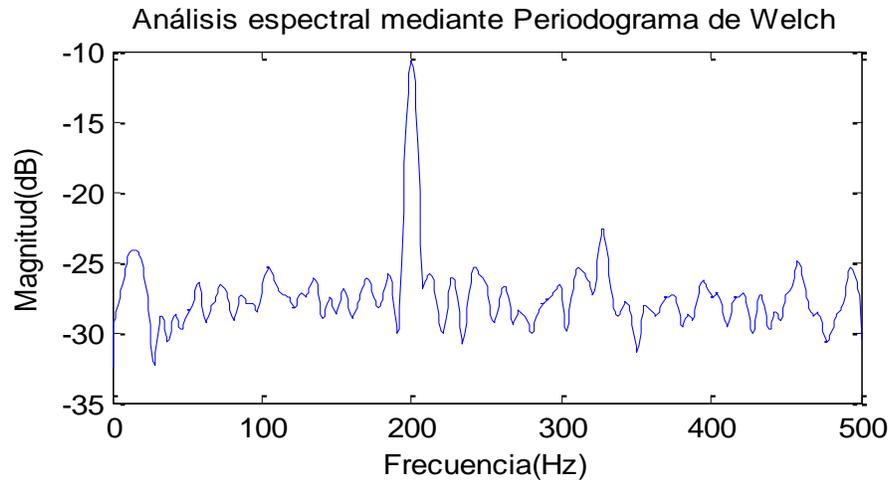


Figura 2.8 Análisis Espectral mediante Periodograma de Welch.

2.4 Diseño de filtros FIR

Para realizar el diseño de los filtros FIR se deben seguir los siguientes pasos:

1. Especificaciones de diseño: Las características del filtro por lo general se especifican en el dominio de la frecuencia. Por ejemplo, para un filtro FIR paso bajo, las especificaciones generalmente incluyen los límites de frecuencias y las tolerancias en las bandas de atenuación.
2. Cálculo de los coeficientes: Los coeficientes de los filtros FIR pueden calcularse mediante varios métodos, entre ellos debe destacarse el diseño mediante Series de Fourier o Enventanado, el cual minimiza el error medio cuadrático, y permite controlar las características de la respuesta de frecuencia del filtro, además es sencillo y flexible (Mitra, 2006, Kuc, 2008). También está el método mediante Muestreo en Frecuencias, el cual permite una implementación particularmente eficiente y recursiva de los filtros FIR. Otra técnica muy utilizada actualmente son los métodos óptimos como el algoritmo de Parks–McClellan-Remez, ya que para la mayoría de las aplicaciones permiten obtener rápidamente el filtro FIR deseado (Sepúlveda, 2009).

3. Realización: Convertir a $H(z)$ en una estructura realizable. Se usan diagramas de bloques para especificar las estructuras del filtro.
4. Cuantificación de los coeficientes: Chequear que la cuantificación empleada no degrada el desempeño del filtro al punto que lo haga inusable para su implementación en tiempo real en el microprocesador o microcontrolador que se utilice según la aplicación.
5. Implementación: El filtro se implementa en software o hardware.

Siguiendo los pasos mencionados y partiendo del análisis frecuencial de las señales captadas por los sensores, se realizarán los diseños de los filtros FIR mediante los métodos de Series de Fourier o Enventanado y Parks–McClellan-Remez debido a las características y facilidades de diseño que estos métodos ofrecen.

2.4.1 Diseño de filtros FIR mediante Series de Fourier o Enventanado

El método de Enventanado es una manera directa de hacer que la respuesta ideal sea finita limitando la respuesta infinita. Es una técnica sencilla conceptualmente y computacionalmente (Madisetti and Williams, 1999). El método se basa en obtener la respuesta en frecuencia del filtro $H(e^{j\omega})$ como una aproximación a la respuesta en frecuencia ideal deseada $Hd(e^{j\omega})$, mediante una determinada respuesta al impulso unitario $h(n)$ en el dominio temporal. Esta respuesta al impulso se obtiene a través de una ventana cuya función es truncar la secuencia infinita ideal $hd(n)$ (Proakis and Manolakis, 2006). En la siguiente ecuación se define este proceso.

$$h(n) = hd(n) * w(n), \quad \text{Ec. (7)}$$

donde $w(n)$ es la secuencia de ventana de duración finita.

El método de Enventanado permite reducir los efectos del truncamiento abrupto (fenómeno de Gibbs) suavizando la respuesta (Mitra, 2006, Sheno, 2006). Existen numerosas funciones que permiten enventanar la respuesta al impulso $h(n)$ ideal. Para realizar el diseño de los filtros se escogió la ventana de Kaiser, la cual es una ventana ajustable que permite regular la amplitud de los lóbulos laterales a través del parámetro β , y el ancho del lóbulo principal de acuerdo al largo de la ventana (Mitra, 2006). En la Tabla 2.2 se muestran las funciones de ventana más utilizadas.

Para calcular el parámetro β primeramente se debe especificar la atenuación deseada en la banda de paso en decibeles (Shenoi, 2006). El procedimiento se muestra en las siguientes ecuaciones:

$$A_s = -20 \log_{10} \delta_s \text{ (dB)} \quad \text{Ec.(8)}$$

donde δ_s es el rizado en la banda de parada.

$$\beta = \begin{cases} 0.1102(A_s - 8,7) & \text{para } A_s > 50 \\ 0,5842(A_s - 21)^{0,4} + 0,07886(A_s - 21) & \text{para } 21 \leq A_s \leq 50 \\ 0 & \text{para } A_s < 21 \end{cases} \quad \text{Ec. (9)}$$

Tabla 2.2 Características de las funciones de ventanas más comunes.

Ventana	Secuencia Temporal $h(n), 0 \leq n \leq N-1$	Ancho del lóbulo principal	Atenuación de los lóbulos laterales (dB)	β
Rectangular	1	$4\pi/N$	-13	0
Triangular	$1 - \frac{2 n - (N - 1)/2 }{N - 1}$	$8\pi/N$	-27	1,33
Blackman	$0,42 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N - 1}\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N - 1}\right)$	$12\pi/N$	-58	7,04
Hamming	$0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N - 1}\right)$	$8\pi/N$	-43	4,86
Hanning	$0,5(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{N - 1}n\right))$	$8\pi/N$	-32	3,86
Kaiser	$I_0 \frac{\left[\sqrt{1 - \left[\frac{n - (N - 1)/2}{(N - 1)/2} \right]^2} \right]^3}{I_0(\beta)}$	Estos parámetros dependen de β		

2.4.2 Diseño de filtros FIR mediante Algoritmo de Parks-McClellan-Remez

El método mediante Enventanado es muy sencillo de implementar, pero posee algunas desventajas ya que no permite especificar las frecuencias de paso y de parada de forma precisa. Mediante el método de Parks-McClellan-Remez, se tiene un mayor control sobre los errores permitidos en las bandas de paso y rechazo respectivamente, haciendo que este error sea mínimo (Serrano et al., 2005).

El algoritmo de Remez minimiza el error normalizado aplicando la teoría matemática de la aproximación de Chebyshev, resultando en un filtro de rizado constante óptimo, a la vez, el algoritmo Parks-McClellan restringe el diseño de filtros de fase lineal con respuesta de magnitud simétrica. De ahí que la unión de ambos algoritmos garantice filtros FIR de fase lineal y rizado constante que cumplen las especificaciones dadas con el mínimo número de coeficientes. También son conocidos como filtros *Equiripple* (Madisetti and Williams, 1999).

Sin embargo, este método tiene la desventaja de ser más complejo computacionalmente, se requiere de un mínimo orden igual a tres y en ocasiones se hace necesario aumentar el orden del filtro hasta que se cumplan los requisitos de diseño (Shenoi, 2006). En la Figura 2.9 se muestra la respuesta de magnitud y fase de un filtro FIR *Equiripple*, paso bajo, diseñado en Matlab (Matlab, 2010). Se observa que el rizado es constante en la banda de rechazo y la fase es lineal. El filtro se diseñó con las siguientes especificaciones:

Frecuencia de muestreo: 10 000Hz

Frecuencia en la banda de paso: 500Hz Atenuación en la banda de paso: 1dB

Frecuencia en la banda de parada: 700Hz Atenuación en la banda de parada: 60dB

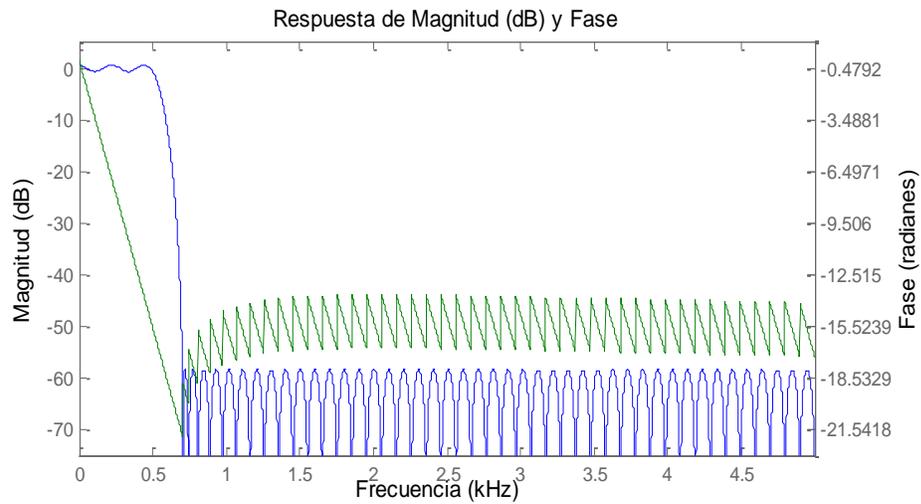


Figura 2.9 Resposta de magnitud y fase de un filtro FIR *Equiripple*.

2.4.3 Herramienta de diseño *Fdatool* de Matlab

La herramienta *Fdatool* (*Filter Design & Analysis Tool*) de Matlab proporciona una interfaz para diseñar y analizar filtros digitales (Matlab, 2010). En la Figura 2.10 se muestra la ventana principal del *Fdatool*.

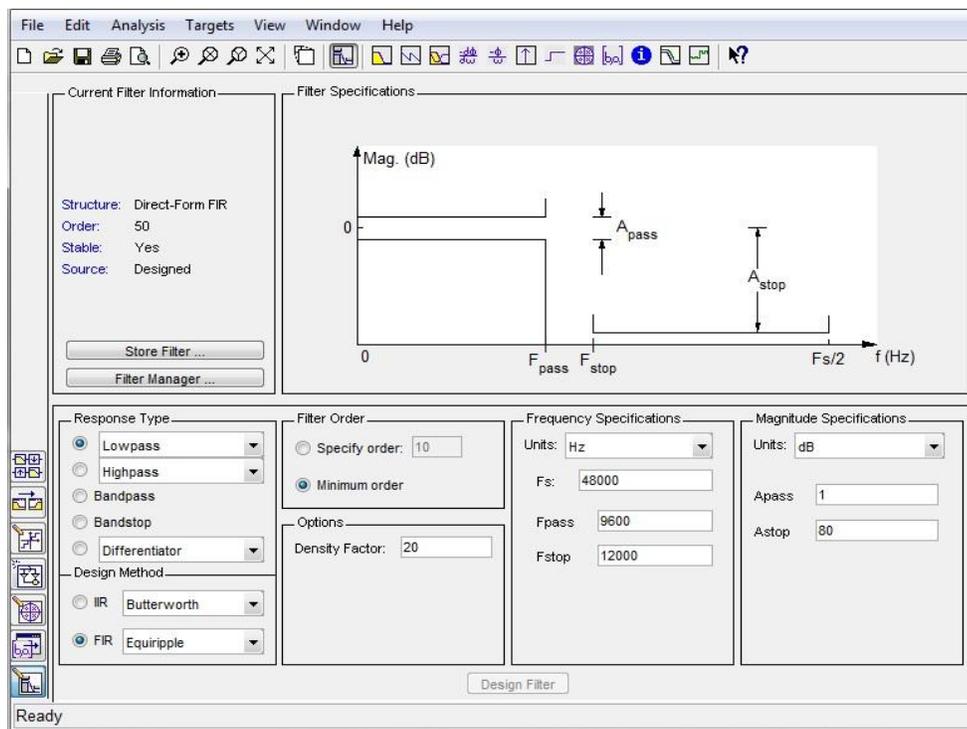


Figura 2.10 Ventana principal del *Fdatool*

La barra de herramientas presente en esta ventana, dispone de íconos que posibilitan el acceso a las funciones del software, mediante las cuales se puede realizar un análisis profundo de las características de los filtros (Figura 2.11).

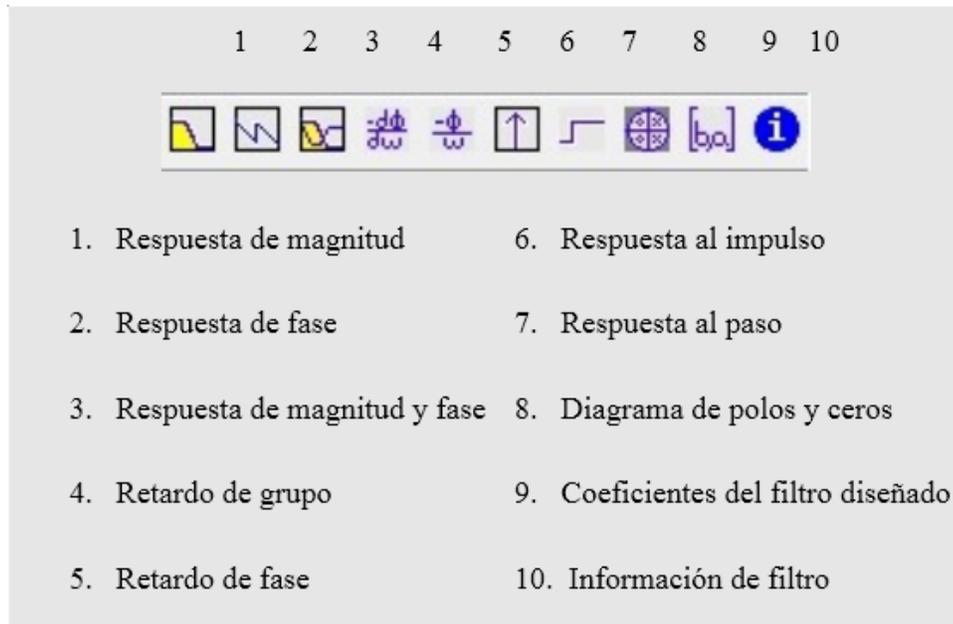


Figura 2.11 Barra de herramientas del Fdatool.

Además de las herramientas anteriormente mencionadas, el *Fdatool* también posee una opción que permite la cuantización de los coeficientes del filtro diseñado, proceso necesario para la implementación en tiempo real en un hardware específico en dependencia de la aplicación. Otra opción de gran importancia es la que permite exportar el filtro diseñado como un bloque de *Simulink*, insertándolo en un modelo nuevo o existente. Esta función nos permitirá añadir los filtros digitales al sistema de control de la plataforma robótica, para comprobar su efectividad mediante la simulación.

2.5 Conclusiones del capítulo

Debido a la presencia de ruidos e interferencias en las señales de los sensores que realimentan los lazos de control de la plataforma (SIMPRO) de 2 GDL, se necesita diseñar filtros digitales que mejoren el desempeño de los sistemas de control implementados.

La medición directa a través de la IMU, mejora el control cinemático en el espacio de tareas, ya que representa una alternativa ante el problema del modelo cinemático directo, el cual

resulta difícil de obtener y representa un inconveniente para la implementación en tiempo real del sistema.

Los métodos de FFT y Periodograma de Welch son métodos fundamentales, idóneos para realizar el análisis espectral de las señales captadas por los sensores del robot paralelo de 2 GDL, debido a su simplicidad.

Dentro de los métodos de diseño de filtros FIR, se escogen el de Enventanado, debido a su sencillez y el de Parks-McClellan-Remez ya que es un método iterativo basado en condiciones óptimas.

La herramienta *Fdatool* de Matlab facilita el diseño de los filtros digitales y el análisis de sus características. Además proporciona un modelo en bloques en *Simulink* del filtro diseñado, facilitando de esta forma el proceso de simulación del sistema de control.

CAPÍTULO 3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se analizan los resultados obtenidos en la caracterización frecuencial de las señales obtenidas de los sensores de la plataforma. Además se evalúan las características de los filtros diseñados para el procesamiento de estas señales. Posteriormente se implementan los filtros en el sistema de control de la plataforma y se llega a conclusiones.

3.1 Análisis frecuencial de las señales

El análisis frecuencial de la señal de presión utilizando los métodos de la FFT y Periodograma de Welch, son mostrados en esta sección. La Figura 3.1 muestra el análisis mediante FFT. Se puede apreciar que el eje x , representativo de la frecuencia, se encuentra limitado hasta 500 Hz. Dicha frecuencia corresponde a la mitad de la frecuencia de muestreo de la señal o frecuencia de Nyquist. De esta forma se pueden observar todas las componentes espectrales de la señal. A pesar del tiempo de muestreo escogido para la representación de la señal de forma digital, se evidencia como la mayor concentración de energía se ubica en las bajas frecuencias. Para poder estudiar más detalladamente las características de la señal a estas bajas frecuencias es necesario realizar un *zoom* en esta región. De esta misma forma se procederá con todos los espectros de las demás señales mostradas.

La Figura 3.2 muestra el *zoom* del análisis realizado utilizando FFT a la señal de presión y su *set point*. Se observa que la mayor concentración de energía se encuentra entre 0 y 5 Hz, de ahí que este sea el intervalo de frecuencias escogido como frecuencia de corte de los filtros a diseñar.

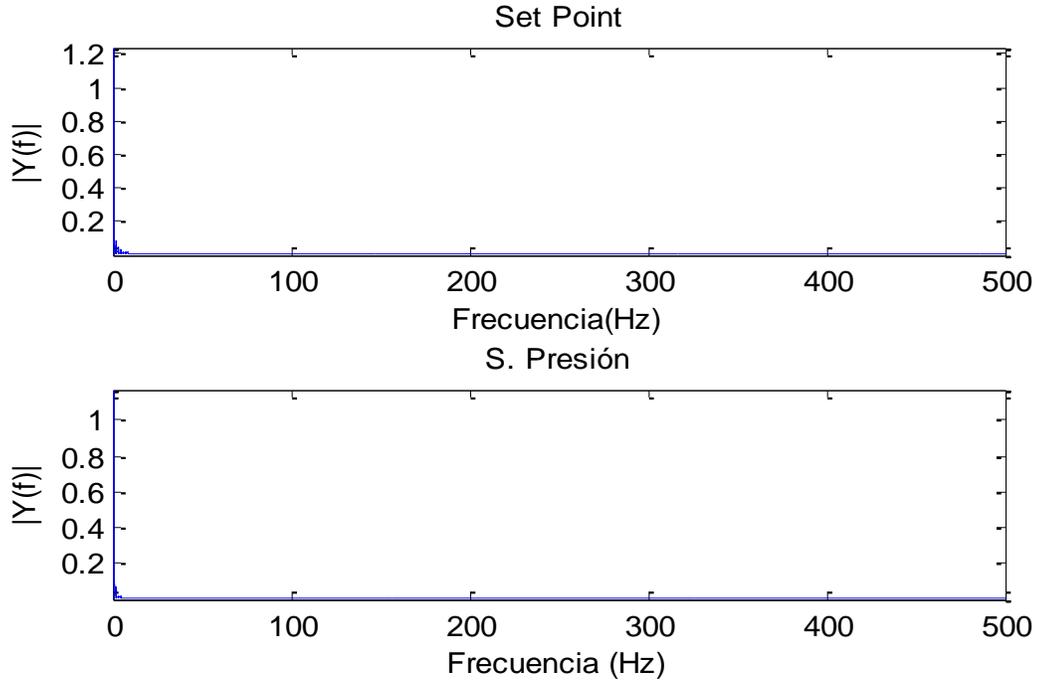
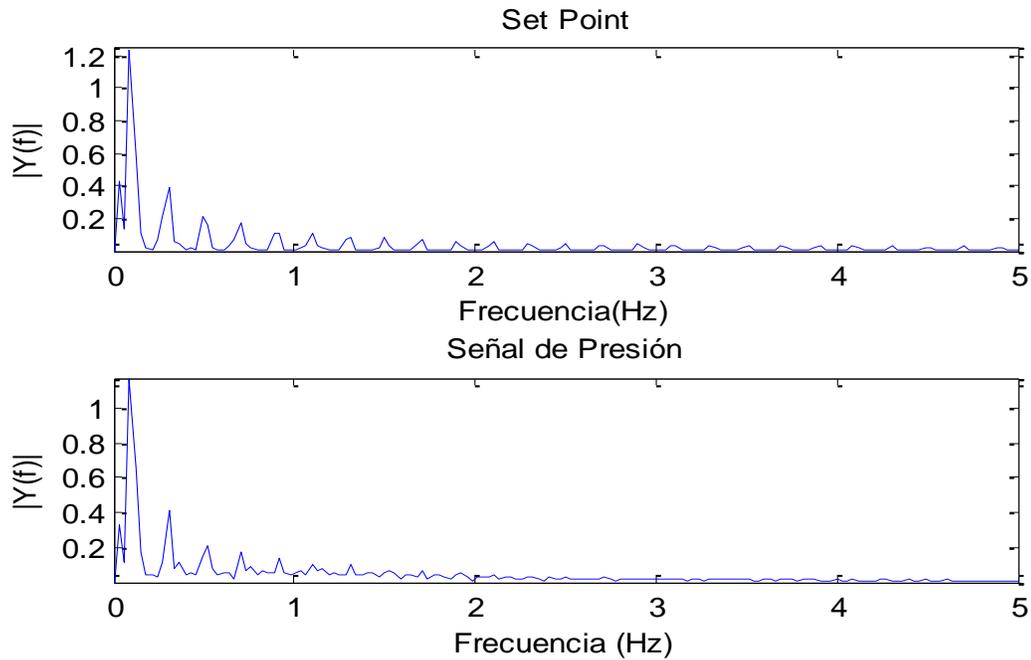


Figura 3.1 Método de FFT en la señal de presión.

Figura 3.2 Método de FFT en la señal de presión (*zoom* a las bajas frecuencias).

Para ratificar los resultados obtenidos mediante FFT, se realiza el Periodograma de Welch. La Figura 3.3 muestra los resultados obtenidos con el periodograma. Este método permite un

análisis de la magnitud en decibeles, lo cual constituye una ventaja ya que facilita la selección del rango de atenuación del filtro, el cual está comprendido entre 3 dB máximo en la banda de paso y 20 dB mínimo en la banda de rechazo, para esta señal.

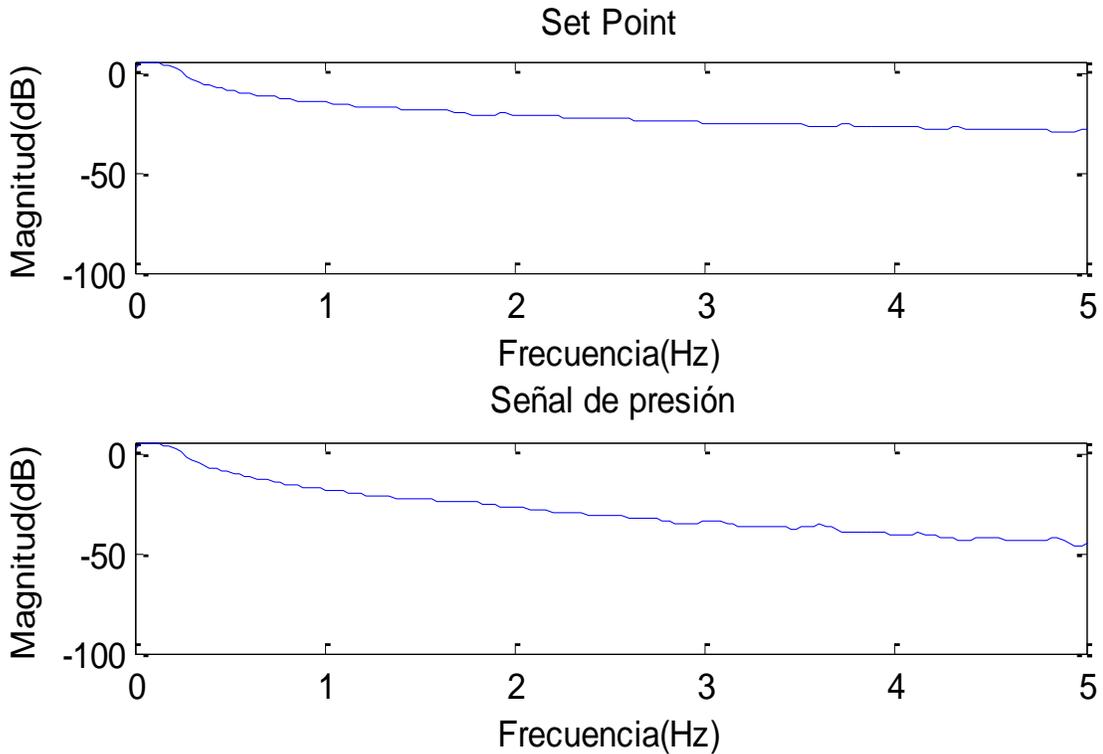


Figura 3.3 Método del Periodograma de Welch.

Las Figuras 3.4 y 3.5 muestran los resultados obtenidos mediante FFT y Periodograma de Welch respectivamente, aplicados a las señales de posición, velocidad y aceleración obtenidas con el sensor de posición de la plataforma móvil. En este caso se parte del análisis de la señal de *set point*, la cual sirve como guía, ya que constituye la señal deseada. En este análisis se observa que las frecuencias más significativas se encuentran entre 0 y 1 Hz y el rango de atenuación para estas frecuencias está comprendido entre 3 dB máximo en la banda de paso y 20 dB mínimo en la banda de rechazo, al igual que en la señal de presión. Estas mismas especificaciones de diseño se cumplen en el análisis de las señales de posición, velocidad y aceleración.

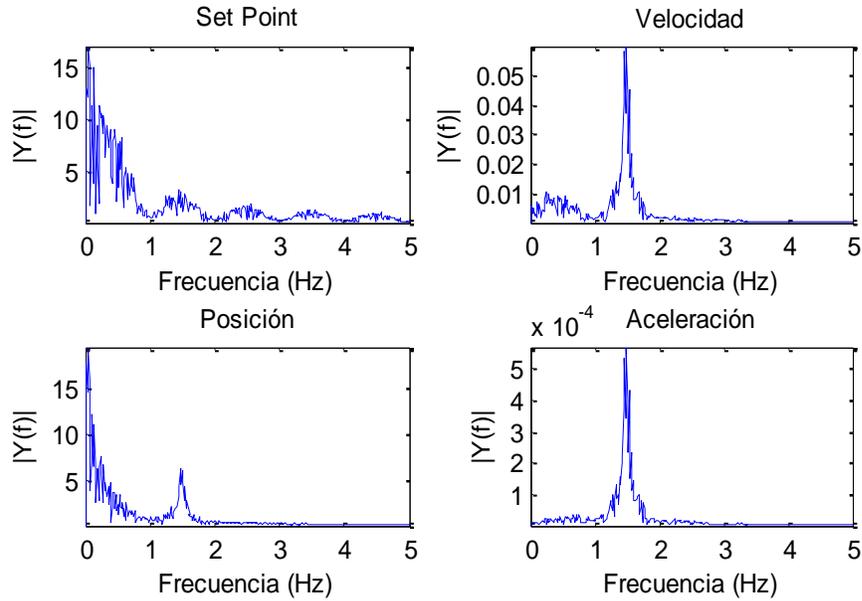


Figura 3.4 Método de FFT en las señales del sensor de posición.

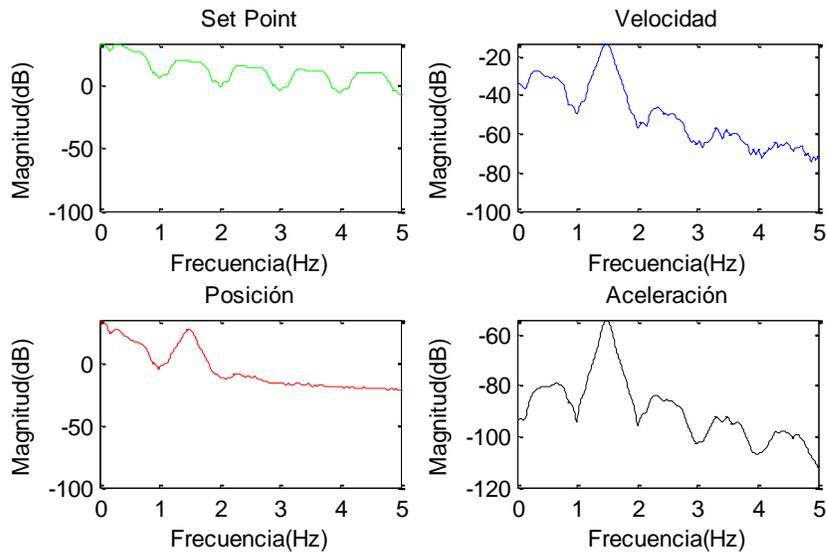


Figura 3.5 Método de Periodograma de Welch en las señales del sensor de posición.

Las Figuras 3.6 y 3.7 ilustran el resultado de aplicar los métodos de FFT y Periodograma de Welch a las señales inerciales obtenidas por el acelerómetro y el giróscopo que posee el sensor inercial MTi. En las imágenes se observa que generalmente el rango de frecuencias que interesa de estas señales se encuentra entre 0 y 5 Hz, por lo que se selecciona la frecuencia de corte del filtro dentro de este rango. La atenuación en la banda de paso y de parada se

escoge de 3 dB máximo en la banda de paso a 20 dB mínimo en la banda de rechazo, de igual forma que en las señales anteriores.

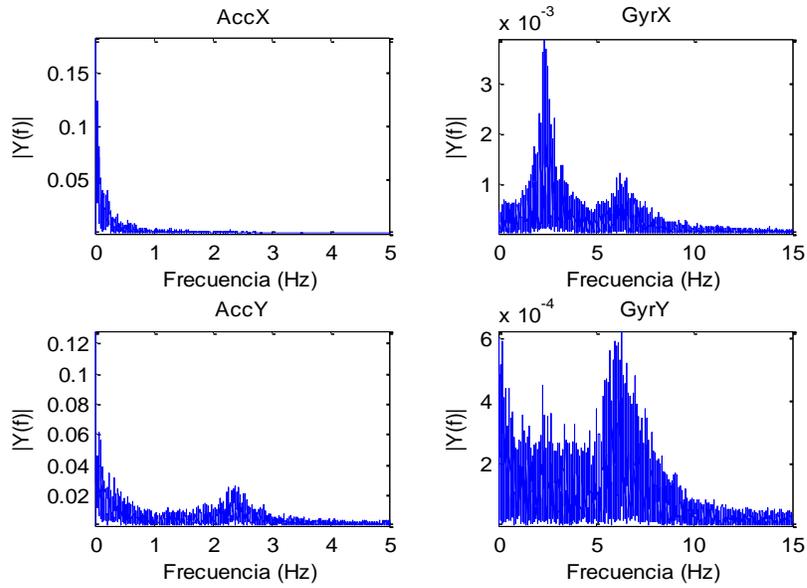


Figura 3.6 Método de la FFT en las señales captadas por el sensor IMU.

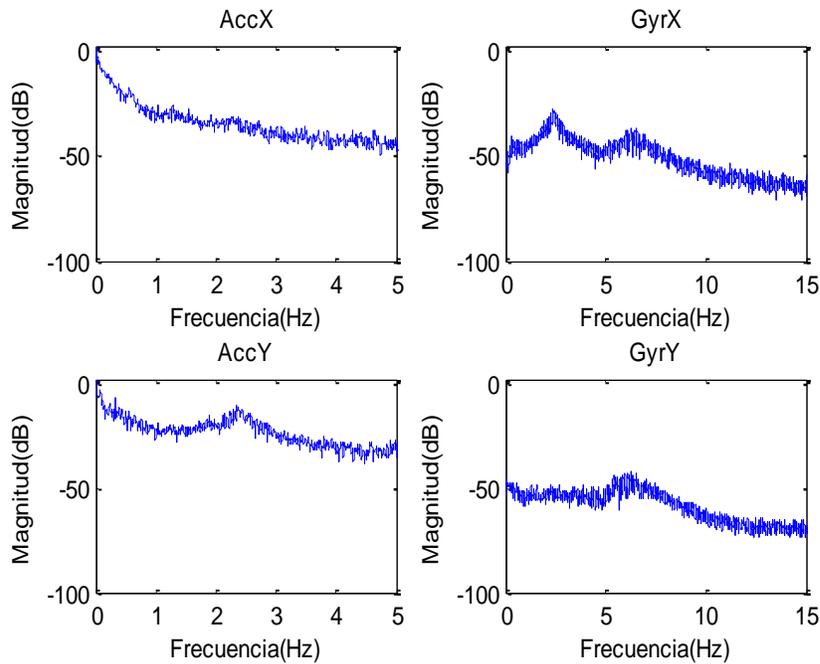


Figura 3.7 Método del Periodograma de Welch en las señales captadas por el sensor IMU.

3.2 Diseño de filtros

Las características de los filtros diseñados a partir del análisis frecuencial realizado en la sección anterior se encuentran en las Tablas 3.1, 3.2 y 3.3, para cada una de las señales respectivamente. Todos los filtros poseen respuesta de frecuencia paso bajo. Las especificaciones de diseño varían en dependencia de las características de cada señal. Un parámetro a tener en cuenta en el diseño es el tiempo de retardo, el cual depende del orden del filtro. La siguiente ecuación permite su cálculo.

$$tr = \frac{N}{2*Fs} \quad Ec. (10)$$

donde

N : Orden del filtro

Fs : Frecuencia de muestreo

3.2.1 Diseño de filtros para la señal de presión

El diseño de los filtros se realizó de forma experimental dejando pasar solo la parte de la señal con componentes de frecuencia hasta 5Hz. La Tabla 3.1 resume las características principales de los filtros diseñados con los cuales se obtuvieron mejores resultados en cuanto a la atenuación del ruido.

Tabla 3.1 Características de los filtros diseñados para la señal de presión.

Métodos	No.	Fp	Fr	Ap	Ar	N
Ventana de Kaiser $\beta=0$	1	0.5Hz	5.5Hz	3dB	20dB	168
	2	1Hz	5Hz	3dB	20dB	210
Equiripple	3	1Hz	5Hz	3dB	20dB	139
	4	2Hz	5Hz	3dB	20dB	185

La Figura 3.8 muestra la señal de presión original contaminada y filtrada con el Filtro 1 y el Filtro 3. Ambos filtros atenúan el ruido de forma similar por lo que se escoge el Filtro 3 por poseer menor orden, el tiempo de retardo de este es igual a 0.069 segundos.

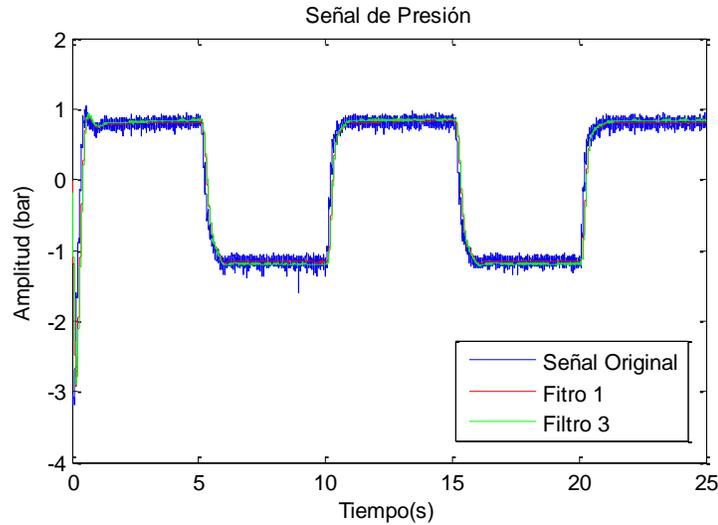


Figura 3.8 Señal de Presión filtrada.

3.2.2 Diseño de filtros para la señal de posición, velocidad y aceleración

Al igual que en la señal de presión se diseñaron filtros para las señales de posición, velocidad y aceleración, de forma experimental tratando de preservar la señal en el rango de frecuencias comprendida entre 0 y 1.5Hz. La Tabla 3.2 resume las características principales de los mejores filtros seleccionados para esta señal. Como se aprecia en esta tabla el orden de los filtros aumentó en comparación con el orden de los filtros de la sección anterior. A medida que el rango de frecuencia sea menor el orden de los filtros crecerá.

Tabla 3.2 Características de los filtros diseñados para la señal de posición, velocidad y aceleración.

Métodos	No.	Fp	Fr	Ap	Ar	N
Ventana de Kaiser $\beta=0$	5	0.5Hz	1.5Hz	3dB	20dB	840
	6	0.2Hz	1Hz	3dB	20dB	1050
Equiripple	7	0.5Hz	1.5Hz	3dB	20dB	554
	8	0.5Hz	1.3Hz	3dB	20dB	693

La Figura 3.9 ilustra la señal de posición original contaminada y la señal filtrada con el Filtro 5 y con el Filtro 7. Se observa una reducción considerable de la amplitud de la señal filtrada con el Filtro 7, lo cual puede afectar su implementación en el sistema de control de la

plataforma. A pesar de poseer un retardo mayor se seleccionó en esta sección el Filtro 5, el cual posee un retardo constante igual a 0,42 segundos.

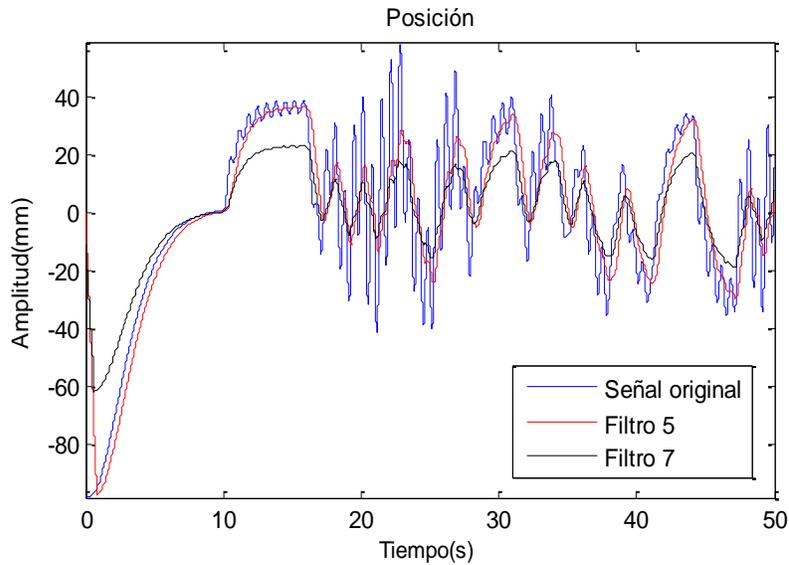


Figura 3.9 Señal de posición filtrada.

Las Figuras 3.10 y 3.11 muestran las señales de velocidad y aceleración originales contaminadas y filtradas. En este caso ambos filtros poseen un comportamiento similar, sin afectar la amplitud de estas señales. Debido a esto se selecciona para su posterior implementación en el sistema de control, el Filtro 7 en ambas señales. Este filtro posee el menor orden y menor tiempo de retardo igual a 0.27 segundos.

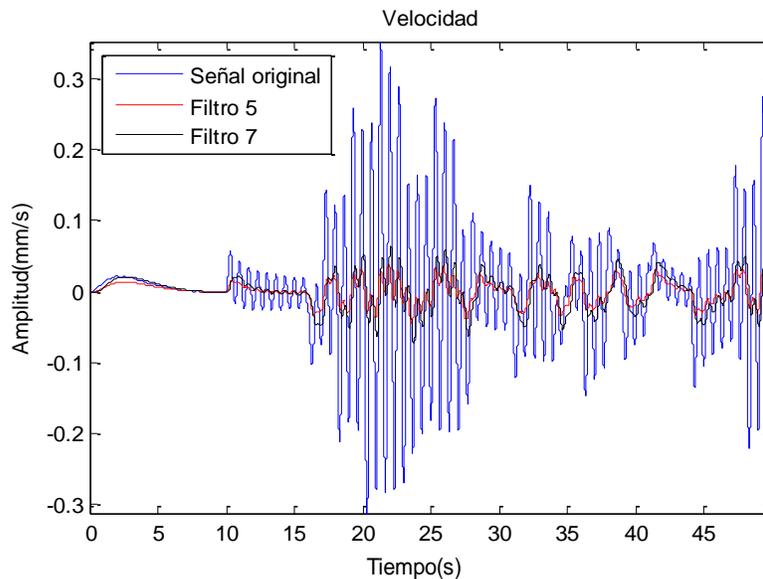


Figura 3.10 Señal de velocidad filtrada.

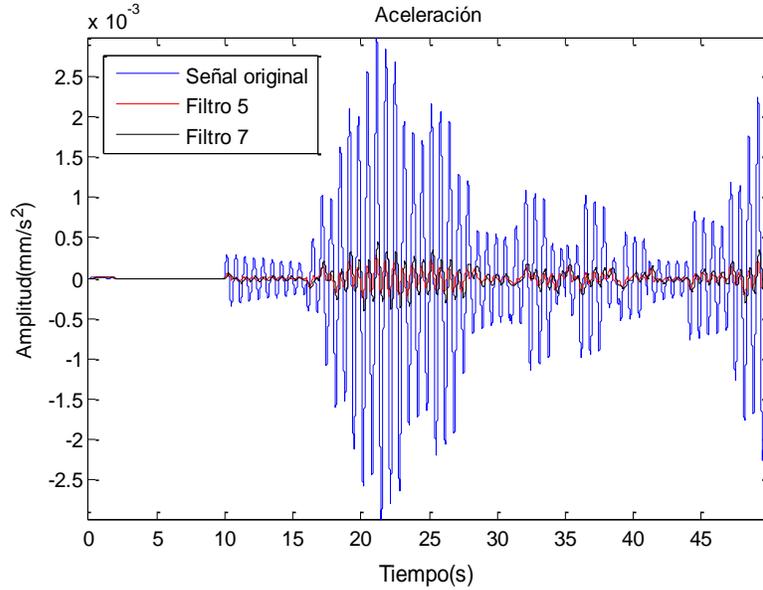


Figura 3.11 Señal de aceleración filtrada.

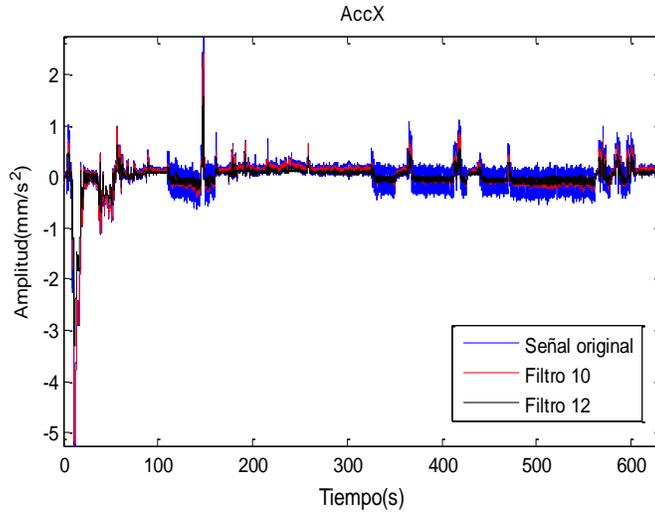
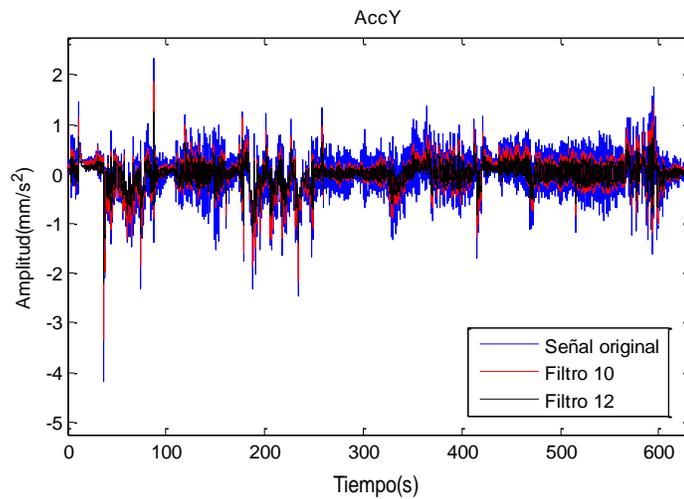
3.2.3 Diseño de filtros para las señales inerciales

La Tabla 3.3 muestra las principales características de los filtros diseñados para las señales captadas por el acelerómetro y el giróscopo del sensor inercial (IMU). Se sigue el mismo procedimiento de análisis mostrado anteriormente.

Tabla 3.3 Características de los filtros diseñados para la señales del sensor inercial.

Métodos	No.	Fp	Fr	Ap	Ar	N
Ventana de Kaiser $\beta=0$	9	0.5Hz	2.5 Hz	3 dB	20 dB	420
	10	0.5 Hz	5.5 Hz	3 dB	20 dB	168
Equiripple	11	0.5Hz	2.5Hz	3dB	20dB	277
	12	0.5Hz	5.5Hz	3dB	20dB	111

Las Figuras 3.12 y 3.13 muestran las señales captadas por el acelerómetro en los ejes x y y respectivamente. Estas señales fueron filtradas con los Filtros 10 y 12. El mejor resultado se obtuvo con el Filtro 12 para ambas señales ya que este presenta menor orden y menor tiempo de retardo igual a 0.055 segundos.

Figura 3.12 Señal del Acelerómetro (eje x) filtrada.Figura 3.13 Señal del acelerómetro (eje y) filtrada.

Las Figuras 3.14 y 3.15 muestran las señales del giróscopo en los ejes x y y respectivamente, filtradas con los Filtros 10 y 12. En este caso el filtro que presenta mejor resultado es el Filtro 12 al igual que en las señales del acelerómetro, debido a que presenta el menor orden y por consiguiente el menor retardo.

De esta forma se filtran todas las señales del sensor inercial (IMU) con el mismo filtro (Filtro 12), facilitando el proceso de control.

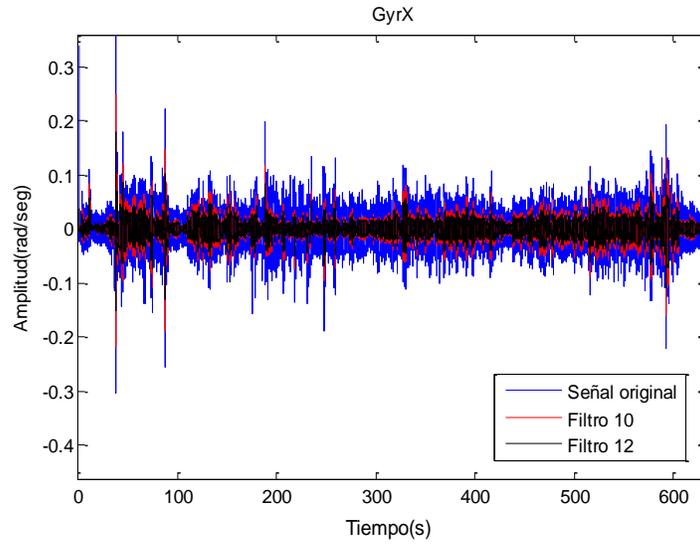


Figura 3.14 Señal del giróscopo (eje x) filtrada.

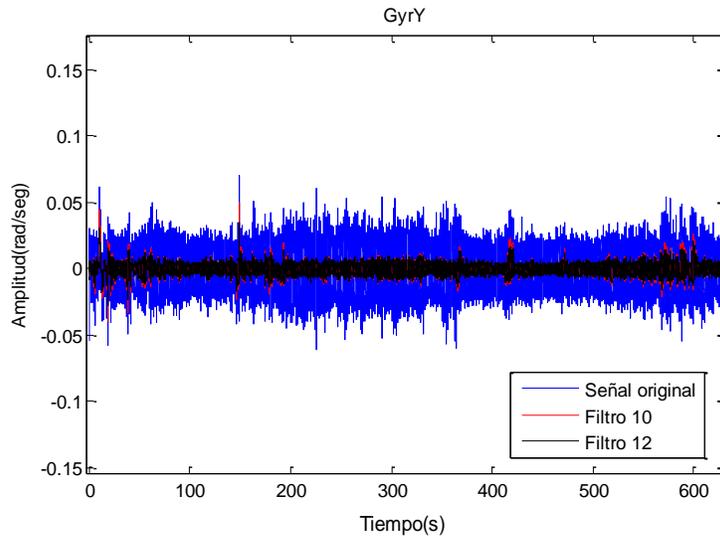


Figura 3.15 Señales del giróscopo (eje y) filtradas.

3.3 Implementación del filtro FIR en el lazo de control de posición

El filtro seleccionado para la señal de posición se implementa de forma simulada en el lazo de control de posición para comprobar si afecta o no la estabilidad del sistema. Para realizar la simulación se utiliza el *Simulink* de Matlab (Figura 3.16) y se escoge como tiempo de muestreo un milisegundo. Los bloques del controlador y la planta se basan en modelos

calculados previamente. Con el fin de simular los ruidos existentes en la plataforma, se le suma a la señal de entrada al filtro un ruido blanco gaussiano de magnitud 0.000001.

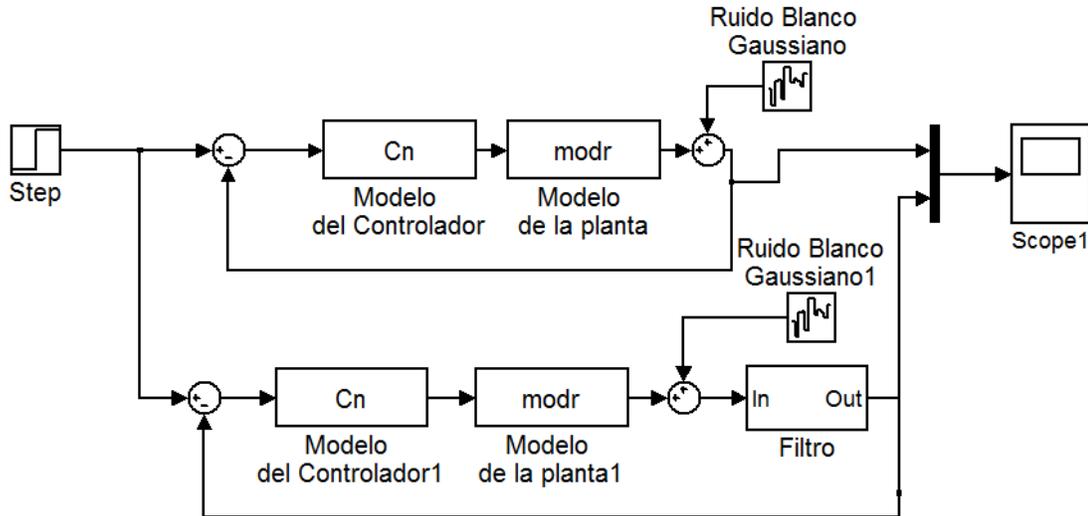


Figura 3.16 Diagrama de control de posición con filtro y sin filtro para las simulaciones.

La Figura 3.17 muestra la respuesta ante un paso, del lazo de control de posición sin filtro. Se observa que la señal presenta componentes de ruidos, sin embargo, en la Figura 3.18 se puede apreciar como la inclusión del filtro en el sistema provoca que el sistema de control oscile sostenidamente, esto es debido principalmente a la ubicación de los polos de lazo cerrado del sistema con el filtro incluido.

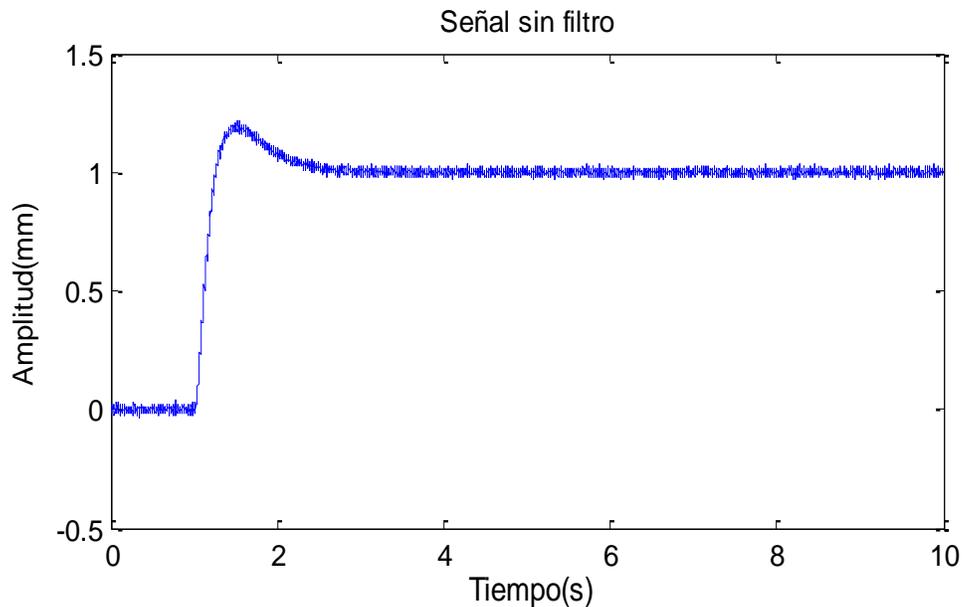


Figura 3.17 Respuesta del sistema sin filtro ante una entrada paso.

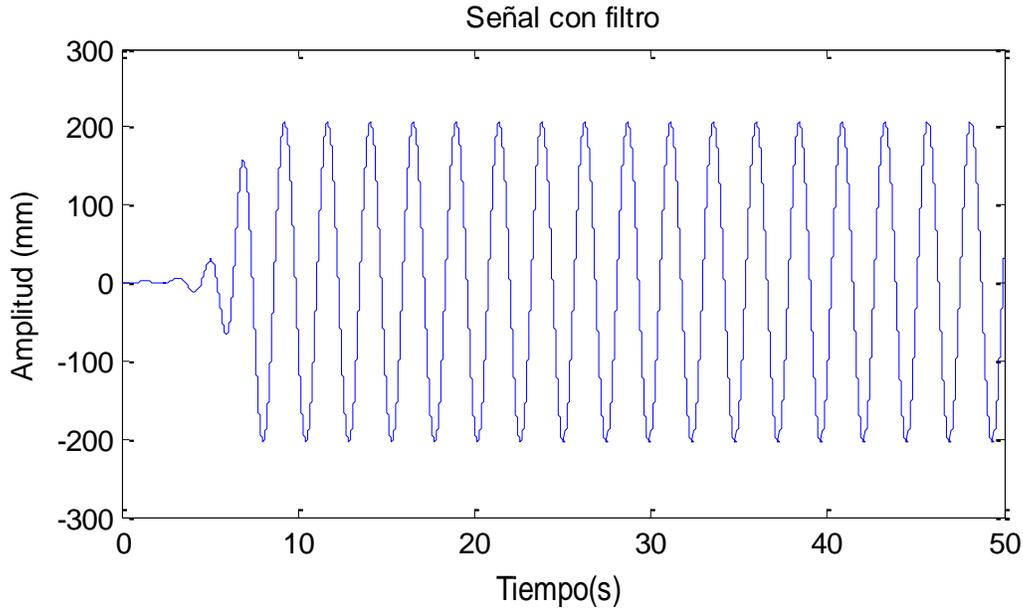


Figura 3.18 Respuesta del sistema con filtro ante una entrada paso.

3.4 Análisis de estabilidad del sistema con filtro (FIR)

Para analizar la influencia del filtro FIR en la estabilidad del sistema primeramente se analiza el diagrama de polos y ceros del filtro seleccionado para la señal de posición, el cual posee 840 ceros ubicados alrededor del círculo de radio unidad (Figura 3.19). Este orden elevado hace que el filtro introduzca un retardo de 0.42 segundos en el sistema de control, por lo que la señal se retarda al llegar al controlador y hace que el sistema se desestabilice.

En la Figura 3.20 se muestra el diagrama de polos y ceros del sistema en lazo cerrado con el filtro incluido. En la Figura 3.21 se realiza un *zoom* en la parte izquierda del plano para poder apreciar correctamente la distribución de los ceros y polos. En esta imagen se evidencia que los ceros y polos están muy cercanos entre sí, aunque los ceros siguen ubicados alrededor del círculo unitario, pero los polos se encuentran mínimamente alejados de este, provocando que el sistema oscile sostenidamente al cerrar el lazo.

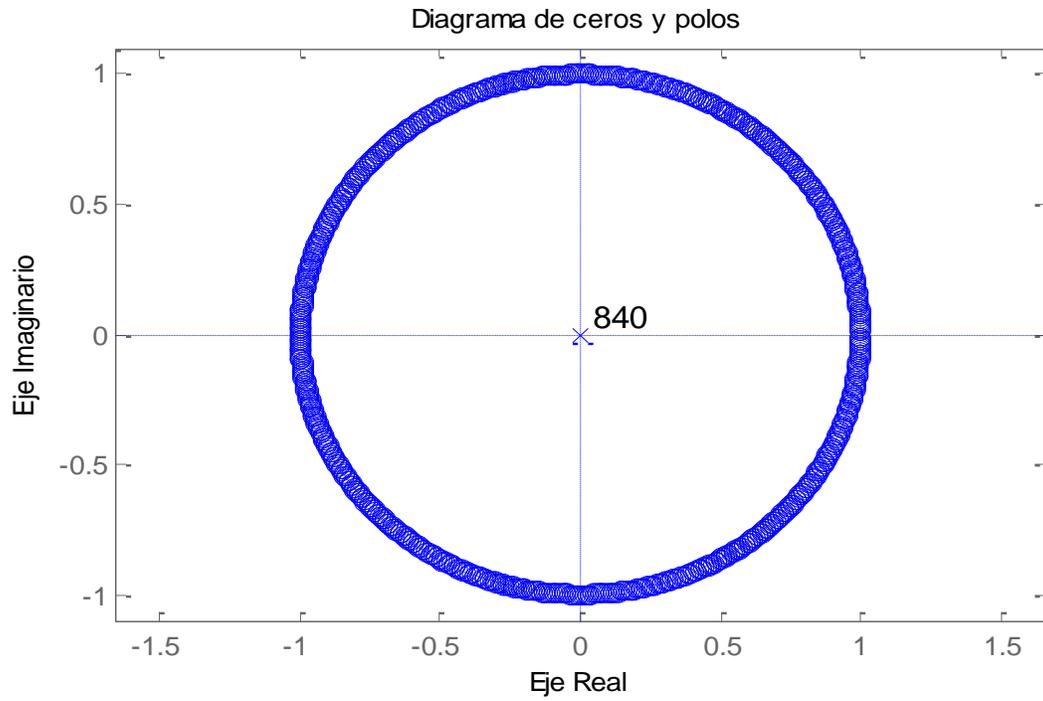


Figura 3.19 Diagrama de polos y ceros del filtro.

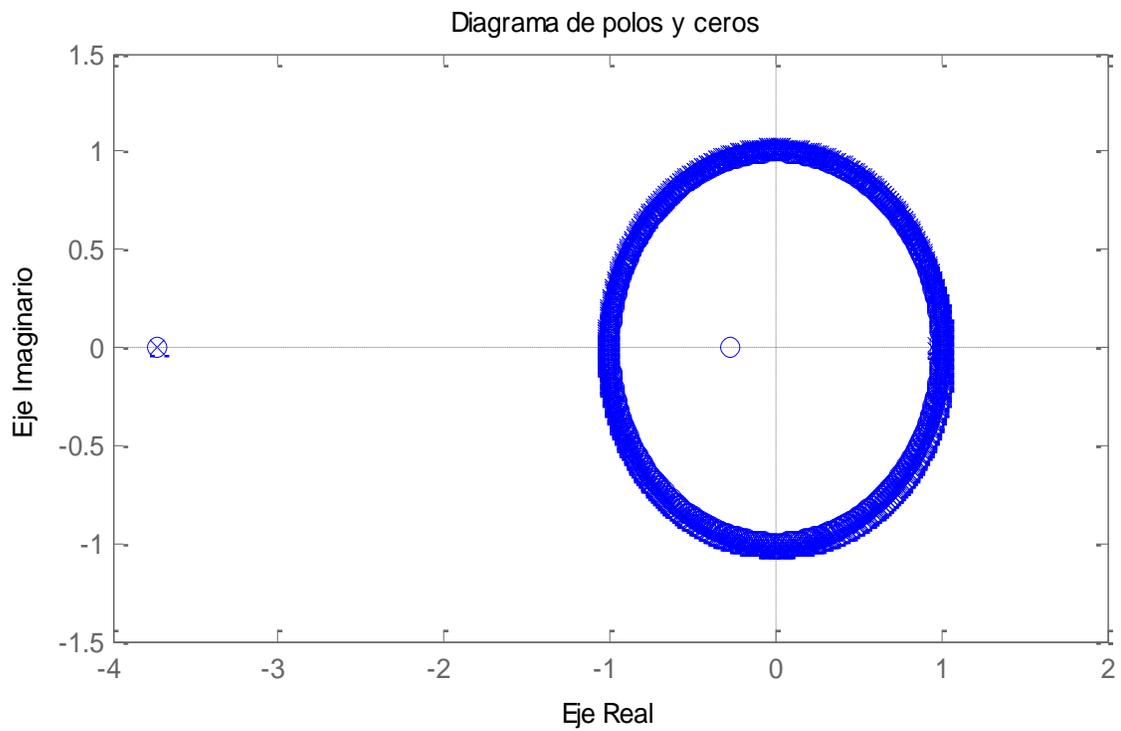


Figura 3.20 Diagrama de polos y ceros del sistema en lazo cerrado.

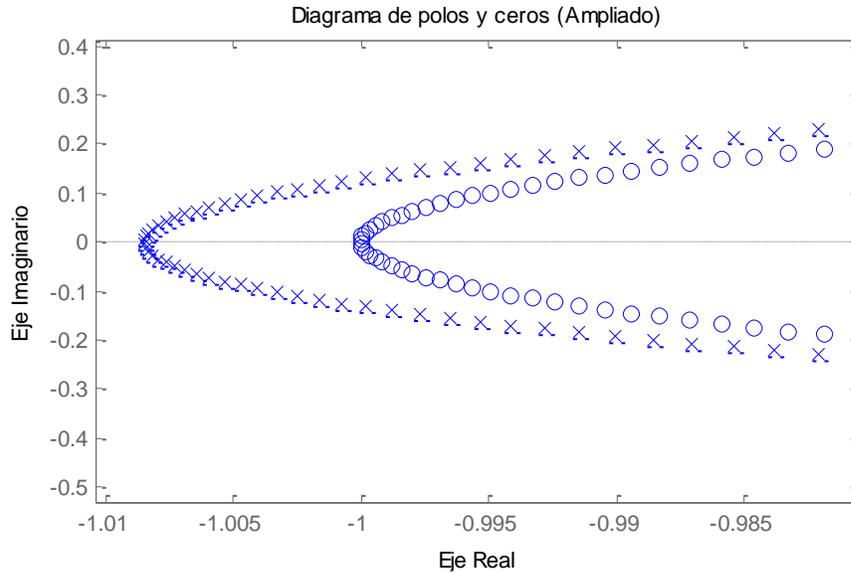


Figura 3.21 Zoom del diagrama de polos y ceros del sistema en lazo cerrado.

3.4.1 Propuestas para mejorar la estabilidad del sistema con filtro (FIR)

Para mejorar la estabilidad del sistema con filtro proponemos diseñar un Predictor de Smith que permita predecir la salida del sistema compensando los efectos del retardo de 0.42 segundos agregado por el filtro FIR de orden 840.

La Figura 3.22 muestra el diagrama de bloques representativo para el cálculo del Predictor de Smith. Se utiliza un modelo del proceso y las mediciones para estimar la salida del proceso sin retardo, que luego utiliza el controlador para el cálculo de la acción de control. El Predictor de Smith elimina teóricamente el retardo que pueda estar presente en el sistema (Smith and Corripio, 1997).

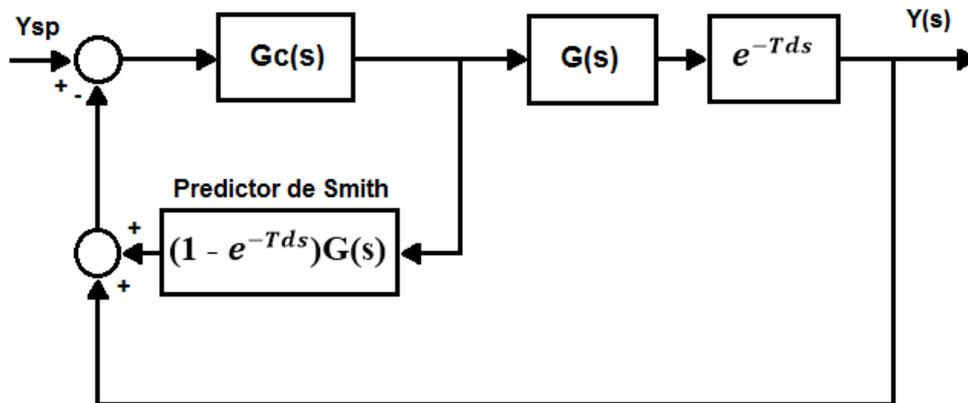


Figura 3.22 Esquema representativo del Predictor de Smith.

La Figura 3.23 muestra el esquema en *Simulink* del lazo de control de posición incluyendo el filtro y el Predictor de Smith. La señal que realimenta el sistema es sumada con un ruido blanco gaussiano de magnitud 0.00001.

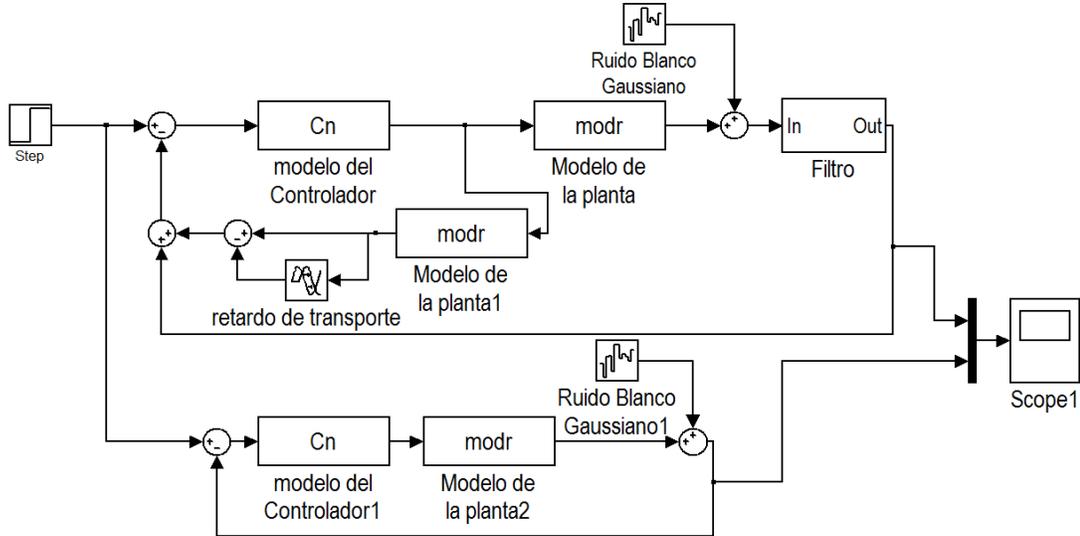


Figura 3.23 Diagrama de control de posición y control de posición con filtro incluyendo Predictor de Smith.

La Figura 3.24 muestra la respuesta del sistema ante una entrada paso. Para comprobar la efectividad del método se compararon la respuesta del sistema con filtro y Predictor de Smith y la respuesta del sistema sin filtro. Se observa que la señal es filtrada correctamente y que el sistema se mantiene estable, ya que el controlador no tiene en cuenta el retardo que agrega el filtro, sin embargo la respuesta sigue retardada 0,42 segundos.

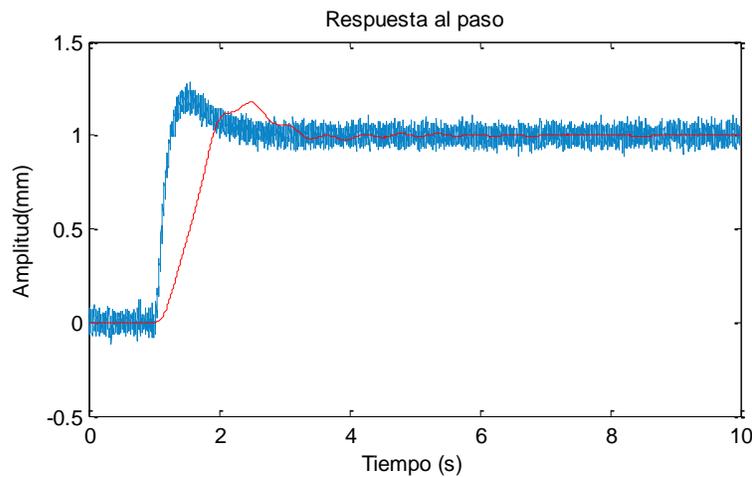


Figura 3.24 Respuesta del sistema ante una entrada paso.

3.5 Análisis Económico

El robot paralelo de 2 GDL, objeto de estudio tiene un precio de aproximadamente 12 000 USD con el control que posee actualmente. Incluyendo el sistema de visualización y mando el precio oscila entre 30 000 y 40 000 USD.

El costo de un paquete de electrodos de soldar por arco eléctrico tiene un valor en el mercado 3.00 USD, el metro cuadrado de plancha de acero de 3 mm cuesta 13.00 USD, las articulaciones universales 2.5 USD, y las vigas de acero de perfil U cuestan alrededor de 8 USD cada metro, un cilindro neumático de doble efecto 50 USD, debido al alto costo de los materiales es indispensable un correcto diseño y construcción de la plataforma.

La utilización de filtros digitales como parte del sistema de control de la plataforma de 2 GDL significa un ahorro en materiales y piezas, ya que estos no poseen componentes electrónicos como resistores, capacitores o inductores que necesiten ser reparados o cambiados. Por otra parte, su implementación protege a los elementos de acción final como las válvulas neumáticas de señales de mando contaminadas con ruido que deterioren el estado físico de las mismas. Además, son algoritmos que se pueden implementar como una secuencia de instrucciones en un ordenador convencional, facilitando el estudio y análisis de los mismos en ambientes estudiantiles. La implementación de los filtros digitales en control permite mejorar las prestaciones del sistema, lo que supone un ahorro en la aplicación de otras técnicas de mayor costo.

El empleo de esta plataforma como simulador de conducción para el entrenamiento militar, constituye un ahorro significativo de combustible, gomas, rodamientos y piezas de automóviles; por tanto disminuye el presupuesto que se utiliza en el mantenimiento de los vehículos reales, mejorando su disponibilidad. Además, el uso de este simulador contribuye a la formación profesional de estudiantes en la UCLV ya que se diseñan y validan estrategias de control y modelos matemáticos de forma experimental, lo cual también representa una ventaja económica considerable.

3.6 Conclusiones del capítulo

La realización del análisis espectral permitió la selección de la frecuencia de corte y el rango de atenuación de los filtros diseñados.

La implementación del filtro en el sistema de control mediante simulación, permite comprobar que el filtro FIR agregado provoca la inestabilidad del sistema.

La implementación del Predictor de Smith en el lazo de control demuestra que el tiempo de retardo que introduce el filtro en el sistema es la principal causa de inestabilidad.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

La realización de esta investigación permitió arribar a las siguientes conclusiones:

La bibliografía consultada permitió la selección de los filtros FIR como método para atenuar ruidos e interferencias.

El análisis frecuencial de las señales evidencia que estas concentran los componentes de energía espectral en las bajas frecuencias, existiendo un sobremuestreo del sistema de control.

Utilizando la herramienta *Fdatool* se diseñaron filtros FIR mediante los métodos de Enventanado y Parks-McClellan-Remez, los mismos presentaron orden elevado debido, principalmente, al sobremuestreo del sistema.

Al implementar los filtros FIR en el sistema de control se produce inestabilidad debido al tiempo de retardo que estos agregan.

Recomendaciones

Se recomienda:

Realizar en futuras investigaciones, la reducción de la frecuencia de muestreo del sistema de control del simulador de 2 GDL, con el objetivo de obtener filtros de menor orden que no afecten la estabilidad del sistema.

Implementar los filtros FIR en los demás lazos de control perteneciente a la plataforma de 2 GDL.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ARACIL, R., R. SALTARÉN, SABATER, J. M. & REINOSO, O. 2006. Robots Paralelos: máquinas con un pasado para una robótica del futuro. *Revista Iberoamericana de Automática e informática Industrial*, Vol. 3, 16-28.
- ARDANUY, X. 2014. *Design of a GUI based on the implemented IEEE1451 standard in a Wireless Sensor Network*. Universidad Tecnica de Berlin,.
- BARRIENTOS, A., PENIN, L. F., BALAGUER, C. & ARACIL, R. 1997. *Fundamentos de Robotica*, McGraw-Hill.
- BATTOCCHIO, E. & SMITT, C. 2013. Diseño de un controlador robusto para la cancelación activa de vibraciones en robots paralelo.
- CASTILLO, S. P. 2014. *Control con realimentación de fuerza de pistón electro-neumático en aplicaciones de simulador de conducción de 2GDL*. Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas.
- DUTTA, A. 2012. *Robotic Systems - Applications, Control And Programming*. S.L. : Intech.
- DWIVEDI, S. 2015. Comparison and Implementation of Different Types of IIR Filters for Lower Order & Economic Rate. *International Journal of Engineering Studies and Technical Approach*, Vol. 01, 15-26.
- FESTO 2008. Pressure transmitters SDET.
- GOMEZ, R. L., GOMEZ, J. C. P. & SABOGAL, C. A. V. 2005. *CONTROL PARA UN ROBOT ARTICULADO CON TRES GRADOS DE LIBERTAD QUE SIMULE EL MOVIMIENTO DE PATA*. tesis de grado, PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA.
- HAUS, H. A. 2012. *Electromagnetic noise and quantum optical measurements*, Springer Science & Bussiness Media.
- INDRA 2016. INDRA PONE EN EL MERCADO UN INNOVADOR SIMULADOR DE CONDUCCIÓN DE VEHÍCULO MILITAR 4x4. España, Madrid: INDRA.
- IZAGUIRRE, E. 2012. *Control cinemático en el espacio de tareas de robot paralelo neumático en aplicación de simulador de movimiento*,. Doctor, Universidad Central Marta Abreu de Las Villas.
- JACOB, J. M. 1988. *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*.
- JACOB, J. M. 1993. *Industrial Control Electronics: Applications and design*.
- KARRIS, S. T. 2003. *Signals and Systems with Matlab Applications*, U.S.A., Orchard Publications.
- KAUR, K. 2013. *Signal Processing in Robotics*. AZO Robotics.
- KAUR, S., SINGH, B. & SINGH, M. 2016. Different Design Approaches for the Optimization of FIR Filter Coefficients. *An International Journal of Engineering Sciences*, 17, 229-236.

- KUC, R. 2008. *Introduction to Digital Signal Processing*, BS Publications.
- LYONS, R. G. 2010. *Understanding Digital Signal Processing* Prentice Hall PTR.
- MADISETTI, V. K. & WILLIAMS, D. B. 1999. *Digital Signal Processing handbook*, Center for Signal and Image Processing, School of Electrical and Computer Engineering, Atlanta, Georgia.
- MATLAB 2010. Version 7.10 (R2010a) MATLAB Software ed.: 1984-2010 The MathWorks, Inc.
- MERCADO, E. J. S. 2011. SISTEMA DE LOCALIZACIÓN ACÚSTICO PARA ROBOTS MÓVILES BASADO EN MÚLTIPLES TRANSMISORES Y UN RECEPTOR. *Visión Electrónica*, pp. 32-40.
- MERLET, J. P. 2006. *Parallel Robots*, Springer.
- MERLET, J. P. 2008. *Parallel Robots*, Springer.
- MITRA, S. K. 2006. *Digital Signal Processing A Computer-Besed Approach*, California, McGraw-Hill.
- NEMICON 2008. SHAFT TYPE, OEW-2 Model.
- OGATA, K. 2002. *Sistemas de Control en Tiempo Discreto*, Mexico, Prentice Hall Hispanoamericana S.A.
- ORIHUELA, M. M. 2014. *Diseño de un mecanismo paralelo tipo plataforma de seis grados de libertad de apoyo móvil para un simulador de entrenamiento de conductores de automóviles.*, Pontificia Universidad Católica del Perú.
- OTTO, H. W. 1988. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, New York, JOHN WILEY & SONS.
- PELÁEZ, G., DOVAL, J., PÉREZ, J. M., VIZÁN, A. & BAUTISTA, E. 2005. UN METODO PARAMÉTRICO DE DISEÑO DE FILTROS FIR PARA SISTEMAS MECÁNICOS ROBOTIZADOS FLEXIBLES. *Revista Iberoamericana de Ingeniería Mecánica.* , Vol. 9, pp. 13-32.
- PROAKIS, J. G. & MANOLAKIS, D. K. 2006. *Digital Signal Processing*.
- RADER, C. M. 2006. The rise and fall of recursive digital filters. *IEEE Signal Proc. Magazine*.
- RODRÍGUEZ, I. T. 2010. *Implementación de filtrado FIR en PSoC para Procesamiento de Señales Biomédicas*. Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas.
- ROSAS, N. F., ANZOLA, M. F. & R., M. G. 2012. DISEÑO Y SIMULACIÓN DE FILTROS DIGITALES PARA IMPLEMENTAR UN CONTROL ACTIVO DE RUIDO. *Revista de la Facultad de Ingeniería*.
- SEPÚLVEDA, J. Q. 2009. Diseño de filtros FIR: Método de Ventanas. *Procesamiento Digital de Señales*.
- SERRANO, J. E. L., MARTÍNEZ, O. A. R. & CORREA, C. A. T. 2005. *IMPLEMENTACIÓN DE FILTROS DIGITALES UTILIZANDO EL PC*. UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER, .
- SHENOI, B. A. 2006. *Introduction to Digital Signal Processing and Filter Design* U.S.A, John Wiley & Sons, INC.
- SICILIANO, B. & KHATIB, O. 2008. *Handbook of Robotics*, Springer.
- SILVA, M. 2009. Computer-aided Integrated Design for Machines with Varying Dynamics.
- SMITH & JULIUS 2007. *"Introduction to Digital Filters with Audio Applications"*, W3K Publishing.
- SMITH, C. A. & CORRIPIO, A. B. 1997. *Principle and Practice of Automatic Process Control*, Estados Unidos, John Wiley & Sons, Inc.
- SMITH, S. W. 2003. *Digital Signal Processing (A Practical Guide for Engineers and Scientists)*, Elsevier Science.
- SWOBODA, D. M. 2015. An analysis of simple digital filters in robotic environments.
- URQUIJO, O. 2014. *Control de trayectoria en espacio de tareas para un simulador paralelo de 3 grados de libertad*. Master, Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas.
- VASEGHI, S. V. 2008. *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*, Brunel University, London, UK, A John Wiley and Sons, Ltd, Publication.
- VIGOUROUX, D. P. 2010. *Implementación de Unidad de Mediciones Inerciales (IMU) para robótica utilizando Filtro de Kalman*. Universidad Simón Bolívar.

- WANG, H. & XIE, Y. 2009. Adaptive Jacobian Position/force Tracking Control of Free-flying Manipulators. *Robotics and Autonomous Systems*.
- WINDER, S. 2002. *Analog and Digital Filter Design*, United States of America: Newnes.
- XIA, Y. 2001. *CONTINUOUS SLIDING MODE CONTROL OF A CARTESIAN PNEUMATIC ROBOT*. Master of Science, Queen's University.
- XSENS 2005-2008. MTi and MTx User Manual and Technical Documentation. *In: TECHNOLOGIES*, X. (ed.).