



UN METODO PARAMÉTRICO DE DISEÑO DE FILTROS FIR PARA SISTEMAS MECÁNICOS ROBOTIZADOS FLEXIBLES

G. PELÁEZ¹, J. DOVAL², J. M. PÉREZ³, A. VIZÁN³, E. BAUTISTA³

¹ Universidad de Vigo, ETSII, Departamento de Ingeniería Mecánica
Lagoas 9, 36200 Vigo, España

² Universidad de Vigo, ETSII, Departamento de Tecnología Electrónica
Lagoas 9, 36200 Vigo, España

³ Universidad Politécnica de Madrid, ETSII, Departamento de Ingeniería Mecánica y Fabricación
José Gutiérrez Abascal 2, 28006 Madrid, España

(Recibido 3 de abril de 2003, revisado 4 de febrero de 2004, para publicación 22 de febrero de 2005)

Resumen – Las prestaciones de algunos sistemas mecánicos se encuentran muchas veces limitadas por su flexibilidad, interpretada en el contexto de este trabajo como comportamiento subamortiguado. Una forma de contrarrestar los efectos críticos de la flexibilidad es generar órdenes de movimiento que no inducen vibración. Un sistema para el cual es posible establecer un modelo dinámico moderadamente preciso y asequible es un buen candidato para diseñar y emplear en él un tipo especial de órdenes de movimiento filtrados. Los filtros FIR para sistemas mecánicos (SM) utilizados hasta el presente se basan en modelos generales, y en su diseño emplean la frecuencia natural y el amortiguamiento del sistema de referencia de segundo orden como parámetros fundamentales. En este artículo se diseña y desarrolla un filtro FIR-SM a partir de las desviaciones específicas de variables físicas del sistema mecánico flexible, en lugar de hacerlo de forma general en un intervalo de frecuencias. Un brazo robotizado esbelto de un par rotativo accionado neumáticamente se utiliza para demostrar la efectividad del método de diseño de filtros FIR-SM propuesto.

1. INTRODUCCIÓN

La flexibilidad inherente a muchos sistemas mecánicos a menudo impone limitaciones prácticas en su modo de operación. Para superar esta problemática se han planteado soluciones diversas: incrementar la rigidez de la estructura de la máquina, añadir dispositivos amortiguadores al sistema, emplear sensores y actuadores adicionales asociados a controles de bucle cerrado sofisticados, y finalmente generar órdenes de movimiento específicos en las cuales el conocimiento de la naturaleza oscilatoria del movimiento del sistema se utiliza para alterar la señal de referencia. Una forma de diseñar esas órdenes de movimiento, es convolucionar una serie de impulsos, de hecho los coeficientes de un filtro, con la señal del movimiento. El resultado de esa convolución es la señal filtrada que se utiliza como la nueva señal de referencia que gobierna el movimiento del sistema mecánico, Fig. 1.

Las amplitudes e instantes de tiempo en que se instalan los impulsos del filtro diseñado con esta finalidad se obtienen estableciendo restricciones en la expresión de la amplitud de la vibración residual provocada por la secuencia de impulsos en la respuesta de un sistema mecánico subamortiguado de referencia con el que se modela un modo flexible de una máquina. Esa expresión normalizada fue sintetizada, sobre la base de la representación vectorial de la vibración, por Singer y Seering [1].

$$\%V(\omega, \delta) = e^{-\delta\omega_n} \sqrt{[C(\omega, \delta)]^2 + [S(\omega, \delta)]^2} \quad (1)$$

en la cual,

$$C(\omega, \delta) = \sum_{i=1}^n A_i e^{\delta\omega_n} \cdot \cos(\omega\sqrt{1-\delta^2})$$

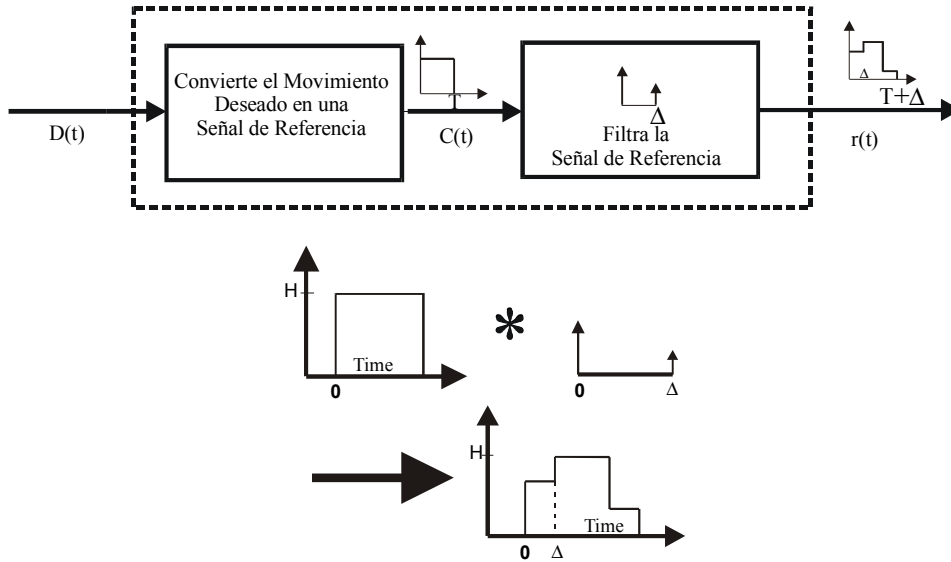


Fig. 1. Generador de Ordenes de movimiento para Filtrar en tiempo real la señal de referencia. Parte superior de la Figura: $D(t)$: Movimiento Deseado. $C(t)$: Señal de Referencia Inicial. $r(t)$: Señal de Referencia Filtrada. Parte inferior: operación de convolución para filtrar la señal de referencia.

$$S(\omega, \delta) = \sum_{i=1}^n A_i e^{\delta \omega t_i} \cdot \sin(\omega \sqrt{1 - \delta^2})$$

V es el porcentaje de vibración residual A_i es la amplitud del i -ésimo impulso instalado en el instante t_i , ω es la frecuencia circular natural y δ es la razón de amortiguamiento del modo flexible. Flexible en este contexto significa respuesta subamortiguada.

Dada la versatilidad de la ecuación (1), ésta ha tenido una repercusión importante en robótica flexible de sistemas con modelos lineales. Ya que si este es el caso la respuesta se puede obtener por superposición de la respuesta a la orden sin filtrar mas la respuesta a la secuencia de impulsos. Esta secuencia se diseña con la finalidad de mejorar la respuesta dinámica en un sentido determinado: reducir la vibración residual al finalizar el posicionamiento, limitar la desviación de la trayectoria durante el movimiento, evitar obstáculos sin vibración adicional,... Estos objetivos se consiguen al restringir que (1) sea igual a cero o inferior a un determinado valor, que las amplitudes de los impulsos verifiquen determinadas condiciones, que el valor máximo del instante temporal del último impulso sea todo lo menor posible, y que la falta de robustez motivada por los errores en la identificación de los parámetros del sistema mecánico no afecte sustancialmente a la efectividad del filtrado.

La Fig. 2 muestra la desviación de la carga de una grúa, una máquina de referencia con al menos un modo flexible, correspondiente a dos órdenes de movimiento diferentes, la primera un escalón de duración limitada y la segunda el mismo escalón convolucionado con un filtro del tipo descrito que en este contexto denominamos FIR-SM (respuesta finita al impulso para sistemas mecánicos). Este filtro en particular posee tres impulsos. Sus amplitudes adoptan solo los valores $+1$ y -1 debido al tipo de actuador. Los instantes de tiempo en que se instalan los impulsos se han obtenido a partir de (1), asumiendo en esta ecuación un valor para la frecuencia natural de la vibración de la carga ω igual a $\sqrt{g/\ell}$ en la cual ℓ es la longitud del cable del que esta suspendida.

2. REVISIÓN RÁPIDA DEL FILTRADO FIR E IIR

El diseño de órdenes de movimiento utilizando técnicas de filtrado se desarrolla sobre la base de extraer las energías en los alrededores de las frecuencias de vibración del sistema mecánico. Los filtros se utilizan

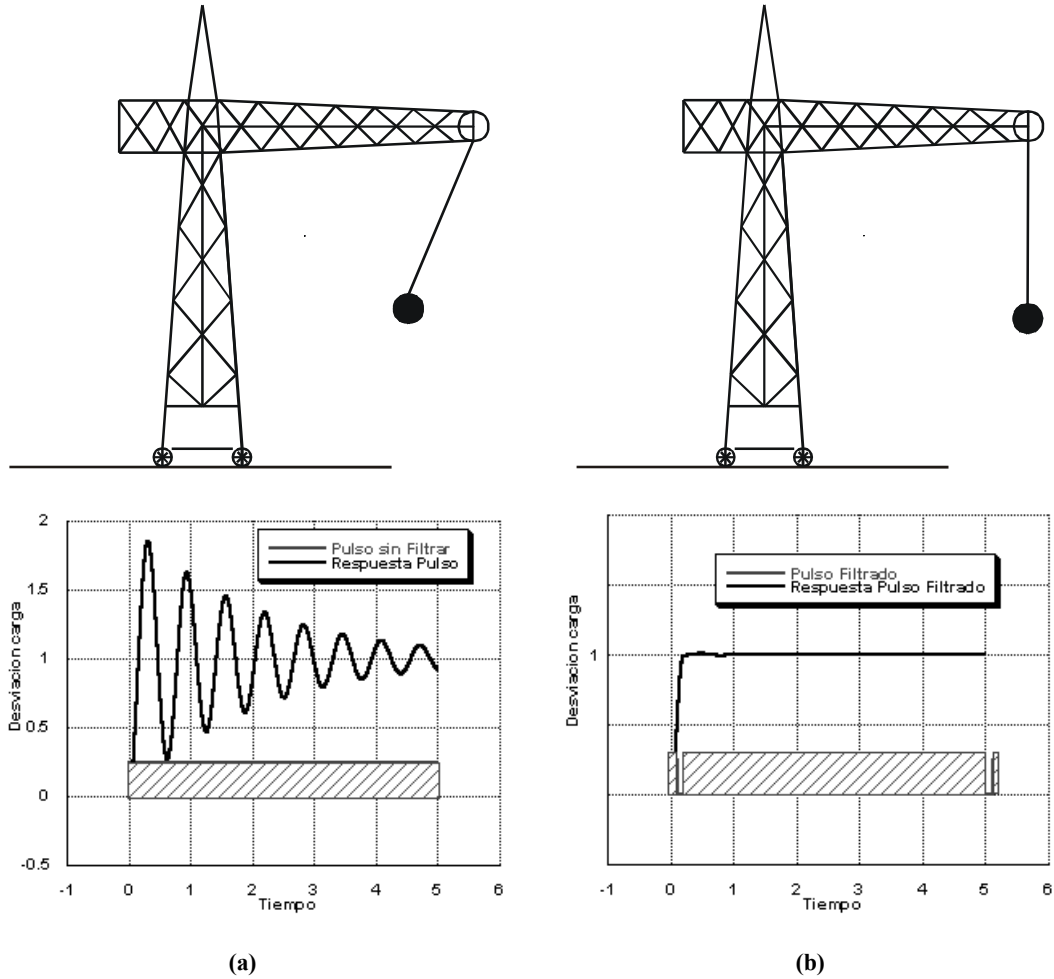


Fig. 2. Efecto en la respuesta de una grúa del filtrado FIR-SM de las órdenes de movimiento: a) vibración de la carga provocada por un pulso en la entrada de movimiento, b) ausencia de vibración para una entrada de movimiento filtrada. Condiciones: $\omega_n = \sqrt{g/\ell} = 10[\text{rad}/\text{s}]$, $\delta = 0,05$.

entonces para pre-procesar la señal de entrada de movimiento de forma que no se introduzca energía en el sistema en las frecuencias correspondientes a los modos flexibles.

Para sistemas lineales, los filtros se clasifican en aquellos que tienen una respuesta finita al impulso (FIR) o una respuesta infinita (IIR). Los filtros FIR tienen ventajas y desventajas frente a los filtros IIR. Las ventajas más destacables son:

1. Pueden tener exactamente una respuesta en fase lineal que no distorsiona la entrada.
2. Son siempre estables, solo poseen ceros.
3. Los métodos de diseño son generalmente lineales.
4. Pueden realizarse de forma eficiente en el hardware.
5. Su respuesta transitoria es finita.
6. Se describen con ecuaciones en diferencias causales (no recursivas).

La desventaja primaria es que a menudo alcanzan un orden superior que los filtros IIR para un mismo nivel de prestaciones, correspondientemente los recursos de cálculo del sistema digital en que se instalan deben ser los suficientes para que los cálculos que conlleva el filtrado FIR puedan realizarse en la ventana de tiempo implícitamente definida por el tiempo de muestreo con que trabaja el sistema. Exigencia que es más asequible en los filtros IIR de prestaciones similares con menos coeficientes.

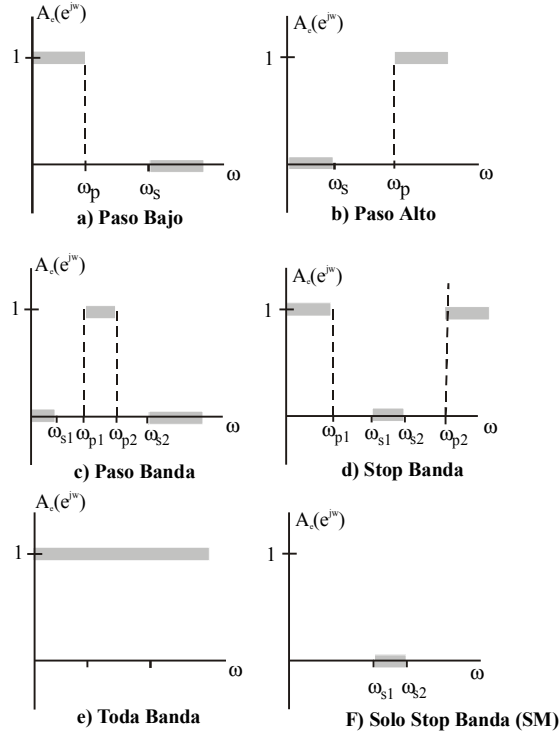


Fig. 3. Los tipos de filtros ideales y FIR-SM.

Una cantidad considerable de trabajos de investigación importantes se han dedicado a desarrollar y diseñar filtros de ambos tipos, entre otros los de Oppenheim, Parks, Taylor y Zerev [2,3,4,5]. Los filtros ideales de ambas clases pueden considerarse como uno de estos cinco modelos básicos, Fig. 3:

- **Filtros paso bajo:** Permiten pasar las vibraciones de frecuencias bajas y atenúan las frecuencias altas.
- **Filtros paso alto:** Pasan las vibraciones de frecuencias altas, atenúan las bajas frecuencias.
- **Filtros paso banda:** Permiten el paso de una banda de frecuencias, atenúan las frecuencia por encima y por debajo de este rango.
- **Filtros stop banda:** Atenúan un rango de frecuencias, pasan las frecuencias por encima y por debajo de esa banda.
- **Filtros banda completa:** Pasan todas las frecuencias introduciendo desfases predecibles a ciertas frecuencias.

Los filtros paso bajo como el indicado en la Fig. 3 se denominan ideales porque permiten pasar exactamente un conjunto de frecuencias bajas y rechazan completamente otro conjunto de frecuencias mas altas. Sin embargo esto no es necesariamente deseable ya que la respuesta a un escalón del un filtro paso bajo ideal contiene sobre-amplitud en la vecindad de la discontinuidad del filtro y rizado posterior. Por esta razón es preferible permitir cierta flexibilidad en el comportamiento del filtro entre la banda de paso y la banda de stop. Esto se resuelve aceptando alguna desviación de la ganancia unidad en la banda de paso y del valor cero de ganancia en la banda de stop así como una transición con continuidad entre ambas. Por lo tanto, las especificaciones para un filtro paso bajo real tal como se indican en la Fig. 4 se reducen a restringir que la respuesta en frecuencia del filtro no invada ciertas regiones, sombreadas en la Fig. 4.

Para analizar el efecto del filtrado paso bajo en este contexto se diseña un filtro de este tipo no ideal con una frecuencia de corte tres veces menor que la frecuencia del modo flexible, del sistema mecánico, en otros términos la duración temporal del filtro es de tres veces el período del modo flexible del sistema. La respuesta a un escalón unitario filtrado de esta forma muestra una vibración residual considerable como se

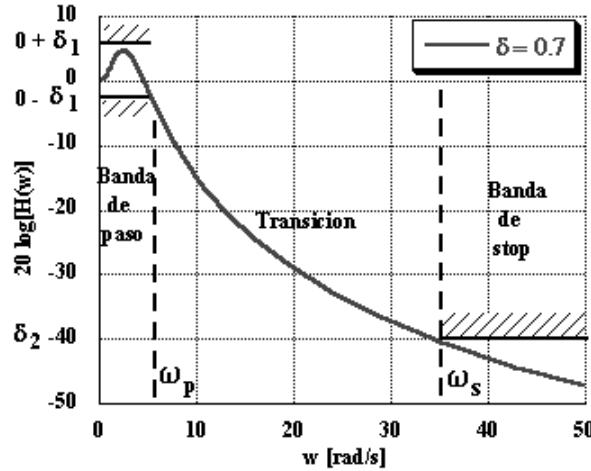


Fig. 4. Tolerancias para un filtro paso bajo no ideal de segundo orden ($\omega_c = 3,33$, $\delta = 0,7$). Condiciones: la atenuación en la frecuencia de corte, $\omega_c = 10$ [rad/s], es 15 db; el rizado tolerable en la banda de paso es $\pm \delta_1$ db ($\delta_1 = 3$), y el rizado tolerable en la banda de stop es $\pm \delta_2$ db ($\delta_2 = 10$); el eje de las frecuencias de paso es $\omega_p = 6$ [rad/s], el eje de las frecuencias de stop se asume en $\omega_s = 35$ [rad/s].

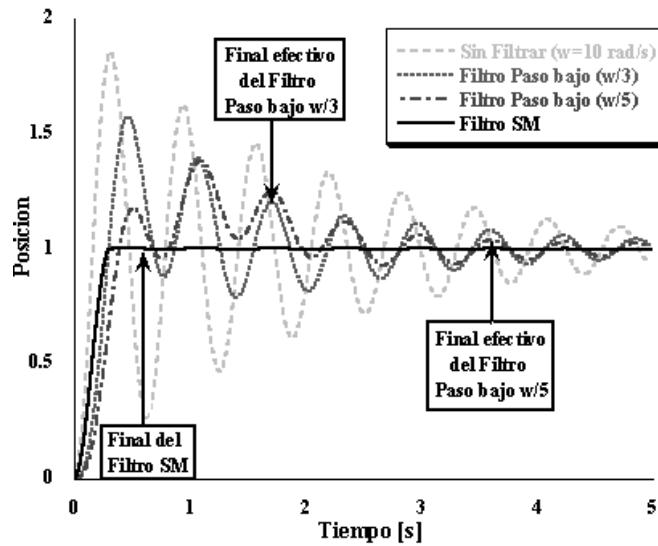


Fig. 5. Respuesta de un sistema subamortiguado a una entrada de posición unidad, sin filtrar, filtrada con filtros paso bajo, y FIR-SM (ZV). Condiciones: sistema mecánico $\omega_n = 10$, $\delta = 0,05$. Tiempo muestreo 1 [ms].

indica en la Fig. 5. Por esta razón se determinó la respuesta utilizando una dimensión temporal mayor correspondiente a cinco periodos (frecuencia de corte cinco veces menor que la del sistema). Las respuestas indican que la longitud de los filtros paso bajo debe ser significativamente mayor que el período del modo flexible del sistema para que sean efectivos. Estas respuestas se muestran en la Fig. 5 y pueden compararse con la respuesta sin filtrar y la respuesta filtrada con un filtro FIR-SM.

Por otra parte aún cuando las características selectivas en frecuencia del filtro ideal fueran deseable, no son realizables. Es evidente que el filtro paso bajo ideal no es causal, ya que son necesarias ecuaciones en diferencias recursivas para sintetizarlo en sistemas de computación digitales. Cuando el filtrado se va a realizar en tiempo real, la causalidad es necesaria, y por lo tanto desde este punto de vista también es necesaria una aproximación causal al filtro paso bajo ideal que permita su implementación en sistemas de

Tabla 1

Método	Descripción	Ejemplo
Enventanado (Windowing)	Se utiliza una ventana de frecuencias circulares empleando diferentes tipos de muestreo en el conjunto de frecuencias normalizadas.	Ventana Hamming $\omega(k+1) = 0.54 - 0.46 \cos\left(2\pi \frac{k}{n-1}\right)$
Multibanda con bandas de transición	Se utilizan algoritmos de optimización para ajustar la respuesta deseada en frecuencia a la respuesta real.	Algoritmo Parks-McClellan. Remez los coeficientes siguen la distribución simétrica $b(k) = b(n+2-k)$
Restricción de mínimos cuadrados	Minimiza la integral del error cuadrático sobre el rango completo de frecuencias imponiendo restricciones al mayor valor del error.	El algoritmo es un algoritmo de múltiple cambio que utiliza los multiplicadores de Lagrange y las condiciones Kuhn-Tucker en cada iteración.
Respuesta arbitraria	Con respuestas arbitrarias incluyendo fase no lineal y filtros complejos.	El error Chebyshev (o minimax) se optimiza para producir un filtro con igual ondulación en las bandas de paso.
Transición cosenoidal	Se suaviza la banda de transición mediante una conexión cosenoidal.	Filtro paso bajo de cualquier orden con una banda de transición cosenoidal.

control de posición discretos. Esto resulta viable si se relajan las exigencias del filtro ideal para obtener causalidad en la ecuación en diferencias que explicita como es el filtro.

El efecto del filtrado de paso bajo en la señal de entrada de movimiento al sistema consiste básicamente en suavizar esta señal. Para secuencias discretas de valores de esta entrada de movimiento una operación de suavizado asequible es la denominada valor medio flotante, en la cual el valor suavizado en la salida del filtro en cualquier instante de muestro es el valor medio en la vecindad del valor de la entrada. El fundamento consiste en que promediando los valores de la entrada de movimiento localmente, las variaciones rápidas se promediaran y solo las variaciones lentas se reflejaran en la señal filtrada de salida. Promediar la entrada dentro de una ventana temporal es pues la base de una de las técnicas de filtrado FIR paso bajo para sistema digitales. Otras técnicas se basan en muestrear la transformada inversa de la respuesta en frecuencia deseada para el filtro. La forma en que se realiza el muestreo en frecuencia por enventanado o utilizando otras estrategias ha originado en el tiempo una diversidad considerable de filtros FIR algunos de los cuales se indican en la Tabla 1. A continuación se describen de forma sucinta algunos de ellos para, en este contexto, progresar en nuestro análisis comparativo.

2.1. Filtros FIR Hamming y Parks-McClellan de paso bajo

Una ventana de tipo hamming con una frecuencia de corte normalizada correspondiente al 70% de la frecuencia del modo flexible del sistema mecánico ($\omega_n = 100$ rad/s, $\delta = 0,05$) se utiliza para diseñar un filtro paso bajo de orden 64 para una frecuencia de muestreo de 10^3 Hz. La respuesta indica que la longitud del filtro no debe ser menor de 64 coeficientes para conseguir una reducción razonable de la vibración residual. Esta respuesta se muestra en la Fig. 6 y en la tabla 2.

A continuación se diseña un filtro utilizando la técnica Parks-McClellan mediante el algoritmo de intercambio Remez para obtener un filtro con un ajuste óptimo entre la respuesta en frecuencia deseada y la respuesta en frecuencia real. De esta forma el error máximo entre ambas se minimiza. La respuesta en frecuencia deseada esta descrita por:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{f}_{\text{nor}} \\ \mathbf{a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.021 & 0.0285 & 0.03 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

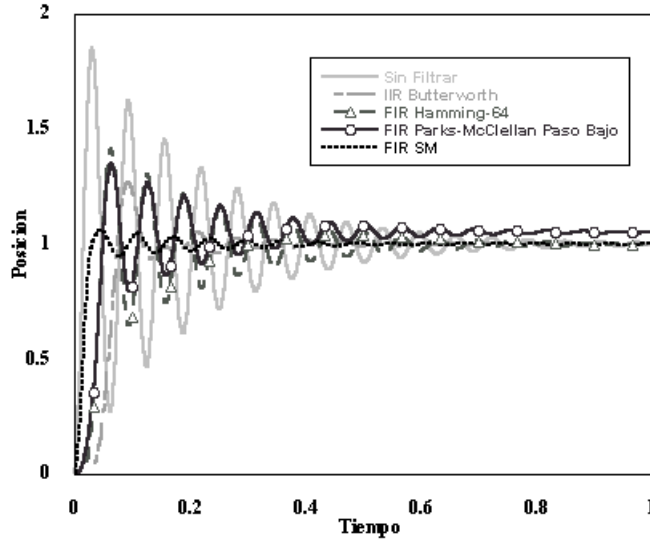


Fig. 6. Respuesta de un sistema subamortiguado discreto a una entrada de posición unidad, sin filtrar, filtrada con filtros FIR de orden 64 por método de enventanado Hamming y algoritmo Parks-MacClellan, IIR Butterworth de orden 5 y FIR-SM-ZV (2 coeficientes). Condiciones: sistema mecánico $\omega_n = 100$ [rad/s], $\delta = 0,05$. Tiempo muestreo 1 [ms].

en la cual f_{nor} es la frecuencia normalizada que corresponde a la frecuencia en hertz dividida por la frecuencia de Nyquist 500 Hz en nuestro caso, y “a” es un vector que contiene las amplitudes deseadas en los puntos especificados por f_{nor} . El filtro fue diseñado con una frecuencia de paso de banda en el 70% y una frecuencia de stop banda en el 95% de la frecuencia del modo natural respectivamente. Aunque la duración temporal de este filtro es corta, de solo un período de vibración del modo flexible, la pobre reducción de la vibración como se demuestra en la Figura 6 y la dificultad de implementación en tiempo real del Filtro (debido al considerable número de coeficientes, también 64 en este caso) reducen las prestaciones posibles de este filtro como se resumen en la Tabla 2.

2.2. IIR butterworth lowpass filters

Aunque los filtros FIR son más versátiles en cuanto a sus posibilidades de implementación en sistemas de control digitales y aportan mayor flexibilidad en la respuesta del propio filtro según Oppenheim y Shafer [6]; sin embargo los filtros IIR también se sintetizan de forma asequible en sistemas analógicos, y cuando se diseñan para sistemas digitales puesto que contienen polos, deben emplearse algoritmos adecuados de integración dinámica. Entre los muchos filtros IIR disponibles, los mas populares son los filtros

Tabla 2. Resumen de las prestaciones de filtros FIR e IIR.

FILTROS		Tiempo de subida [s]	Sobre-Amplitud %	Vibración residual en el quinto ciclo%	Duración (ciclos)
Unshaped		0.03	85.0%	17.0%	0
IIR 5° Butterworth		0.09	27.0%	2.0%	3
FIRR	64° Hamming	0.063	40.0%	11.0%	2
FIR	Parks MacClellan	0.061	30.0%	5.0%	1
ZV-Shaper		0.04	5.0%	1.7%	0.5

Butterworth, Chebyshev y los elípticos. En nuestro análisis comparativo limitado sin pérdida de generalidad consideramos solo los filtros Butterworth. Tablas con parámetros y circuitos para todos ellos pueden encontrarse en Zerev [5]. La respuesta de un filtro IIR Butterworth se muestra en la Fig. 6 y un análisis comparativo de sus prestaciones se indica en la Tabla 2. El filtro Butterworth se diseñó con una banda de paso en el 70% de la frecuencia circular del sistema mecánico, y una banda de stop en el 95% de dicha frecuencia circular. Aunque la reducción de la vibración obtenida con este tipo de filtro es considerable, el retraso que provoca en la respuesta del sistema hace que su utilización práctica sea muy limitada.

A partir de los resultados indicados en la Tabla 2 y en la Fig. 6 se concluye que el filtrado FIR-SM es ventajoso respecto al filtrado FIR e IIR tradicional porque los filtros FIR-SM tienen un comparativamente menor número de impulsos o coeficientes del filtro, su implementación en sistemas en tiempo real es más asequible por su menor carga computacional, duración temporal más corta y consiguen además mayor reducción de la vibración en los modos flexibles en cuyas frecuencias tratan de no introducir energía.

Como resultado de esta relativa sencillez en las especificaciones, se han determinado de forma compacta y aplicado en máquinas diversas muchos tipos de filtros FIR-SM: Singer y Seering (1989) en robots flexibles [7], Rattan y Feliu (1992) en manipuladores flexibles [8,9]; Peláez y Singhose (2002) en manipuladores robotizados flexibles con generadores solo de enteros [10], Peláez Singhose y Vizán (2002) en máquinas de estructura esbelta con accionamientos neumáticos para corte de anagramas de automóvil [11]; también en máquinas que deben seguir una trayectoria programada Peláez y Vizán (2003) demostraron reducciones del error de contorno empleando órdenes de movimiento filtradas en sus ejes [12]. El punto común de todos estos diseños es que están basados en la estimación de los valores específicos de las frecuencias naturales del sistema mecánico. Sin embargo pueden existir errores en la identificación experimental o analítica de esas frecuencias. Si este es el caso el filtro debe ser suficientemente robusto para afrontarlas. Este filtrado FIR-SM robusto, se consigue limitando el nivel de la amplitud de la vibración explicitado por (1) en algunas frecuencias dentro de un intervalo en torno a la frecuencia esperada.

Este trabajo trata de estimar el intervalo de variación de la frecuencia del modo flexible mediante análisis dinámico paramétrico del sistema mecánico. Se utiliza cálculo simbólico. Determinado el intervalo de frecuencias involucrado se diseña un filtro FIR-SM robusto frente a esas variaciones.

En el siguiente epígrafe se esboza el método general propuesto. A partir de este punto se utiliza este método para reducir la vibración de un sistema de posicionamiento punto a punto consistente en un brazo robotizado esbelto con un actuador neumático rotativo para el cual este diseño paramétrico de las órdenes de movimiento podría ofrecer ventajas. Dentro del epígrafe cuarto se describe el sistema mecánico y se desarrolla un análisis dinámico del mismo. En el quinto epígrafe se diseña el filtro. El epígrafe sexto incluye algunos resultados experimentales y el último epígrafe contiene una conclusión breve.

3. METODO GENERAL DE DISEÑO PARAMÉTRICO DE FILTROS FIR-SM

Es evidente que la dinámica de los sistemas mecánicos está vinculada a sus parámetros físicos. En consecuencia, la variación en dichos parámetros provoca cambios en las frecuencias naturales. Un ejemplo clásico, ya indicado en la Fig.2, es la carga de un puente grúa que puede modelarse como un péndulo simple, en el cual la frecuencia natural $\omega = \sqrt{g/\ell}$ cambia de acuerdo a los cambios en la longitud del mismo. Los cambios en la frecuencia pueden obtenerse a partir de todas las posibles variaciones de los parámetros a los que es sensible. Por lo tanto, para sistemas mecánicos que pueden modelarse matemáticamente de forma asequible, las frecuencias naturales se obtienen como una función de sus parámetros físicos.

En el método de diseño paramétrico general que se presenta a continuación el primer paso necesario es pues disponer de una expresión de la variable dinámica (ángulo o desplazamiento cartesiano) que explicita la vibración o el movimiento del sistema mecánico en su modo flexible como una función de los parámetros físicos de éste. Es además adecuado estimar la correlación como una medida de la rigidez de la relación entre la frecuencia y amplitud de la vibración de la variable dinámica y los parámetros físicos de los que es función. Si es baja la dependencia funcional de la variable dinámica respecto a un parámetro su correlación es próxima a cero. Por el contrario, si es alta, la correlación se aproxima a la unidad y las va-

riaciones del parámetro conllevan desviaciones significativas en la frecuencia y/o amplitud de la vibración de la variable dinámica. En consecuencia, el objetivo de diseño será limitar la amplitud de la vibración descrita por la variable dinámica sólo en las frecuencias que resultan de determinadas combinaciones posibles de los parámetros con una correlación alta mientras que no es necesario limitarla en otras combinaciones que no son posibles o de parámetros con correlación débil.

El proceso subsiguiente consiste en obtener la respuesta vibratoria de la variable dinámica ante un impulso de magnitud conocida introducido en la entrada de movimiento del sistema en un instante determinado. A partir de este punto, asumiendo linealidad y con algunas transformaciones trigonométricas sencillas es posible obtener una expresión de la vibración provocada por una secuencia de impulsos con diferentes localizaciones temporales. Esta expresión es una función implícitamente dependiente de los parámetros físicos del sistema mecánico.

Finalmente, a partir de esta función que explicita el valor de la variable dinámica se limita el valor que ésta puede alcanzar en determinadas combinaciones posibles de los parámetros físicos. Esto conlleva un proceso de cálculo matemático consistente en minimizar la función que describe la vibración bajo un determinado conjunto de restricciones. El resultado son las amplitudes e instantes de tiempo en los que se deben instalar los impulsos, en definitiva los valores de los coeficientes del filtro FIR-SM. La naturaleza no lineal del conjunto de ecuaciones así constituido implica que en la práctica totalidad de los casos para los filtros diseñados con este método no es posible obtener una solución compacta y cerrada. Sin embargo si es posible obtener soluciones numéricas con programas de cálculo matemático y optimización.

Para exponer de forma descriptiva y concisa este método general de diseño paramétrico de filtros FIR para sistema mecánicos se considera el caso de un manipulador robotizado con una junta rotativa y una barra esbelta que introduce flexibilidad en el sistema.

4. ANÁLISIS DINÁMICO DE UN BRAZO ROBOTIZADO FLEXIBLE

En la Fig. 7 se muestra una representación esquemática que facilita el análisis dinámico del brazo robotizado esbelto con un actuador neumático rotativo. El brazo gira aplicando presión en el cilindro neumático de doble efecto solidario a la cremallera, ésta engrana con el piñón, el salto de engranajes disminuye la velocidad angular $\dot{\phi}_M$ del piñón a la vez que incrementa el par disponible en la corona. Aquí el brazo se ha modelado como una barra rígida de longitud ℓ , vinculada mediante un resorte de torsión «K» al eje de rotación de la corona. En el extremo de la barra una masa «m» representa la carga manipulada por el brazo en su función de cargador. Este esquema implica flexibilidad en la máquina, puesto que conlleva diferencias entre el ángulo girado por la corona (de acuerdo a la ley del engrane vale $\phi_R = n \cdot \phi_M$; $n = Z_p/Z_c$) y el ángulo girado por la carga ϕ_L . Esa diferencia se consigna en el esquema mediante la variable ϕ_d . El valor del correspondiente par elástico es pues $T(\phi_d) = K\phi_d$. La inercia asociada de la corona, piñón y cremallera, puede estimarse como:

$$J_T = J_{CO} + n^2(J_M + M_c r^2) \quad (2)$$

en la cual J_{co} es la inercia de la propia corona, J_M es la inercia del piñón, y M_c es la masa de la cremallera. La (2) traslada la carga inercial que representa la suma de estas últimas al eje de rotación de la corona con el valor J_T . Para la corona es asequible escribir entonces que su dinámica esta gobernada por:

$$J_T \ddot{\phi}_R + c \dot{\phi}_R = M - T(\phi_d) \quad (3)$$

La carga inercial J_L que representa el brazo con la pieza en su extremo puede modelarse de forma discreta como $J_L = m \ell^2 + 1/3 m_b \ell^2 \alpha$, en la cual se incluyen las contribuciones inerciales de la carga en el extremo y del propio brazo afectada ésta de un coeficiente α función de la forma de la elástica. Aunque debe hacerse la salvedad que se ha asumido para la barra elástica un solo grado de libertad, modelándola como una barra rígida y un resorte de constante elástica $K = 3EI/\ell^3$, lo cual proporciona resultados aceptables en muchos casos, aunque se trate obviamente de un sistema continuo de infinitos grados de

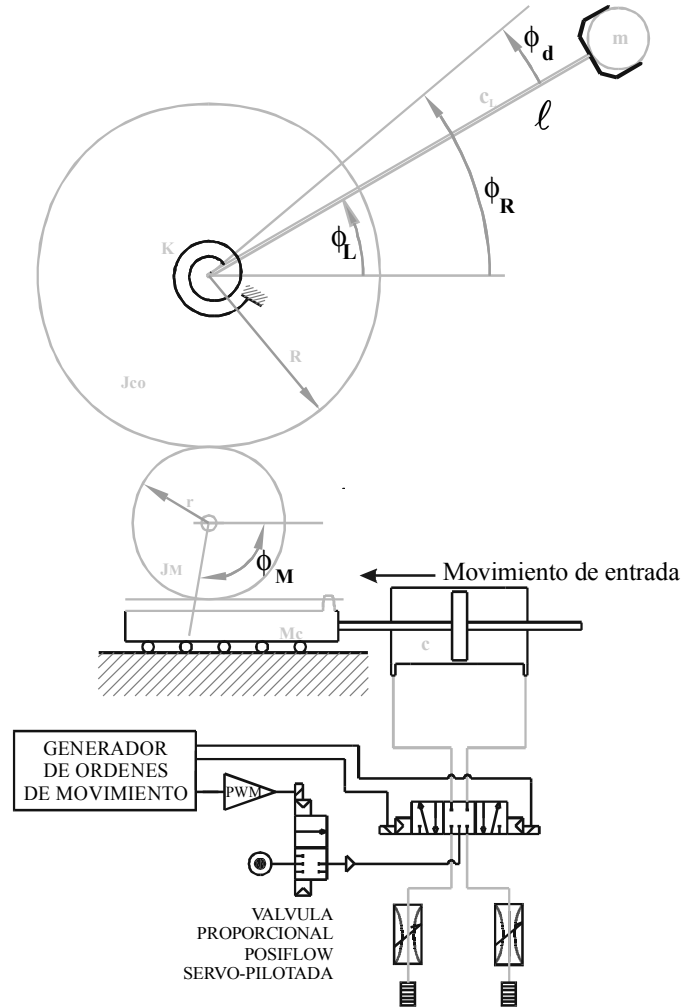


Fig. 7. Brazo robotizado esbelto con actuador neumático rotativo.

libertad. Si este es el caso de nuestra aproximación, la ecuación que describe la dinámica de la barra con la carga en su extremo es:

$$J_L \ddot{\phi}_L + c_L \dot{\phi}_L = T(\phi_d) \quad (4)$$

en la cual,

$$T(\phi_d) = K\phi_d \quad \phi_d = \phi_R - \phi_L \quad (5)$$

El par $T(\phi_d)$ tiene simultáneamente el papel de excitación forzada para la carga y par resistente para el conjunto piñón-cremallera motriz. De las ecuaciones (2) a (4) se infiere que el modelo propuesto cumple la condición de ser moderadamente preciso y asequible para el planteamiento de las ecuaciones de su dinámica, es por lo tanto un buen candidato para diseñar y emplear en él este tipo especial de órdenes de movimiento filtrados que pueden mejorar la dinámica del cargador. El valor de la frecuencia del modo oscilatorio de este brazo robotizado es,

$$\omega = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{1}{6} \frac{\sqrt[3]{\alpha}}{J_T J_L} + \frac{2}{3} \beta \right) \quad (6)$$

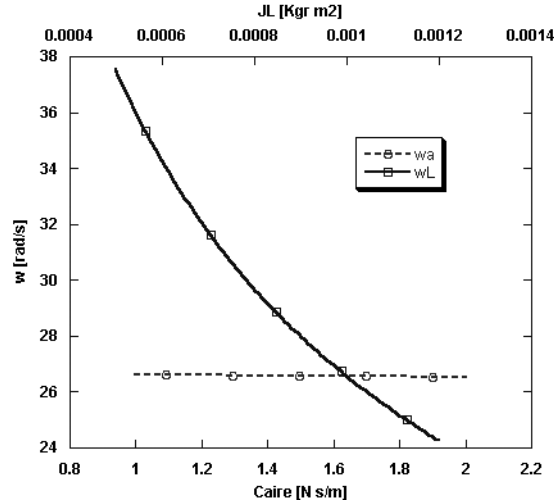


Fig. 8. Correlación entre la frecuencia circular del sistema y el amortiguamiento del aire y la carga inercial.

donde $\alpha = \alpha (J_T, J_L, c, c_L)$ responde a una expresión poco compacta que no se incluye aquí por su extensión, β puede expresarse en función de α de la forma,

$$\beta = \frac{J_T J_L c \cdot c_L + 3J_T^2 J_L K + 3J_T J_L^2 K - c^2 J_L^2 - J_T^2 c_L^2}{J_T J_L \sqrt[3]{\alpha}} \quad (7)$$

Nótese que el valor de esta frecuencia circular corresponde a la parte imaginaria de uno de los dos autovalores complejos conjugados de la matriz de estado del sistema representado por la ecuaciones (2) a (5). Los dos autovalores restantes uno es nulo correspondiente a un modo rígido, y el otro es real y por lo tanto no corresponde a la respuesta vibratoria aunque se superpone a ésta. Razonablemente uno de los parámetros con mayor incertidumbre asociada es el amortiguamiento neumático «c». La Fig.8. muestra el cambio limitado del valor de la frecuencia circular del sistema cuando «c» varía dentro de los límites indicados en [13,14]. Sin embargo, en la misma Fig.8 se aprecia comparativamente una mayor sensibilidad de la frecuencia circular natural del sistema mecánico a las variaciones del momento de inercia de la carga J_L . En ambos casos se mantienen constantes el resto de parámetros incluyendo la elasticidad K de la barra cuya medida experimental es asequible.

La importancia del efecto de la elasticidad de la barra en la respuesta del sistema puede examinarse a partir de la respuesta vibratoria de la variable ϕ_L a un impulso de magnitud U , introducido en la entrada de movimiento del sistema en el instante t_0 :

$$\phi_{Lv1} = U \cdot F \cdot e^{-a(t-t_0)} \sin(\omega(t-t_0)) \quad (8)$$

donde,

$$a = \frac{1}{12} \frac{\sqrt[3]{\alpha}}{J_T J_L} + \frac{1}{3} \frac{c \cdot J_L + J_T \cdot c_L}{J_T \cdot J_L} - \frac{1}{3} \beta \quad (9)$$

$$F = F(a, \omega, \alpha, \beta, J_T, J_L) \quad (10)$$

En la Tabla 3 se indica el valor del coeficiente multiplicador de la amplitud F como función de los parámetros ya definidos. Nótese su incremento cuando la carga inercial aumenta y el amortiguamiento se reduce que corresponde a oscilaciones de mayor amplitud.

Utilizando la igualdad trigonométrica:

$$B_1 \cdot \sin(\omega t + \theta_1) + B_2 \cdot \sin(\omega t + \theta_2) + \dots + B_n \cdot \sin(\omega t + \theta_n) = A_{amp} \sin(\omega t + \psi) \quad (11)$$

Tabla 3. Evolución de las variables de la respuesta del sistema para un conjunto de valores de los parámetros físicos del sistema mecánico.

		Variables de la respuesta temporal de $\phi_L = F \cdot e^{-at} \cos(\omega t + \psi)$				
		Parámetro	$ F $	a	ω [rad/s]	δ
Parámetros físicos	J_L [Kgr.m ²]	0.001	1.48	0.1578	26.57	0.0059
		0.0015	2.15	0.1718	21.71	0.0079
		0.002	2.28	0.182	18.81	0.0097
	C_{aire} [N.s/m]	0.5	3.26	0.1389	21.87	0.0064
		1	2.69	0.1788	21.78	0.0082
		1.5	2.16	0.1718	21.71	0.0079

en la cual,

$$A_{amp} = \sqrt{\left(\sum_{j=1}^n B_j \cos \theta_j\right)^2 + \left(\sum_{j=1}^n B_j \sin \theta_j\right)^2} \quad (12)$$

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{\sum_{j=1}^n B_j \sin \theta_j}{\sum_{j=1}^n B_j \cos \theta_j} \right) \quad (13)$$

podemos describir la respuesta a una secuencia de «n» impulsos, el último de los cuales se aplica en el instante $t = t_n$, de la forma:

$$\phi_{Lvn} = U_{amp} \cdot F \cdot \sin(\omega t + \psi) \quad (14)$$

donde:

$$U_{amp} = e^{-at_n} \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n U_i \cdot e^{at_i} \cos \omega t_i\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^n U_i \cdot e^{at_i} \cdot \sin \omega t_i\right)^2} \quad (15)$$

Nuestro objetivo, para poder progresar en el diseño del filtro en la siguiente sección, era disponer de una expresión de la amplitud de la vibración residual consecuencia de una serie de impulsos aplicados en la entrada del sistema. Esta expresión de la amplitud máxima de la vibración (14), es además función de los parámetros físicos del sistema.

5. DISEÑO PARAMÉTRICO DEL FILTRO FIR-SM

Para diseñar el filtro FIR-SM, o en otros términos, para calcular las amplitudes de los impulsos y sus localizaciones temporales, es necesario formular una serie de ecuaciones de restricción que deben satisfacerse. Estas ecuaciones de restricción pueden clasificarse en:

1. Restricciones en la amplitud de la vibración residual.
2. Restricciones en las amplitudes de los impulsos.
3. Restricciones de robustez frente a variaciones en los parámetros físicos del sistema.
4. Minimización de la duración temporal del Filtro.

5.1. Restricciones en la amplitud de la vibración residual

La amplitud de la vibración residual del sistema provocada por una serie de «n» impulsos se ha obtenido en (15). Es posible utilizar (15) como una ecuación de restricciones imponiendo como condición que

$U_{amp} \cdot F$ sea menor que un nivel tolerable para la amplitud de la vibración, V_{tol} . En el caso límite, cuando V_{tol} se hace igual a cero, las ecuaciones de restricción se reducen a:

$$U_1 \cdot e^{at_1} \sin \omega t_1 + U_2 \cdot e^{at_2} \sin \omega t_2 + \dots + U_n \cdot e^{at_n} \sin \omega t_n = 0 \quad (16)$$

$$U_1 \cdot e^{at_1} \cos \omega t_1 + U_2 \cdot e^{at_2} \cos \omega t_2 + \dots + U_n \cdot e^{at_n} \cos \omega t_n = 0 \quad (17)$$

Sin embargo, Singhose ha probado en [15], que la robustez del filtro frente a variaciones en las frecuencias se incrementa significativamente cuando solamente se limita la amplitud de la vibración a mantenerse por debajo de un determinado nivel. Si este es el caso la condición más relajada que establecemos a partir de la ecuación (14) es:

$$V_{TOL} \geq F \cdot U_{AMP} \quad (18)$$

que en términos porcentuales respecto a la vibración provocada por un impulso unitario instalado en $t = 0$ puede expresarse como:

$$V_{TOL} \geq U_{AMP} \quad (19)$$

ambas expresiones están en concordancia con nuestro objetivo que es conseguir que el filtro sea además robusto frente a determinadas tendencias en las variaciones de los parámetros físicos del sistema mecánico, que conllevan variaciones específicas de su frecuencia circular amortiguada en un sentido determinado por el análisis paramétrico realizado.

5.2. Restricciones en la amplitud de los impulsos

La amplitud de la vibración causada en el sistema mecánico por una secuencia de impulsos puede limitarse mediante (19), pero si las amplitudes de los impulsos no están restringidas, sus valores pueden variar en un rango indeterminado en sentido positivo o negativo con valores altos. El resultado es muy probablemente la saturación del actuador neumático que tiene una capacidad limitada. Hay dos soluciones posibles a este problema: limitar la magnitud de los impulsos por debajo de un valor determinado o imponer que todos los impulsos tengan valores positivos:

$$U_i > 0 \quad i = 1, \dots, n \quad (20)$$

Esta es la opción adoptada en nuestro caso. Todavía debe establecerse una segunda restricción en las amplitudes de los impulsos si se desea que el brazo alcance la misma posición final con la orden sin filtrar y con la orden filtrada, si este es el caso, las amplitudes de los impulsos deben sumar la unidad.

$$\sum_{i=1}^n U_i = 1 \quad (21)$$

5.3. Restricciones de robustez frente a variaciones en los parámetros físicos del sistema

La expresión de la vibración residual según (15) y (19) puede utilizarse para limitar la vibración en un simple rango de valores de la frecuencia ω_m modelada numéricamente. Empleando (19) para limitar la vibración en un rango de frecuencias próximas a la modelada el filtro FIR-SM se diseña así robusto frente a errores de modelado de la frecuencia. En la Fig. 9. se representa gráficamente la amplitud de la vibración residual como una función de la frecuencia. El eje vertical es el porcentaje de vibración residual según (15), mientras que el eje horizontal es la frecuencia circular normalizada obtenida dividiendo la frecuencia circular real del sistema mecánico ω , por la frecuencia modelada ω_m . Nótese que la vibración residual se limita en frecuencias aleatorias determinadas por el incremento utilizado en el muestreo. La robustez del filtro se puede medir cuantitativamente estimando el intervalo de la curva existente bajo un nivel de vibración residual. Esta medida de frecuencia adimensional se denomina insensibilidad de frecuencias « I ».

Puesto que este procedimiento permite al diseñador del filtro especificar un rango de frecuencias en torno a una frecuencia modelada para el cual la vibración se reduce, los filtros obtenidos con este método

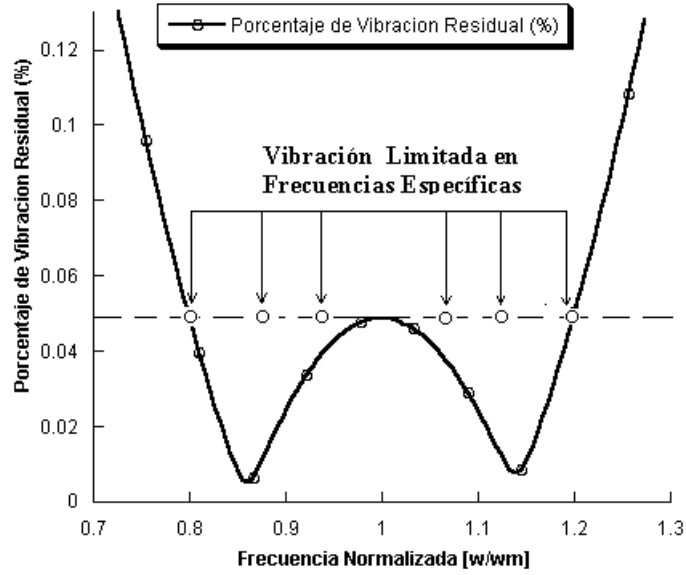


Fig. 9. Muestreo en frecuencia. Condiciones: intervalo de frecuencia visualizado [17, 30] rad/s, Vtol: 5%, insensibilidad $I = 0,4$ corresponde al intervalo [18,8, 28,2], $\Delta f = 9,4$.

se denominan FIR-SI-SM según [7]. El filtro de este tipo diseñado para el sistema tiene un valor de la insensibilidad $I = 0,4$ y $V_{TOL} = 5\%$ con una frecuencia modelada de $\omega = 23,56$ [rad/s] y robustez en un intervalo en frecuencia de $\Delta f = 9,4$:

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.2625 & 0.475 & 0.2625 \\ 0 & 0.133 & 0.2667 \end{bmatrix} \quad (22)$$

Nótese sin embargo que es ventajoso relacionar el rango de valores de frecuencia con las tendencias variacionales de los parámetros físicos del sistema mecánico antes que con una sola frecuencia estimada numéricamente. En lo que sigue establecemos ese rango de frecuencias determinado por la variaciones esperadas de los parámetros del sistema mecánico. En la tabla 3 y en la Fig.8 se indicaban las frecuencias asociadas a diferentes valores del parámetro carga inercial y se hacía evidente la alta sensibilidad de la frecuencia frente a esas variaciones. Dicha frecuencia cae rápidamente al incrementarse la carga. Dada esta alta sensibilidad, parece razonable, incrementar la robustez del Filtro frente a variaciones de J_L y desplazar hacia frecuencias más bajas, correspondientes a valores de la carga inercial mayores, la frecuencia modelada, Fig.10. Bajo estas circunstancias la insensibilidad del Filtro necesario, que se plantea con cuatro impulsos, se incrementa hasta $I = 0,8$, manteniendo un 5% de vibración residual tolerada para una nueva frecuencia modelada más baja de valor $\omega_m = 18,20$ [rad/s].

Nótese sin embargo que la amplitud de la vibración puede exceder levemente en algunas frecuencias la máxima permitida y este es el primer coste que hay que pagar para ampliar la robustez del nuevo Filtro FIR-PI-SM. El segundo coste consiste en que al incrementar el número de impulsos el tiempo de establecimiento de la posición del sistema se incrementa también.

5.4. Minimización de la duración del filtro

Para conseguir que el tiempo de posicionamiento sea lo más reducido posible, es decir, que el retardo introducido por el filtro en la señal del movimiento sea el menor, la última restricción, es:

$$\min(t_n) \quad (23)$$

de hecho esta es la función objetivo y las que le preceden las restricciones.

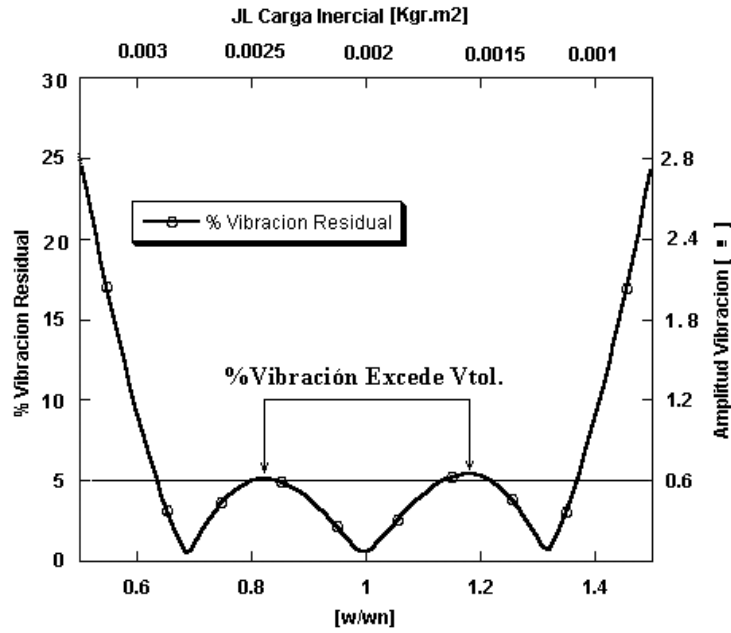


Fig. 10. Limitación de la amplitud de la vibración del brazo flexible a partir del muestreo paramétrico de su carga inercial. Condiciones, $I = 0,8$, $V_{to} = 5\%$, $\Delta f = 13,16$.

Como consecuencia de la no linealidad y carácter trascendente de las ecuaciones de restricción descritas, para la práctica totalidad de los filtros diseñados por muestreo en frecuencia o paramétrico no es posible obtener una solución analítica cerrada. Sin embargo, si se encuentran soluciones numéricas con programas de optimización como Matlab Optimization Toolbox y GAMS (General Algebraic Modeling System). Este último es más aconsejable ya que permite una representación compacta de modelos relativamente grandes y complejos, como en este caso, mediante un lenguaje de alto nivel que evita las ambigüedades en la descripción formal del modelo con independencia del algoritmo (en inglés 'solver') que se utiliza para resolverlo. Nótese que en cualquier caso debe proponerse una solución inicial al algoritmo para obtener una convergencia a una solución válida y esta propuesta debe ser razonablemente establecida a partir de la representación vectorial de la vibración provocada por la secuencia inicial de impulsos.

6. SIMULACIÓN DEL MODELO Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se diseñó un filtro FIR-PI-SM para el brazo robotizado con un momento de inercia equivalente de cremallera, piñón y corona en el eje de esta de valor $J_T = 0,05 \text{ Kgr} \cdot \text{m}^2$, un amortiguamiento asociado a la dinámica del aire en la expulsión del cilindro neumático de valor medio $c = 1,5 \text{ N s/m}$, con posibles variaciones del 50% en este parámetro, que apenas afectan a la frecuencia circular natural, y una carga inercial expresada en términos del momento de inercia también respecto al eje de la corona de $0,002 \text{ Kgr} \cdot \text{m}^2$. Finalmente los parámetros internos de la barra que conecta la carga con dicho eje son: amortiguamiento interno histerésico $c_L = 0,000053 \text{ N s/m}$ y constante elástica $K = 0,7 \text{ N/m}$.

El filtro utilizado es similar al que se mostraba en la Fig.10, con una insensibilidad $I = 0,8$ correspondiente el margen de variación de la carga inercial « J_L » comprendido entre 1×10^{-3} y $3 \times 10^{-3} \text{ Kgr} \cdot \text{m}^2$. A lo largo de este intervalo de variación del parámetro J_L la amplitud de la vibración al finalizar el posicionamiento se encuentra sensiblemente por debajo del límite máximo tolerable que es $0,6^\circ$, de acuerdo con la simulación desarrollada. Este resultado se obtiene después de filtrar la señal de referencia mediante la convolución con la secuencia de impulsos cuyas amplitudes e instantes de tiempo están dados por:

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.1684 & 0.3434 & 0.3347 & 0.1540 \\ 0 & 0.1730 & 0.3453 & 0.5178 \end{bmatrix} \quad (24)$$

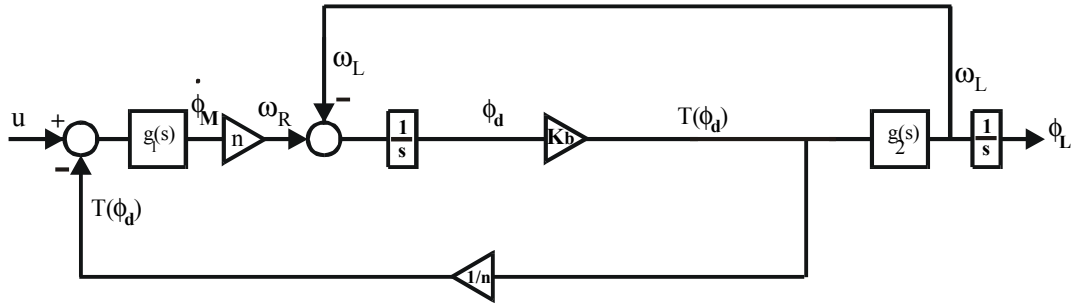


Fig. 11. Diagrama de bloques del modelo utilizado en la simulación.

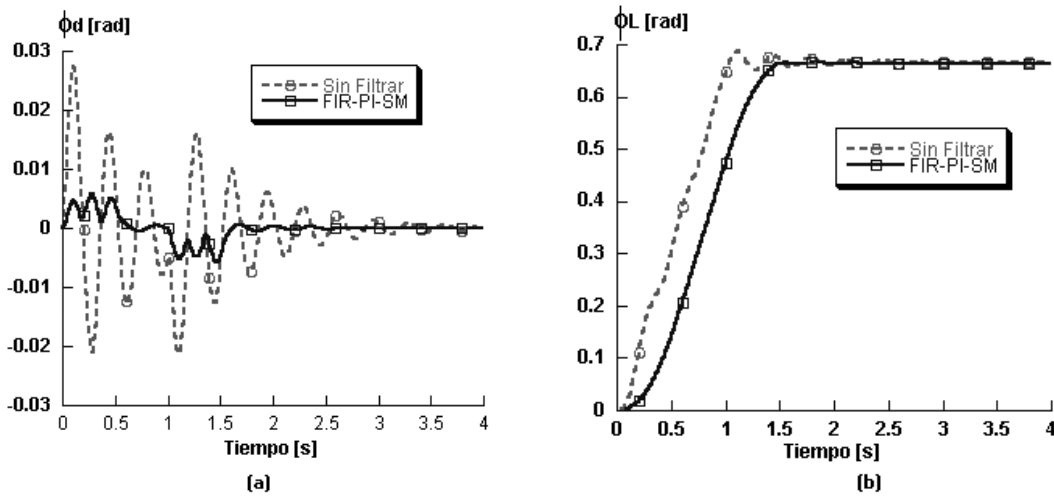


Fig. 12. Simulación de la respuesta a una entrada sin filtrar y con un filtro FIR-PI-SM.

En la Fig.11 se muestra el diagrama de bloques del modelo del brazo robotizado utilizado en la simulación en el cual las funciones de transferencia $g_1(s)$ y $g_2(s)$ valen respectivamente:

$$g_1(s) = \frac{1}{J_T s + c}, \quad g_2(s) = \frac{1}{J_L s + c_L} \quad (25)$$

Para probar la efectividad de este filtro se utilizó un escalón unitario de un segundo de duración como entrada $u(t)$ del sistema. La Fig.12.a muestra la evolución de $\phi_d = \phi_M - \phi_L$, y la Fig.12.b muestra la evolución de ϕ_L para la entrada sin filtrar y filtrada. Ambas confirman la efectividad del filtro diseñado que mantiene la amplitud de la vibración por debajo del valor máximo permitido V_{tol} . El precio que es necesario pagar es el aumento del tiempo de subida del movimiento, Fig.12.b, pero no es posible obtener algo sin nada a cambio.

Dado el reducido número de coeficientes del filtro diseñado y sus posibilidades de utilización en un sistema en tiempo real, con esta finalidad experimental se selecciona una tarjeta controladora de movimiento dSPACE DS1104 Controller Board dotada con un procesador Power PC603e a 250 MHz asociado a un DSP TMS320F240, una memoria RAM de 32 MB y una memoria flash de 8 MB. Esta tarjeta es compatible con Matlab y por lo tanto las matrices y cálculos de la simulación pueden trasladarse al sistema en tiempo real. El conjunto electro-mecánico experimental se muestra en la Fig. 14. La señal de entrada de movimiento se introduce en la válvula proporcional modelo SC-G202 002V mediante una de las 8 salidas analógicas. Mientras la maniobra de la válvula de 5 vías tres posiciones de centro cerrado es gobernada de forma independiente por las salidas digitales de la tarjeta. De forma tal que es posible anticiparse al retardo inherente al desplazamiento de la corredera de la válvula de 5 vías tres posiciones, antes de activar la válvula proporcional. El modelo de Matlab simulink gestiona pues esta maniobra y controla especial-

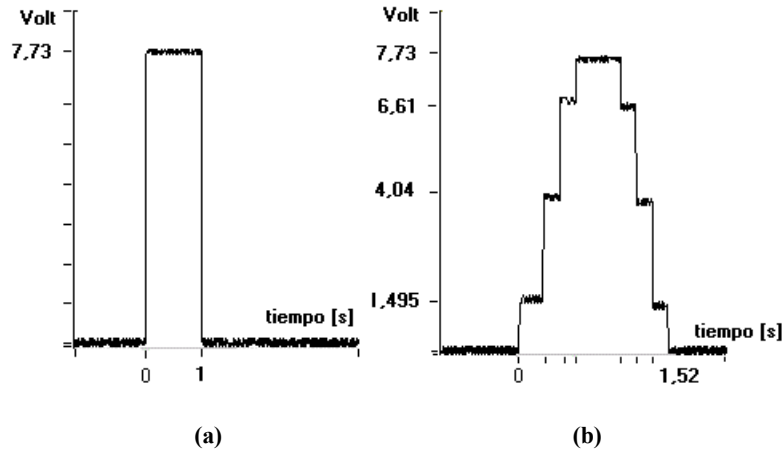


Fig. 13. Señales de referencia experimentales: sin filtrar y filtrada.

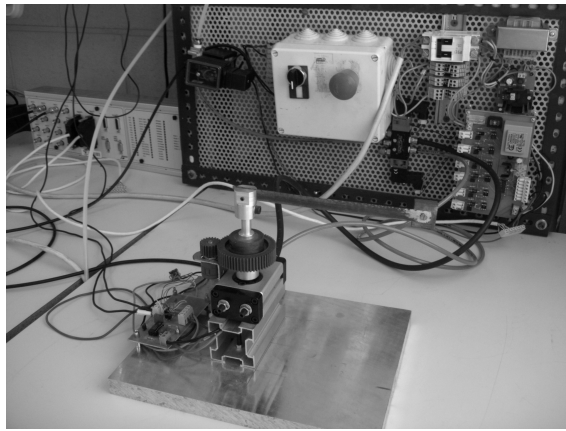


Fig. 14. Sistema experimental.

mente la apertura de la válvula proporcional que colocada en la admisión proporciona el esfuerzo necesario para el movimiento del actuador neumático rotativo AGV-16-180° de Joucomatic. El modelo de simulink corresponde a un control proporcional de posición en el que la entrada es la matriz filtrada o no filtrada del entorno de Matlab. Además las variables asociadas a cada bloque simulink son accesibles para el software de dSPACE, esta es una ventaja diferencial que ofrece la tarjeta dSPACE, lo que permite realizar el control de posición proporcional en tiempo real. Uno de los 8 convertidores A/D de la tarjeta se utiliza para procesar digitalmente la señal de realimentación de posición potenciométrica obtenida instalando un potenciómetro al que se ha acoplado un piñón en su eje que engrana con la corona solidaria al eje del actuador rotativo. Este sensor proporciona la señal representativa del movimiento del brazo, ver Fig. 14.

Nótese sin embargo que cuando el error de posición cambia de signo debe activarse la válvula de 5 vías y 3 posiciones para invertir el sentido de la actuación. Esta válvula está accionada por solenoides y tiene una respuesta lenta lo cual conlleva una dificultad adicional en el control del sistema que como se comprobó experimentalmente se vuelve rápidamente inestable. Las prestaciones reales del hardware utilizado de bajo coste son pues pobres, a lo cual deben añadirse consideraciones mecánicas como el efecto de la fricción culombiana en los cilindros neumáticos, que no fue tomada en cuenta en el análisis precedente. Todo esto condiciona las posibilidades de obtener buenos resultados experimentales.

Los valores de tensión que utilizan internamente los objetos simulink de la tarjeta dSPACE están normalizados, de modo que:

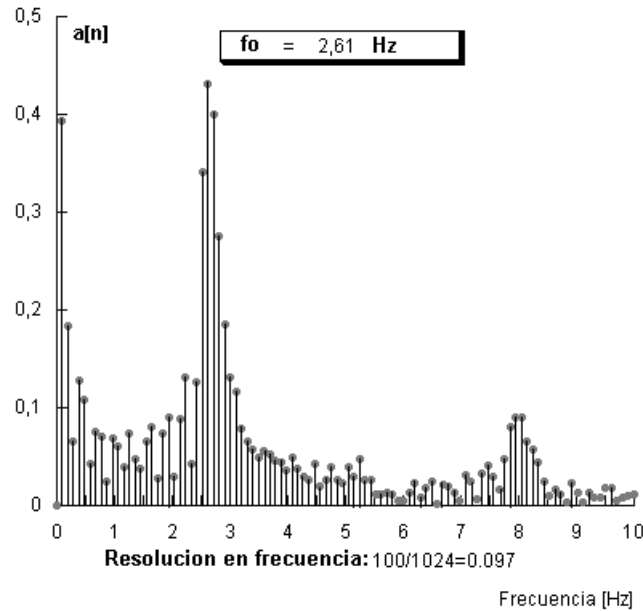


Fig. 15. Espectro de la vibración del sistema de la Fig 14. Movimiento sin señal filtrada.

- Para la salida analógica direccionada desde simulink mediante un objeto DAC de dSPACE el rango de valores internos se encuentra en el intervalo $[-1, 1]$, estos valores son trasladados a un rango comprendido entre $[-10, 10]$ volts en la salida analógica externa de forma automática por la propia tarjeta.
- Para la entrada analógica correspondiente a la realimentación de posición potenciométrica el rango de valores está igualmente normalizado en el objeto ADC entre $[-1, 1]$. Después de amplificar y acondicionar dicha señal se ha obtenido una excursión real de la señal en el intervalo $[-0,693, 0,687]$.

Finalmente para disponer de una resolución aceptable en la señal del movimiento se utiliza una escala de posiciones posibles en el rango $[0; 1000]$. Por lo cual el valor de la señal de realimentación de posición potenciométrica se escala para adaptarla a ese rango mediante la función

$$\text{posicion_real} = 724,6377 \cdot (x + 0,693) \quad (26)$$

De esta forma se obtiene el error de posición «e» como diferencia de la señal de entrada del movimiento y la posición real dada por (26). Por otra parte, la excursión de valores para la señal de error «e», en el caso mas desfavorable, recorre el intervalo $[0; 1000]$. Por lo cual se procesa esta señal para adaptarla a un rango de valores en el intervalo $[0; 1]$ aceptado por el objeto DAC de dSPACE mediante una ganancia adecuada,

$$\text{entrada_DAC} = \frac{e}{1000} \quad (27)$$

En la Fig.15 se indica el análisis espectral de la señal del movimiento correspondiente a la entrada de la Fig.13.a. En el puede apreciarse como el rango de frecuencias atenuadas por el filtro FIR-PI-SM incluye las frecuencias de vibración del brazo medidas experimentalmente.

En la Fig.16 se muestra la respuesta del sistema cuando se desplaza angularmente hasta la posición central de la escala para dos ordenes de movimiento una filtrada y la otra sin filtrar. Ciertamente se consigue una pequeña reducción de la amplitud de la vibración. Tal como se anticipo anteriormente los recursos del hardware son limitados. Sin embargo este modesto resultado representa un punto de partida interesante ya que aun bajo restricciones en los actuadores y la no-linealidad intrínseca de la neumática asociada a la

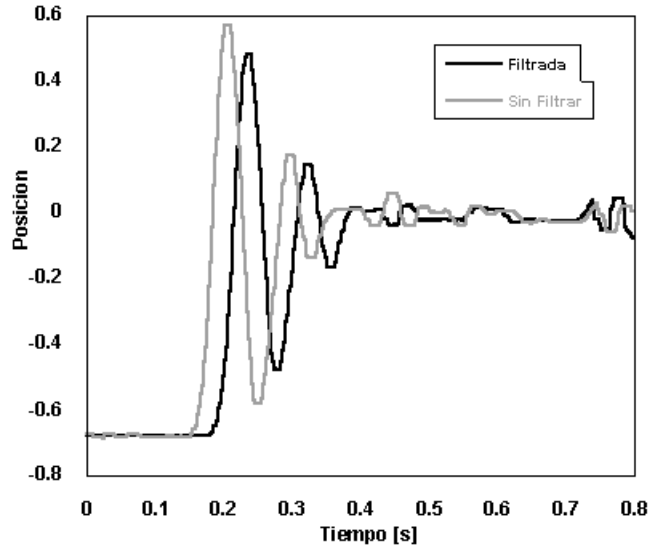


Fig. 16. Respuesta del sistema experimental a los órdenes sin filtrar y filtrada.

fricción coulombiana con recursos convencionales se mejora parcialmente la respuesta de un sistema estándar ampliamente utilizado en la industria sin coste adicional alguno, salvo un pequeño retraso temporal en la respuesta.

7. CONCLUSIONES

Los filtros FIR tradicionales robustos se diseñan asumiendo desviaciones respecto a la frecuencia natural modelada en un rango de frecuencias. Sin embargo es ventajoso relacionar el rango de valores de frecuencia con las tendencias variacionales de los parámetros físicos del sistema mecánico antes que con una sola frecuencia estimada numéricamente. En este trabajo establecemos ese rango de frecuencias determinado por las variaciones esperadas de los parámetros físicos del sistema mecánico. Entonces, en el diseño del filtro FIR-SM se limita la vibración en las frecuencias que resultan de determinadas combinaciones posibles de los parámetros, no en otras que no son posibles. Un brazo robotizado de un par rotativo se utiliza para analizar las moderadas ventajas de este método de filtrado de señal basado en el diseño paramétrico que se beneficia de las posibilidades del cálculo simbólico. Aunque algo limitado en sus prestaciones por las no linealidades se ha mostrado moderadamente efectivo. El coste que es necesario pagar por mejorar la respuesta dinámica es un pequeño retardo en el movimiento inicial, a cambio se reduce la vibración residual de modo que el tiempo real de establecimiento de la posición final puede ser menor.

REFERENCIAS

- [1] Singer, N.C. and Seering, W.P. "Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration". *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control*. March 1990, pp 76-82.
- [2] Oppenheim A.V. and Schafer R.W., *Digital Signal Processing*, Englewoods Cliffs, N.J.:Prentice Hall, Inc. 1975.
- [3] Parks T.W. and Burrus C.S., *Digital Filter Design*. New York: Jhon Wiley & Sons, Inc. 1987.
- [4] Taylor.F, *Digital Filter Design Handbook*. New York: Marcel Decker, Inc. 1983.
- [5] Zerev.A. *Handbook of Filter Synthesis*. John Wiley & Sons, 1967.
- [6] Oppenheim and R.W. Schafer, *Discrete-Time Signal Processing*. Englewoods Cliffs, NJ: Prentice Hall, Inc., 1989.

- [7] Singer N.C. and Seering W.P. “ An Extension of Command Shaping Methods for Controlling Residual Vibration Using Frequency Sampling”.IEEE International Conference on Robotics and Automation. Scottsdale, AZ, 1989,pp 888-893.
- [8] Rattan K.S. y Feliu V., “Feedforward Control of Flexible Manipulators”, Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation. Nice, France, pp 788-793 (1992).
- [9] Chant La-orpacharapan and Lucy Y. Pao, “Control of Flexible Structures with a Projected Phase-Plane Approach“. Proc. American Control Conf.,Arlington, VA, June 2001.
- [10] Peláez G.M., and Singhose W.E (2002). “Implementation of Input Shaping on Flexible Machines with Integer Controllers”. Proceedings of the IFAC Conference. July 2002, Barcelona.
- [11] Peláez G., Singhose W.E., Vizán A. “Shaping Tool Head Pneumatic Actuator Commands To Reduce Cut Car Letters Machine Vibration”. Proceed. of the Int. Conference on Signal Processing, Robotics and Automation, WSEAS. Cádiz, 2002.
- [12] Peláez G., Vizán A. “Generación de Ordenes de Movimiento Adaptadas a la Dinámica de Máquinas en Aplicaciones de Seguimiento de Trayectoria”. En *Información Tecnológica*. Vol.14, No 3, pp 63-70.
- [13] http://www.airpot.com/beta/damping_coefficient
- [14] Manukid P., Charoen N., “Kinematics Control of a Pneumatic System by Hibrid Fuzzy PID”, *Mechatronics* Vol 11, pp 1001-1023, (2001).
- [15] Singhose W., Derezinski S., and Singer N., “Extra-Insensitive Input Shapers for Controlling Flexible Spacecraft” *J. of Guidance, Control, and Dynamics*, 2, 1996, pp. 385-91.

A PARAMETER BASED METHOD FOR DESIGNING FIR FILTERS FOR FLEXIBLE ROBOTIC MECHANICAL SYSTEMS

Abstract – The performance of many mechanical systems is often limited by their flexibility. In this context flexibility means underdamped response. One method for counteracting the detrimental effects of flexibility is to generate commands that will not induce vibration. A system for which a moderately accurate dynamic model can be proposed is generally a good candidate for a type of command generation based on FIR filtering. Traditional FIR filters are designed based on anticipated deviations from the modeled natural frequencies. In this paper is developed a FIR filter for mechanical systems based on deviations from physical parameters, rather than from frequencies. A one-link flexible robotic arm is used to demonstrate the effectiveness of the parameter based Filter design method.