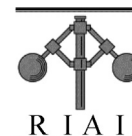




ScienceDirect
Disponible en www.sciencedirect.com



Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial 13 (2016) 162–173

www.elsevier.es/RIAI

Control de una antena sensora mediante la técnica de Input Shaping no lineal

Daniel Feliu-Talegon^a, Vicente Feliu-Battle^{1,*}, Claudia F. Castillo-Berrio¹

^aEscuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Universidad de Castilla-La Mancha, Campus Universitario s/n, Ciudad Real, 13071, Spain.

Resumen

En la actualidad se usan barras flexibles junto a sensores de fuerza y par para detectar obstáculos en robótica móvil. Además se utilizan estos dispositivos para la detección de superficies y el reconocimiento de objetos. Estos dispositivos, llamados antenas sensoras, representan una estrategia de detección activa en la cual un sistema con servomotores mueve la antena hasta que golpea con un objeto. En ese instante, la información obtenida de los ángulos de los motores y la medida de los sensores de fuerza y par permiten saber la posición del punto de impacto con el objeto y suministran información valiosa sobre su superficie. Para mover la antena de manera rápida y precisa, este artículo propone un nuevo sistema de control en cadena abierta. La estrategia de control para reducir las vibraciones de la antena está basada en la técnica Input Shaping (IS). La antena realiza movimientos libres tanto azimutales como cenitales. Sin embargo, el movimiento cenital es claramente no lineal debido al efecto de la gravedad, el cual previene el uso de técnicas IS lineales. Por tanto, en este artículo se desarrolla un nuevo IS no lineal que tiene en cuenta el término de la gravedad. Los experimentos muestran la mejora en la reducción de la vibración del extremo para movimientos libres de la antena gracias a la técnica propuesta.

Palabras Clave:

Sistema de control, sensor de contacto, reducción de la vibración, barra flexible, par de acoplamiento, frecuencias angulares, antena.

1. Introducción

Los movimientos controlados de bigotes o antenas flexibles se conocen como 'whisking'. Esto es un reto importante en el campo de la robótica, que trata de imitar el funcionamiento de bigotes o antenas de los animales. En la naturaleza, el sentido del tacto es un estímulo que tiene gran cantidad de funciones complejas, tales como: determinar texturas de superficies u objetos, la posición, la forma, distinguir si algo es blando o duro, identificar si algo se mueve, su dirección y velocidad, etc. En las Figuras 1 y 2 se muestran algunos ejemplos de animales que usan estos sistemas sensoriales.

La información adquirida por medio de estos sensores permite localizar con precisión los objetos contactados en el espacio tridimensional. Los bigotes o antenas reales permiten dar información que ayuda a algunos animales a detectar, reconocer, seguir, y atrapar las presas con precisión y gran velocidad. En algunas especies, sobre todo las que viven bajo tierra o que cazan de noche, estos sistemas sensoriales pueden ser más im-

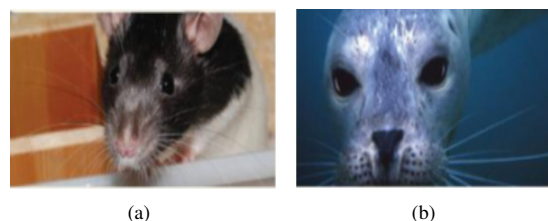


Figura 1: Animales que usan sistemas sensoriales basados en bigotes.

portantes que los ojos. Algunos mamíferos e insectos hacen uso de su sentido del tacto usando bigotes o antenas.

En estos sistemas sensoriales, los movimientos de los receptores, que son los encargados de detectar y adquirir información del medio, son transmitidos al otro extremo del sensor, donde existen pequeños sensores de presión dentro de folículos especializados. Para esta función, los transductores permanecen lejos de la superficie de contacto, debido a los problemas de desgaste o fractura que pueden sufrir por el contacto físico directo.

El estudio de sistemas de tacto artificiales se inició a mediados de los años ochenta. El progreso reciente ha sido motivado por los avances en la comprensión de los sistemas de vi-

* Autor en correspondencia.

Correos electrónicos: Daniel.Feliu@uclm.es (Daniel Feliu-Talegon), Vicente.Feliu@uclm.es (Vicente Feliu-Battle), claudiafer54@hotmail.com (Claudia F. Castillo-Berrio)

bración naturales, los avances en ingeniería, microelectrónica, sistemas de transducción y actuación. El reto de diseñar sistemas sensoriales robóticos táctiles, con las capacidades ya citadas, demuestra el gran potencial que tienen los sistemas flexibles artificiales, debido a sus características para realizar una gran cantidad de funciones y aplicaciones que incluyen la solución de problemas en la industria, tales como: aplicaciones en robótica móvil y la navegación en espacios cerrados, la navegación en lugares oscuros, la capacidad de sortear objetos, etc. Existen, además, interesantes aplicaciones de sistemas táctiles en cirugía, rehabilitación, y en robots de servicio, que han recibido recientemente mucha atención y son motivo de una gran investigación.

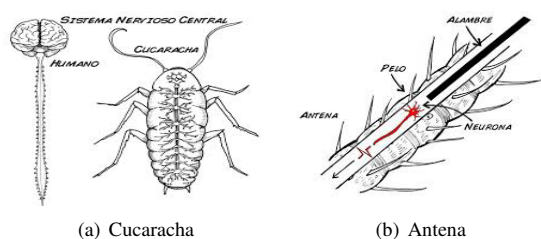


Figura 2: Ejemplo de animales con antenas.

Los sistemas de detección de objetos con antenas usan sensores táctiles muy sofisticados combinados con actuadores espaciales de una alta precisión, que son bastante diferentes en propósito y diseño dependiendo de cada aplicación. Algunos trabajos de investigación utilizan los conocimientos de las características flexibles de varillas o barras para su diseño y miden los valores de fuerza y par para determinar la posición y punto de contacto. En esta línea, se realizaron algunos trabajos iniciales (Tsumimura y Yabuta, 1992). Algunos experimentos (Russell, 1992) añaden interruptores a un sensor para detectar el contacto en el extremo y la deflexión en la base. Fend, M. y col. (Fend et al., 2004) han realizado trabajos con antenas colocadas sobre plataformas móviles para un reconocimiento más dinámico del medio, de modo muy similar al sistema de reconocimiento que usan los ratones. Los trabajos de Kaneko y col. (Kaneko et al., 1998; Kaneko et al., 2000) y Russell y col. (Russell y Wijaya, 2003) describen experimentos donde el punto de contacto del sensor se establece conociendo la deflexión de una antena movida por motores con un sistema que incluye sensores de par y posición. En Kaneko y col. (Kaneko et al., 1996) se añade un sensor de visión artificial para eliminar los errores en el cálculo de la deflexión provocados por los cambios en la frecuencia de oscilación después de que se produce contacto. Ueno y col. (Ueno y Kaneko, 1995; Ueno et al., 1996) presentan las ventajas de trabajar con deslizamiento lateral. El método de cálculo de la posición se realiza con el análisis de la frecuencia fundamental y la segunda frecuencia natural de vibración del sistema mecánico. Para esto, es necesario colocar una masa en el extremo del sensor. En los trabajos posteriores (Clements y Rahn, 2006; Zhao y Rahn, 2007) se establece el punto de contacto gracias a modelos estáticos. En estos trabajos se describe el diseño, modelado, control y procesado de datos de este tipo

de sensores sobre una antena de dos grados de libertad actuada por motores. Este tipo de trabajos utilizan sistemas que son los más parecidos al prototipo de antena sensora que se usará en este trabajo de investigación. Fend M. y col. (Fend et al., 2004) han desarrollado el aMouse que es un robot con un conjunto móvil de múltiples bigotes reales para detectar el contacto con objetos. Pearson M.J. y col. (Pearson et al., 2007) trabajan en el proyecto Whiskerbot que es un modelo que intenta reproducir el sistema sensorial de las ratas. Éste es un buen ejemplo de como estos sistemas pueden hacer un reconocimiento efectivo de objetos con una gran capacidad para controlar y posicionar varios bigotes con precisión. Existen algunos robots como el Koala Robot, que tienen como función principal hacer reconocimiento de la forma de los objetos (Kim y Moller, 2007) o experimentos con antenas (Arabzadeh y Petersen, 2003) que se diseñan para diferenciar texturas.

El Sensobot (Solomon y Hartmann, 2006) es un robot con una serie de sensores flexibles, que se usa para obtener la distancia radial de los objetos y de esta manera tener información de la forma de objetos. Otro buen ejemplo de plataforma robótica con bigotes como sensores táctiles es el Scratchbot (Pearson et al., 2010). Este es un sucesor del modelo anterior que posee tres grados de libertad en el cuello de un robot tipo rata, con grupos de bigotes activados independiente, y donde el cuerpo del robot tiene también un sistema de control independiente. Este robot simula la habilidad que tienen ciertos animales para moverse, controlar sus bigotes y posicionar sus sensores en cualquier lugar del espacio. En el campo de la cirugía se han realizado estudios como los de Bebek y col. (Bebek y Cenk, 2007) que presentan un bigote sensor para medir con gran precisión el movimiento del corazón en tres dimensiones.

Hasta la fecha, la mayoría de las investigaciones llevadas a cabo con barras flexibles para detectar objetos se han centrado en el procesamiento de la información cuando la antena impacta con el objeto (Grant et al., 2014). Sin embargo, la precisión de la trayectoria y la vibración no se consideran. En este artículo se considera como importante el mecanismo de control del movimiento libre de la antena y la amortiguación de la vibración. Esto es debido a que el extremo de la antena se usará para buscar puntos específicos, haciendo un buen control de trayectorias prefijadas y situando la antena de forma que apunte de una manera determinada. Además, el uso de un control de vibración en movimientos libres de contacto viene motivado por el interés de evitar contactar con puntos no deseables o puntos que no pertenecen al objeto estudiado.

En esta línea se han realizado trabajos anteriores (Castillo et al., 2011; Castillo et al., 2011a) donde se construyó una barra experimental compuesta de una unidad rígida unida a una barra flexible. La unidad rígida no se consideró en el modelo dinámico y sólo se modeló la barra flexible asumiendo masas concentradas. Se usó un modelo dinámico simplificado para diseñar un sistema de control en cadena abierta para reducir la vibración del extremo usando una inversión en la dinámica (Castillo et al., 2011). En el trabajo (Feliu et al., 2013; Feliu-Talegón et al., 2014) se utiliza la técnica Input Shaping con objetivo de mejorar el posicionamiento del extremo de la antena.

En este artículo se propone un sistema de control de posi-

ción nuevo para una antena flexible de dos grados de libertad que es una extensión de los dos últimos trabajos mencionados. Dicho sistema de control mejora el posicionamiento de la antena, aumentando la velocidad de su movimiento, mejorando su precisión y cancelando las vibraciones que aparecen en su estructura. Esto redundante en un sistema sensor capaz de captar más puntos de la superficie del objeto a reconocer en un tiempo determinado y con mayor precisión. El problema que surge a la hora de controlar una antena de dos grados de libertad es que su dinámica es no lineal y muy complicada. Esto provoca que no sea conveniente usar técnicas lineales para controlar las vibraciones de la antena y que se hagan ciertas aproximaciones en los modelos dinámicos. En este trabajo se ha usado el sistema de control mostrado en la Figura 3. Se realizaron las siguientes tareas:

1. Diseñar un lazo de control en cadena cerrada para conseguir un perfecto posicionamiento y seguimiento de la trayectoria con los motores (lazo interno). Para ello, se midieron y realimentaron la posición de los ángulos de los motores mediante sus respectivos encoders.
2. Reducir la vibración de la antena usando un sistema de control en cadena abierta. Para ello, se usó el lazo interno junto con la técnica de Input Shaping.
3. Modificar la técnica Input Shaping anterior introduciendo un término no lineal (bloque f^{-1} de la Figura 3) de forma que la antena realice movimientos rápidos y precisos en cualquier dirección del espacio.

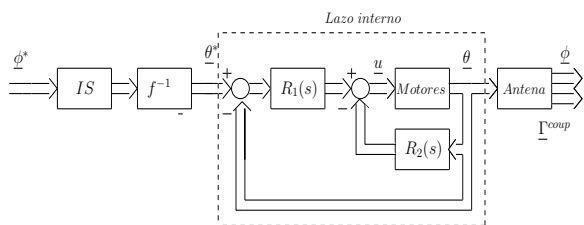


Figura 3: Esquema general de control.

Lo que sigue de este artículo se organiza de la siguiente manera. Las características de la plataforma y la antena con la que se realizan los experimentos se describen en la sección 2. En la sección 3 se explica el modelo dinámico de la antena. El control de los motores de la plataforma se describe en la sección 4. En la sección 5 se explica la técnica de Input Shaping usada para reducir la vibración del extremo y en la sección 6 se explica la nueva técnica usada para mejorar la respuesta del extremo ante las no linealidades de la dinámica de la antena. Por último en las secciones 7 y 8 se muestran los resultados con la plataforma experimental y se mencionan las conclusiones que se obtienen de este artículo.

2. Plataforma experimental.

2.1. Elementos de la plataforma

Se trata de una antena sensora de dos grados de libertad. La estructura tipo trípode que la soporta (Figura 4) fue fabricada en acero y diseñada con el fin de proporcionar un soporte

estable a los motores y a todo el sistema en general. En la Figura 4 se muestra una foto de la plataforma experimental y en la Figura 5 se muestran los componentes que forman parte de la plataforma.

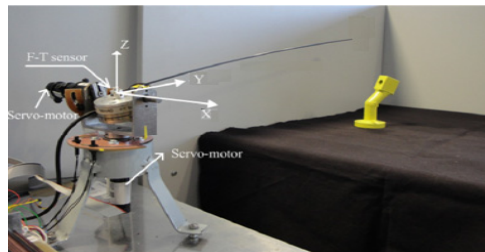


Figura 4: Plataforma experimental.

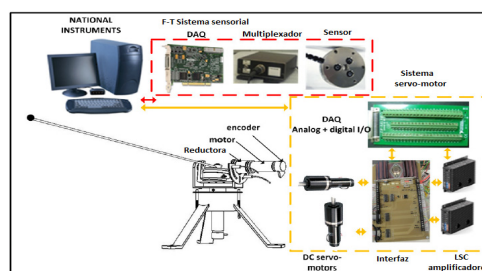


Figura 5: Componentes de la plataforma.

El sistema sensorial cuenta con dos conjuntos, cada uno compuesto por un servo-motor, reductora (relación $n=100$) y encoder incremental (Harmonic Drive mini servo DC motor PMA-5A set) con una precisión de $7e-5$ rad a la salida de la reductora. También tiene un sensor de fuerza y de par con el cual se adquieren seis señales analógicas. Tres de estas señales son de fuerza y las otras tres de par, medidas en las tres abscisas (F_x' , F_y' , F_z' , Γ_x' , Γ_y' y Γ_z'). Los valores de estas señales están referidos a los ejes móviles del sensor. Estos ejes vienen representados en la Figura 6. Las señales son adquiridas usando galgas que están ubicadas internamente en el sensor. Estas señales son multiplexadas y amplificadas por una interfaz, para poder ser detectadas por la tarjeta de adquisición DAQ. La tarjeta de adquisición convierte las señales analógicas en señales digitales, que son leídas por el procesador.

Además, el sistema cuenta con una tarjeta de adquisición de datos DAQ del tipo NI PCI 6229 de National Instruments, la cual permite fácilmente integrar varias señales a la vez.

2.2. Características de la antena

Las características de la antena son las citadas en la Tabla 1, donde E es el módulo de Young, r es el radio de la antena, m es la masa total de la antena y l es la longitud de la antena. El momento de inercia de la sección transversal de la antena I se calcula sabiendo que la antena tiene una sección circular de radio r .

El espacio de trabajo de la antena de dos grados de libertad es una superficie esférica. Por tanto, puede moverse tanto azimutalmente como cenitalmente.

Tabla 1: Características de la antena

Parámetro	Valor	Unidades
l	1	m
r	0.001	m
m	$4,7 \times 10^{-3}$	kg
E	$1,15 \times 10^{11}$	$\frac{N}{m^2}$
I	$7,85 \times 10^{-13}$	m^4

La posición del extremo de la antena se expresa en coordenadas esféricas ϕ_1 y ϕ_2 , los ángulos de los motores son θ_1 y θ_2 , siendo los subíndices uno y dos los ángulos azimutal y cenital respectivamente. En la Figura 6 se representa la barra flexible en el espacio tridimensional mostrando dichos ángulos (θ_i y ϕ_i).

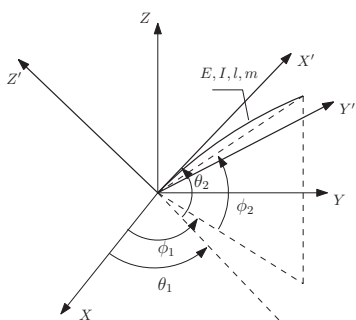


Figura 6: Modelo esquemático de la antena sensora

Se ha elegido una antena sensora muy ligera y sin masa en el extremo. Una de las razones de esta elección es poder conseguir movimientos más rápidos ya que, debido a la poca masa de la antena, se podrán alcanzar mayores aceleraciones sin superar el nivel de saturación de los motores. Además, de esta forma se intenta imitar lo mejor posible la apariencia de los bigotes o antenas de los animales, que no necesitan ningún tipo de masa en el extremo para detectar objetos y contornos.

El problema de usar una antena sin masa en el extremo es que el modelo que describe la dinámica y el control de la barra se complica enormemente ya que las vibraciones que aparecen son muy rápidas y, potencialmente, un alto número de modos de vibración pueden afectar a su dinámica. Por tanto, a lo largo del artículo se irán haciendo ciertas aproximaciones.

3. Modelo dinámico de la antena flexible

3.1. Modelo de masa distribuida

La dinámica de la antena ha sido modelada asumiendo masa distribuida a lo largo de la barra. Normalmente, dicha dinámica de orden infinito se aproxima truncando a un modelo de orden finito donde sólo se tienen en cuenta los modos de menor frecuencia. Si se considera una barra flexible que se mueve en un plano horizontal (movimiento azimutal sin efecto de la gravedad) el modelo dinámico de la barra se puede obtener, por ejemplo, mediante el método propuesto en (Bellezza et al., 1990).

Si se calcula el espectro de Fourier del extremo de la antena descrita en la Tabla 1, a partir de los datos experimentales al

realizar una trayectoria horizontal con la antena, se obtiene la Figura 7.

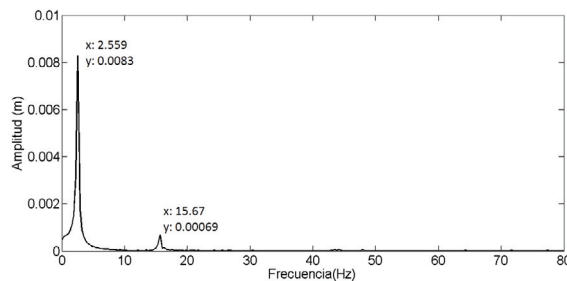


Figura 7: Espectro de Fourier horizontal.

Dicha figura muestra que:

- Sólo los modos de vibración asociados a las dos frecuencias más bajas (ω_1 y ω_2) son apreciables.
- El modo de la frecuencia más baja (ω_1) es mucho más significativo en la respuesta del extremo que el modo de la segunda frecuencia (ω_2).
- Los puntos anteriores son válidos tanto para barras flexibles apoyadas como empotradas con el extremo libre.

Por tanto, la dinámica de la barra se trunca considerando un solo modo de vibración, dando lugar al siguiente modelo lineal:

$$\frac{\phi_1(s)}{\theta_1(s)} = \frac{-0,1386s^2 + 237,63}{s^2 + 237,63}; \quad \frac{\Gamma_1^{coup}(s)}{\theta_1(s)} = \frac{0,3586s^2}{s^2 + 237,63}, \quad (1)$$

donde Γ_1^{coup} es el par en la base del brazo en la dirección perpendicular al movimiento azimutal.

3.2. Modelo de masas concentradas

Si se supone una antena sin masa distribuida con las mismas características (E, I y l) que la anterior pero teniendo una masa m_e concentrada en su extremo, se tienen las siguientes ecuaciones para un movimiento azimutal (Feliu et al., 1992):

$$\Gamma_1^{coup} = C(\theta_1 - \phi_1), \quad (2)$$

donde C es la constante de rigidez de la antena, y

$$\Gamma_1^{coup} = m_e l^2 \ddot{\phi}_1. \quad (3)$$

Igualando las ecuaciones (2) y (3) y haciendo posteriormente la transformada de Laplace se obtiene:

$$\frac{\phi_1(s)}{\theta_1(s)} = \frac{\omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2}, \quad (4)$$

donde la frecuencia fundamental de oscilación para este modelo con una masa concentrada en el extremo viene definida por:

$$\omega_1^2 = \frac{C}{m_e l^2}. \quad (5)$$

Si ahora se sustituye (4) en (2) y se opera resulta:

$$\frac{\Gamma_1^{coup}(s)}{\theta_1(s)} = \frac{Cs^2}{s^2 + \omega_1^2}. \quad (6)$$

Se puede observar que los modelos (1) y (4)-(6) son similares. La principal diferencia estriba en que la función de transferencia entre ϕ_1 y θ_1 en la barra real es de fase no mínima y la del modelo de masa concentrada es de fase mínima. Se ha demostrado mediante simulaciones que el efecto del término s^2 del numerador de la función de transferencia entre ϕ_1 y θ_1 en la dinámica de la barra real es muy pequeño y puede despreciarse. Estas simulaciones se realizaron mediante Matlab/Simulink y se muestran en la Figura 8 donde se ha simulado la expresión izquierda de (1) (m.d) y la expresión (4) (m.c) con $\omega_1^2 = 237,63$ y usando la misma entrada (trayectoria parabólica). Por tanto, puede despreciarse el término $-0,1386s^2$ en la expresión izquierda de (1) y, a partir de ahora, utilizar el modelo (4)-(6) de masa concentrada en el extremo para describir la dinámica de la antena. Identificando coeficientes de (6) con la expresión derecha de (1) se obtiene que $C = 0,3586$; $\omega_1 = \sqrt{237,63} = 15,41 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$.

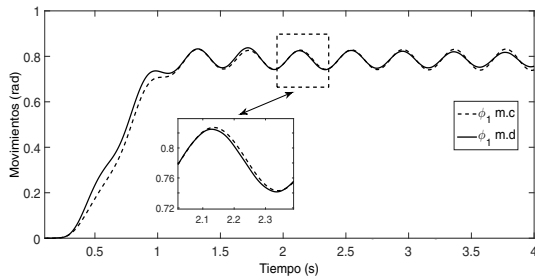


Figura 8: Comparación modelos

Usando los resultados anteriores y la expresión (5) se obtiene la masa puntual en el extremo del modelo equivalente:

$$m_e = \frac{C}{\omega_1^2 \cdot l^2} = 0,00151 \text{ kg}, \quad (7)$$

y la inercia rotacional de esta antena equivalente respecto al eje de giro del motor es $I_e = m_e l^2 = 0,00151 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$. Si se calcula la inercia rotacional de la antena real con masa distribuida respecto al eje de giro del motor se obtiene:

$$I_D = \int_0^l x^2 \rho dx = \frac{\rho l^3}{3} = \frac{4,7 \cdot 10^{-3} \cdot 1^3}{3} = 0,001567 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, \quad (8)$$

donde ρ es la densidad lineal de la antena cuyas propiedades aparecen en la Tabla 1 y se ha tenido en cuenta que la longitud de la barra es 1 metro. Se observa que la inercia real de la barra es similar a la inercia de la barra equivalente con toda su masa concentrada en el extremo. Se observa que el error cometido en la inercia de la barra al asumirla como masa concentrada (I_e) en vez de como masa distribuida (I_D) es inferior al 4%. Por tanto, puede considerarse válida desde un punto de vista mecánico

la aproximación realizada. El modelo lineal de la antena con movimiento azimutal se puede representar por:

$$\frac{\phi_1(s)}{\theta_1(s)} = \frac{237,63}{s^2 + 237,63}; \quad \frac{\Gamma_1^{coup}(s)}{\theta_1(s)} = \frac{0,3586s^2}{s^2 + 237,63}. \quad (9)$$

Basándonos en el análisis previo, se supondrá a partir de ahora que la antena utilizada puede modelarse aproximadamente como una barra que tiene toda su masa, m_e , concentrada en el extremo. Entonces, considerando ahora esa misma antena pero con dos grados de libertad, se puede obtener un modelo no lineal multivariable relativamente simple. El desarrollo completo puede verse en (Castillo et al., 2011a) y el modelo resultante es:

$$m_e l^2 (\cos^2 \phi_2 \ddot{\phi}_1 - \sin(2\phi_2) \dot{\phi}_1 \dot{\phi}_2) = \frac{3EI}{l} (\sin(\theta_1 - \phi_1) \cos \theta_2 \cos \phi_2) \quad (10)$$

$$m_e l^2 \ddot{\phi}_2 + m_e l g \cos \phi_2 + \frac{m_e l^2}{2} \sin(2\phi_2) \dot{\phi}_1^2 = \frac{3EI}{l} (\cos \phi_2 \sin \theta_2 - \cos(\theta_1 - \phi_1) \cos \theta_2 \sin \phi_2). \quad (11)$$

Este modelo dinámico se ha usado en algunos trabajos previos (Castillo et al., 2011, Castillo et al., 2014).

4. Control del lazo interno de los motores

4.1. Dinámica de un motor de corriente continua

Se denotará cada grado de libertad por el subíndice 'i' definiendo como primer grado de libertad ($i=1$) al correspondiente con el movimiento azimutal y segundo ($i=2$) al movimiento cenital. La dinámica de los dos motores de la plataforma viene descrita por la siguiente ecuación:

$$\hat{\Gamma}_i = \hat{K}_i V_i = \hat{J}_i \ddot{\theta}_i + \hat{\nu}_i \dot{\theta}_i + \hat{\Gamma}_i^{nlc} + \hat{\Gamma}_i^{coup} \quad (12)$$

En esta ecuación, los voltajes V_i son las señales de control. Como ambos motores tienen servo amplificadores con una dinámica muy rápida, la corriente de los motores y los momentos de los motores $\hat{\Gamma}_i$ se suponen proporcionales a las señales de control previamente mencionadas. \hat{K}_i son las constantes del motor que describen esa proporcionalidad, $\hat{\nu}_i$ son los coeficientes de viscosidad dinámica, y \hat{J}_i son los momentos de inercia de los motores. $\hat{\Gamma}_i^{coup}$ son los pares de acoplamiento entre los motores y la barra flexible y $\hat{\Gamma}_i^{nlc}$ son los términos del rozamiento de Coulomb, los cuales no son lineales. Ambos motores tienen reductoras con relación de reducción n . Por tanto, habrá que diferenciar entre variables y parámetros referidos al lado del motor, que están representados con un acento circunflejo, y las mismas variables y parámetros referidos a la salida de la reductora, que no tendrán dicho símbolo. Por ejemplo, la conversión de los ángulos del motor viene dada por $\hat{\theta}_i = n\theta_i$ y la conversión de los pares del motor por $\hat{\Gamma}_i = \Gamma_i/n$.

La Tabla 2 muestra los parámetros de los motores donde V_{si} es la saturación de los motores y V_i^{nlc} el rozamiento de Coulomb en términos de tensión ($\hat{\Gamma}_i^{nlc} = \hat{K}_i V_i^{nlc}$).

Tabla 2: Parámetros de los motores

Parámetros	\hat{K}_i	\hat{J}_i	\hat{v}_i	V_i^{nlc}	V_{si}	n
Motor	$\frac{Nm}{V}$	kgm ²	Nms	V	V	
θ_1	0,003	$6,18 \times 10^{-7}$	$3,04 \times 10^{-6}$	0,48	1,2	100
θ_2	0,003	$1,85 \times 10^{-7}$	$2,85 \times 10^{-6}$	0,42	1,2	100

4.2. Control de los motores

Para el posicionamiento de los motores y el seguimiento de las trayectorias, se han usado reguladores PID, los cuales aseguran un buen seguimiento de la trayectoria, compensan perturbaciones como la fricción de Coulomb y permiten un control robusto a las variaciones de los parámetros del motor, proporcionando respuestas rápidas y precisas. Haciendo transformadas de Laplace en ambos lados de la ecuación (12), considerando la fricción de Coulomb como una perturbación que puede ser compensada usando el lazo cerrado de control de los motores y considerando que el par de acoplamiento es insignificante (debido al poco peso de la antena y a la elevada relación de reducción n), se obtiene la siguiente función de transferencia entre el voltaje de entrada y la posición angular del motor vista antes de la reductora:

$$\hat{G}_{m,i}(s) = \frac{\hat{\theta}_i(s)}{V_i(s)} = \frac{\hat{K}_i}{s \cdot (\hat{J}_i \cdot s + \hat{v}_i)} = \frac{\hat{g}_{n,i}(s)}{\hat{g}_{d,i}(s)}, \quad (13)$$

donde $\hat{g}_{n,i}$ y $\hat{g}_{d,i}$ son los polinomios del numerador y denominador de la función de transferencia de $\hat{G}_{m,i}(s)$.

Se utilizan reguladores PID de dos grados de libertad tal como se muestra en la Figura 9. Este regulador puede implementarse fácilmente y además proporciona un comportamiento robusto para el seguimiento de la trayectoria deseada. Los polos del sistema en cadena cerrada pueden situarse arbitrariamente siguiendo la metodología presentada a continuación.

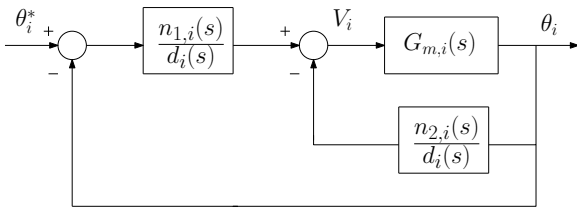


Figura 9: Control PID.

La función de transferencia en lazo cerrado $M_i(s)$ desde la salida $\theta_i(s)$ a la consigna $\theta_i^*(s)$ (ángulos vistos a la salida de la reductora) viene dada por:

$$M_i(s) = \frac{\theta_i(s)}{\theta_i^*(s)} = \frac{G_{m,i}(s)n_{1,i}(s)}{d_i(s) + G_{m,i}(s)(n_{1,i}(s) + n_{2,i}(s))}, \quad (14)$$

donde $n_{1,i}(s)$, $n_{2,i}(s)$ y $d_i(s)$ son las expresiones polinómicas de las funciones de transferencia del sistema de control (ver Figura 9) y $G_{m,i}(s)$ es la función de transferencia del motor vista a la salida de la reductora:

$$G_{m,i}(s) = \frac{\theta_i(s)}{V_i(s)} = \frac{\hat{G}_{m,i}(s)}{n} = \frac{g_{n,i}(s)}{g_{d,i}(s)}. \quad (15)$$

La ecuación característica del sistema en cadena cerrada se puede expresar como:

$$D_i(s) = d_i(s) \cdot g_{d,i}(s) + g_{n,i}(s) \cdot (n_{1,i}(s) + n_{2,i}(s)), \quad (16)$$

siendo $g_{n,i}$ y $g_{d,i}$ los polinomios del numerador y del denominador de $G_{m,i}(s)$. Para garantizar un error nulo en régimen estacionario ante una consigna escalón, para eliminar perturbaciones en la entrada del motor de tipo escalón (rozamiento de Coulomb por ejemplo) y para una apropiada colocación de los polos, se diseñan los reguladores algebraicamente a partir de la ecuación (16). Si se supone que el regulador tiene la forma:

$$n_{1,i}(s) = a_{2,i}s^2 + a_{1,i}s + a_{0,i}, \quad (17)$$

$$n_{2,i}(s) = b_{2,i}s^2 + b_{1,i}s + b_{0,i}, \quad (18)$$

y

$$d_i(s) = s(s + c_{a,i}), \quad (19)$$

sustituyendo (17)-(19) en (16) resulta que $D_i(s)$ es un polinomio de cuarto grado. Si se desean colocar sus cuatro polos en las posiciones arbitrarias $p_{1,i}$, $p_{2,i}$, $p_{3,i}$ y $p_{4,i}$, entonces resulta que $D_i(s)$ tiene que ser de la forma:

$$D_i(s) = (s - p_{1,i})(s - p_{2,i})(s - p_{3,i})(s - p_{4,i}). \quad (20)$$

Combinando las ecuaciones (16)-(19) e igualando con (20), se obtienen 4 condiciones para 7 parámetros a diseñar del sistema de control. Otras 3 condiciones se obtienen del diseño del numerador $M_i(s)$, es decir, el polinomio $n_{1,i}(s)$. Se elige diseñar un $n_{1,i}$ de manera que la ganancia de $M_i(s)$ sea la unidad, y sus dos ceros se cancelen con dos polos de $M_i(s)$. Entonces se obtienen 7 ecuaciones lineales que permiten calcular fácilmente los siete parámetros $a_{2,i}$, $a_{1,i}$, $a_{0,i}$, $b_{2,i}$, $b_{1,i}$, $b_{0,i}$ y $c_{a,i}$ del controlador. Se ha decidido situar todos los polos en cadena cerrada en la misma posición p_i que se muestra en la segunda columna de la Tabla 3. Los parámetros de los controladores de los dos motores también vienen dados en la Tabla 3, y las funciones de transferencia de los motores resultantes en lazo cerrado son:

$$M_i(s) = \frac{\theta_i(s)}{\theta_i^*(s)} = \frac{1}{(1 + \alpha_i \cdot s)^2}; \quad \alpha_i = -p_i^{-1} \quad (21)$$

Tabla 3: Parámetros de control

GDL i	Poles p_i	$a_{0,i}$	$a_{1,i}$	$a_{2,i}$	$b_{0,i}$	$b_{1,i}$	$b_{2,i}$	$c_{a,i}$
θ_1	-60	267000	8900	74,2	0	8900	347	235,1
θ_2	-70	148100	4230	30,2	0	4230	126	264,6

5. Control en lazo abierto con técnicas input shaping

En esta sección se explica la técnica usada para la mejora del posicionamiento de la antena sensora de modo que se aumente la velocidad de su movimiento, se mejore su precisión y se cancelen de forma activa las vibraciones que aparecen en la estructura. Para ello se utilizará el control en cadena cerrada del lazo interno del motor descrito en la sección 4 combinado con diversas técnicas de control lineal basadas en control de sistemas en cadena abierta para cancelación de vibraciones.

5.1. Explicación de la técnica del input shaping

Un control en lazo abierto mediante input shaping (a partir de ahora denominado IS) genera una señal de comando a partir de una señal de referencia para situar una estructura flexible en su posición final, eliminando la vibración residual al término de la maniobra. Este tipo de control en lazo abierto requiere disponer, con mayor o menor exactitud, del valor de las frecuencias naturales de la estructura flexible. Más detalles sobre esta técnica se pueden encontrar en (Singer y Seering, 1990; Pereira et al., 2009).

La generación de la señal de comando consiste en eliminar o filtrar de la señal de referencia los armónicos que excitan los modos de vibración de la estructura flexible. Un IS genera la señal de comando mediante la convolución de la entrada de referencia con una secuencia de impulsos. Esta técnica ofrece varias ventajas claras:

- No requiere un modelo analítico del sistema ya que la señal de referencia puede generarse a partir de las medidas empíricas del sistema físico real (sólo son necesarias las frecuencias de vibración).
- No afecta a la estabilidad del sistema en cadena cerrada de ninguna manera ya que sólo modifica la señal de referencia que se aplica al sistema.
- Puede ser aplicada exitosamente sin usar ningún elemento que mida la vibración y realmente su valor para poder cancelarla.

El problema principal que presenta la utilización de un IS en una estructura flexible es la presencia de posibles incertidumbres en el modelo y variaciones en los parámetros del sistema. La solución consiste en diseñar IS robustos. Un IS robusto reduce la sensibilidad de la señal de comando a incertidumbres en el modelo y no linealidades estructurales a costa de aumentar el retraso añadido a la referencia y, en definitiva, disminuir la velocidad de la respuesta. Otra desventaja de esta técnica surge cuando aparecen perturbaciones. Debido a que se trata de un control en cadena abierta y que no se realimenta ninguna señal, si aparecen perturbaciones en el sistema, este control no podrá eliminarlas.

En la Figura 10 se describe el procedimiento que se llevará a cabo para eliminar el primer primer modo de vibración de la antena. Se puede observar que, simplemente, modificando la entrada al sistema, se pueden eliminar modos de vibración.

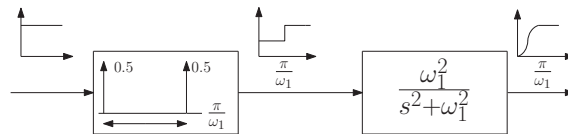


Figura 10: Esquema IS.

5.2. Técnicas IS usadas en la antena

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos en la sección 3, se proponen dos configuraciones para la técnica IS, cuyas funciones de transferencia se muestran a continuación:

- IS que elimina la primera frecuencia angular de vibración ω_1 desde la referencia:

$$IS_1(s) = \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega_1} \cdot s}}{2}. \quad (22)$$

- IS de segundo orden que elimina la primera frecuencia de vibración ω_1 desde la referencia:

$$IS_2(s) = \left(\frac{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega_1} \cdot s}}{2} \right)^2. \quad (23)$$

Este último IS, a diferencia de la primera configuración, es un IS más robusto ante cambios en la frecuencia angular respecto de su valor nominal. El uso de este IS viene motivado por el hecho de que la vibración puede variar ligeramente de un experimento a otro.

La Figura 11 muestra la respuesta en frecuencia para los filtros IS_1 e IS_2 .

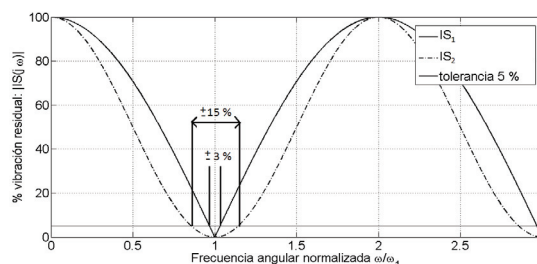


Figura 11: Filtros.

Dicha figura expresa la sensibilidad de cada uno de estos dos IS. El eje vertical muestra el porcentaje de amplitud de vibración residual que quedaría cuando se usan los dos IS, por tanto, el porcentaje de vibración residual. El eje horizontal es la frecuencia normalizada obtenida dividiendo la frecuencia del sistema ω entre la frecuencia nominal del sistema ω_1 . El nivel de tolerancia de vibración se ha definido en 5 %, el cual se muestra también en la figura.

Si se comparan las dos respuestas, se observa que para el IS más robusto se cumple el límite de tolerancia (5 %) para un mayor rango de variación de la frecuencia angular (± 15 %) mientras que para el IS simple, dicho rango es de tan solo el ± 3 %.

La única desventaja que aparece al aumentar el orden del IS es que se reduce la velocidad de posicionamiento de la antena debido a que aumenta el retraso añadido a la referencia. En nuestra antena, no interesa usar un IS de orden demasiado alto porque la mejora en la reducción de vibraciones es poco significativa, mientras que la velocidad de movimiento de la antena se reduce, lo cual no interesa. En este trabajo, por tanto, se ha considerado que el IS (23) es un buen compromiso entre ambos aspectos. La Figura 12 muestra el esquema de control de la antena sensora cuando se aplica la técnica de IS junto al control del lazo interno de los motores. En este esquema se han hecho dos simplificaciones. La primera ha sido suponer que el rozamiento de Coulomb ha sido completamente cancelado por los lazos de control de los motores y la segunda considerar un solo modo de vibración en la barra flexible.

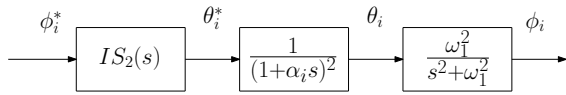


Figura 12: Esquema IS lineal.

Esta técnica funciona bien con el movimiento azimutal pero no con el movimiento cenital. Tampoco funciona correctamente con el movimiento combinado ya que se tienen las ecuaciones dinámicas no lineales definidas en (10) y (11).

6. Creación de un IS no lineal para la antena sensora

En esta sección se pretende modificar la técnica usada en la sección anterior para mejorar la cancelación de las vibraciones que aparecen en la estructura. Para ello se diseñará una nueva técnica de IS no lineal que intente mejorar el control de las vibraciones para movimientos en cualquier dirección del espacio.

6.1. Fundamentos y explicación del uso del IS no lineal

Como se ha explicado en el apartado anterior, el uso de la técnica de IS funciona muy bien en sistemas lineales. Por tanto, esta técnica consigue reducir bastante bien la vibración en el movimiento azimutal pero bastante menos en los movimientos cenital y combinado. Por esta razón, en esta sección se pretenderá que la antena se comporte como un sistema lineal cuando describa un movimiento combinado.

Si se simulan movimientos combinados azimutales-cenitales (ecuaciones dinámicas (10) y (11) con Matlab/Simulink) se puede observar que los momentos de Coriolis y centrífugo tienen poca influencia. Las Figuras 13 muestran los momentos que aparecen en los movimientos simulados con Matlab-Simulink, y en ellos se observa la poca relevancia de esos dos momentos en comparación con el de inercia y el debido a la gravedad.

El momento de Coriolis es en torno al 10 % del valor del momento de inercia ϕ_1 (término de la ecuación (10) con $\dot{\phi}_1$) y el momento centrífugo es en torno al 5 % del valor del momento de inercia ϕ_2 (término de la ecuación (11) con $\dot{\phi}_2$). Por tanto, puede hacerse la hipótesis de que estos términos van a tener poca influencia sobre el movimiento y pueden despreciarse.

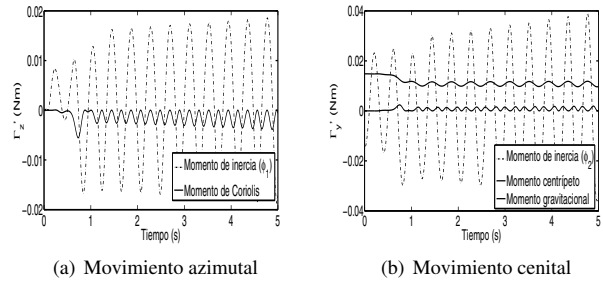


Figura 13: Términos despreciables.

Partiendo de las ecuaciones del modelo con una masa concentrada (10) y (11) y despreciando los términos $\frac{m_e l^2}{2} \sin(2\phi_2) \dot{\phi}_1^2$ (momento centrífugo) y $m_e l^2 \sin(2\phi_2) \dot{\phi}_1 \dot{\phi}_2$ (momento coriolis), si además se hace la hipótesis que la antena experimenta pequeñas deflexiones por lo que se supone que $\cos(\theta_1 - \phi_1) \approx 1$, se obtiene:

$$\ddot{\phi}_1 = \frac{3EI \cos \theta_2 \sin(\theta_1 - \phi_1)}{m_e l^3 \cos \phi_2} \quad (24)$$

$$\ddot{\phi}_2 + \frac{g}{l} \cos \phi_2 = \frac{3EI}{m_e l^3} \sin(\theta_2 - \phi_2). \quad (25)$$

Si ahora se hace $\sin(\theta_2 - \phi_2) \approx \theta_2 - \phi_2$ y $\sin(\theta_1 - \phi_1) \approx \theta_1 - \phi_1$, como resultado de suponer de nuevo pequeñas deformaciones en la antena, resulta:

$$\ddot{\phi}_1 + \frac{3EI \cos \theta_2}{m_e l^3 \cos \phi_2} \phi_1 = \frac{3EI \cos \theta_2}{m_e l^3 \cos \phi_2} \theta_1 \quad (26)$$

$$\ddot{\phi}_2 + \frac{g}{l} \cos \phi_2 + \frac{3EI}{m_e l^3} \phi_2 = \frac{3EI}{m_e l^3} \theta_2. \quad (27)$$

Si además se supone que $\cos \theta_2 \approx \cos \phi_2$, se obtiene que las ecuaciones anteriores se pueden escribir como:

$$\ddot{\phi}_1 + \frac{3EI}{m_e l^3} \phi_1 = \frac{3EI}{m_e l^3} \theta_1. \quad (28)$$

$$\ddot{\phi}_2 + \frac{3EI}{m_e l^3} \phi_2 = \frac{3EI}{m_e l^3} u_\phi, \quad (29)$$

donde:

$$\frac{3EI}{m_e l^3} u_\phi = \frac{3EI}{m_e l^3} \theta_2 - \frac{g}{l} \cos \phi_2. \quad (30)$$

Si se analizan las ecuaciones (28) y (29), se observa que se tienen dos sistemas lineales desacoplados tanto para el movimiento azimutal como el cenital, si se usa como entrada u_ϕ en vez de θ_2 . Para obtener cuánto debe valer la nueva entrada, se despeja u_ϕ de la ecuación (30), obteniéndose:

$$u_\phi = \theta_2 - \frac{g m_e l^2}{3EI} \cos \phi_2 \approx \theta_2 - \frac{g m_e l^2}{3EI} \cos \theta_2 \equiv f(\theta_2). \quad (31)$$

Por tanto, la función de transferencia entre el ángulo cenital del extremo y la entrada u_ϕ se obtiene haciendo la transformada de Laplace de la ecuación (29):

$$\frac{\phi_2}{u_\phi} = \frac{\omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2}, \tag{32}$$

donde $\omega_1^2 = 3EI/m_e l^3$

El esquema de la Figura 14 describe el proceso realizado con esta nueva técnica para el movimiento cenital. En él se muestra el control en cadena abierta que se ha realizado en esta sección. Se observa que modificando la señal de comando, que será θ_2^* , se puede conseguir eliminar el efecto de la no linealidad de la gravedad y conseguir que el movimiento cenital se comporte como un sistema lineal desde el punto de vista del control.

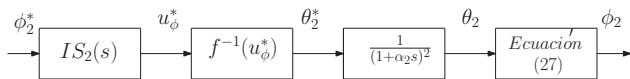


Figura 14: Esquema IS no lineal .

Si los polos del lazo interno del motor se alejan lo suficiente para que se pueda despreciar la dinámica de éste ($\alpha_2 \approx 0$), se tiene que $\theta_2 \approx \theta_2^*$. Por tanto se obtiene, a partir de invertir (31), la referencia del motor que habría que usar para el nuevo IS. Dicho proceso de inversión se muestra en la Figura 14 con el bloque $f^{-1}(u_\phi)$. Dicho bloque se implementa teniendo en cuenta que $f(\theta_2)$ es una función biunívoca en el rango $\theta_2 \in [-\pi/2, \pi/2]$ rad. Por tanto, se puede invertir sin dificultad. $f^{-1}(u_\phi)$ se ha discretizado y tabulado en el rango indicado. Cuando se requieran valores intermedios, se obtendrán por interpolación lineal en dicha tabla.

Para que no haya discontinuidades al principio de la trayectoria y, por tanto, poder obtener el resultado deseado, hay que calcular la posición inicial del ángulo del motor para que, en el instante inicial, el ángulo del extremo tenga el valor deseado $\phi_{2,o}$. Para calcularlo, se sustituyen las condiciones iniciales en la ecuación (11) teniendo en cuenta que el sistema está en reposo (todas las derivadas respecto del tiempo valen cero) y que $\theta_{1,0} = \phi_{1,0}$:

$$m_e l g = \frac{3EI}{l} \sin(\theta_{2,o} - \phi_{2,0}) \rightarrow \theta_{2,o} = \arcsin \frac{m_e l^2 g}{3EI} + \phi_{2,0}. \tag{33}$$

7. Resultados experimentales

La referencia que se usó para llevar a cabo los experimentos fue una curva parabólica de segundo orden mitad del tiempo aceleración y la otra deceleración cuyo recorrido y duración son 45° y $1,2s$, respectivamente.

Se realizarán tres tipos de movimiento: a) azimutal: movimiento en el plano horizontal donde no interviene la gravedad, b) cenital: movimiento en un plano vertical donde aparecen los efectos de la gravedad y c) combinado: movimiento que combina los dos movimientos anteriores.

El esquema de control que se propone con esta técnica es el representado en la Figura 15, donde se incluye la dinámica del motor con su control anteriormente explicado. Se introduce en

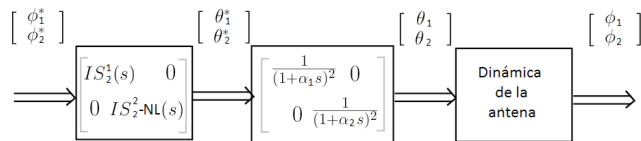


Figura 15: Diagrama de control.

la nomenclatura del IS el superíndice $i=1,2$ para indicar si éste se aplica al grado de libertad 1 ó 2.

El esquema anterior muestra que la entrada al bloque donde se realiza la técnica IS es la trayectoria que se quiere realizar con el extremo de la antena y su salida es la referencia del motor. Se ha usado un IS multivariable para reducir las vibraciones en las dos direcciones, el cual está compuesto por dos IS mono-variables desacoplados donde el IS para el movimiento azimutal es el de la ecuación (23) y el IS para el movimiento cenital es el IS no lineal desarrollado en la sección 6 (que a partir de ahora se denominará $IS_2 - NL$).

7.1. Movimiento azimutal

La Figura 16 muestra el momento en la base del brazo (par de acoplamiento) cuando se lleva a cabo un movimiento azimutal. Esta figura representa los casos de la trayectoria realizada sólo con el control del motor y realizada con el control del motor combinado con la técnica IS_2 . Se observa que, si se usa IS_2 , la amplitud de vibración se reduce aproximadamente a una quinta parte del valor obtenido sin usar IS.

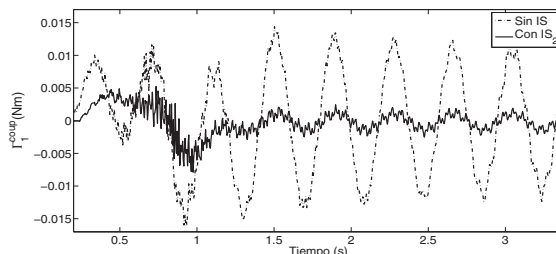


Figura 16: Par de acoplamiento en un movimiento azimutal sin IS y con IS_2 .

Si se supone que sólo un modo de vibración es relevante, es posible diseñar un sencillo estimador de la posición del extremo. Como se ha demostrado con la Figura 7, esta hipótesis es válida porque se ha visto que la antena sensora sólo tiene dos modos de vibración y que el segundo modo puede despreciarse en comparación con el primero. Dicho estimador se obtiene despejando ϕ_i de la expresión (2) (aplicada a los dos grados de libertad de la antena), resultando:

$$\phi_i(t) = \theta_i(t) - \frac{\Gamma_i^{coup}(t)}{C}; \quad i = 1, 2, \tag{34}$$

donde C es el coeficiente de rigidez de la antena obtenido mediante experimentación cuyo valor es 0.35 Nm y Γ_i^{coup} es la medida dada por el sensor de fuerza y par. Se destaca que el

estimador de la posición del extremo es aproximado y que sólo es válido bajo la hipótesis de un solo modo de vibración. Experimentos midiendo la posición del extremo con un sistema óptico de medida 3D de puntos y comparándola con la dada por (34) han permitido validar la exactitud de dicha aproximación (Castillo-Berrio y Feliu-Battle, 2015).

La Figura 17 representa la posición del extremo estimada con la ecuación (34) cuando se usa el IS_2 . Esta figura muestra que se reduce la vibración del extremo con eficacia.

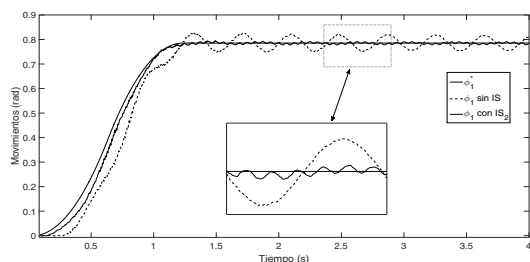


Figura 17: Posicionamiento del extremo para los casos sin IS y con IS_2 .

7.2. Movimiento cenital

En la Figura 18 se representa el par de acoplamiento (Γ_2^{coup}) para los casos de sólo el control del motor y cuando el control del motor es combinado con un IS_2 -NL. Se puede observar que la vibración para el caso IS_2 -NL es la quinta parte del sistema sin IS (similar a la que se obtenía con IS_2 para el caso de movimiento azimutal). Esto tiene sentido ya que lo que se pretende con este nuevo IS es que el sistema se comporte como un sistema lo más lineal posible, y conseguir una reducción de la vibración similar al caso de movimiento azimutal.

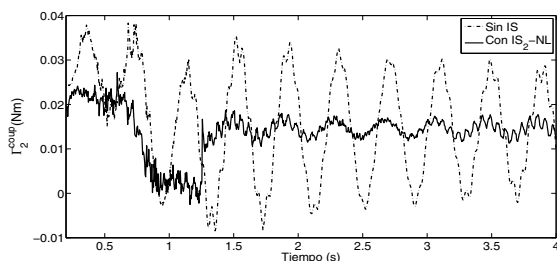


Figura 18: Par de acoplamiento en un movimiento cenital sin IS y con IS_2 -NL.

La figura 19 muestra la referencia del extremo ϕ_2^* y el ángulo del extremo ϕ_2 para el caso de sólo el control del motor, para el caso de que el control del motor es combinado con IS_2 y para el caso de que el control del motor es combinado con IS_2 -NL. Se estima la posición del extremo con las ecuaciones (34), tal como se ha hecho en el caso de movimiento azimutal. Dicha figura muestra como se ha conseguido una gran atenuación de la vibración en el extremo, sobre todo para el caso en el que se usa IS_2 -NL. Además, se observa que la nueva técnica (IS_2 -NL) anula el error en régimen permanente que produce la gravedad en el empleo de IS_2 . Ésta es otra de las ventajas fundamentales

de usar este tipo de IS ya que, si se quiere posicionar el extremo en un punto, no se tendrá ese error en régimen permanente que produce la deflexión producida por la gravedad.

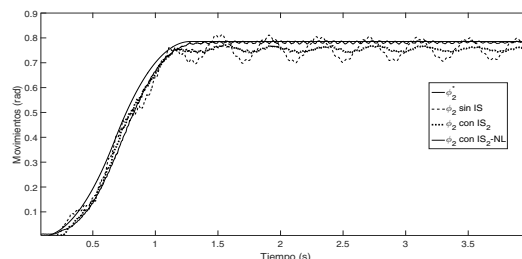


Figura 19: Ángulo del extremo en un movimiento cenital sin IS y con IS_2 -NL.

7.3. Movimiento combinado

Ahora se van a mostrar los resultados de un movimiento conjunto azimutal-cenital. En este movimiento se han combinado dos diferentes tipos de IS. Para el movimiento azimutal se ha usado IS_2 y para el movimiento cenital se ha usado IS_2 -NL.

En la Figura 20 se muestra Γ_1^{coup} y Γ_2^{coup} para los casos de sólo control de motores y control de motores con técnica IS_2 para la parte del movimiento azimutal y con la nueva técnica propuesta IS_2 -NL para la del cenital. Se observa que con la nueva técnica se reduce ampliamente la vibración de Γ_i^{coup} .

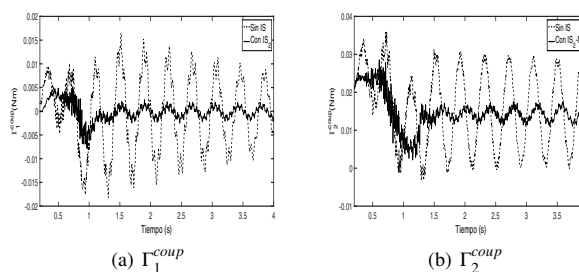


Figura 20: Movimiento combinado sin IS y con IS.

La Figura 21a muestra la trayectoria del extremo de la antena para el caso de control de los motores sin usar IS (estimada a partir de la aplicación de (34) a ambos ángulos y posteriormente haciendo la transformación cinemática directa de coordenadas polares a cartesianas). Esta figura muestra la proyección del extremo de la antena sobre el plano tangente a la esfera de radio un metro y que contiene el punto final de la trayectoria P_f como viene ilustrada en la Figura 21b. En dicha figura se muestra la trayectoria con la línea que une P_{in} (posición inicial del extremo) con P_f (posición final del extremo). La línea en trazado discontinuo es la proyección de dicha trayectoria sobre el plano tangente a la esfera. En las Figuras 21c y 21d se muestran las trayectorias del extremo de la antena para el caso de control de los motores usando a) IS_2 en ambos grados de libertad y b) IS_2 en el movimiento azimutal e IS_2 -NL en el cenital. Estos resultados muestran que la técnica propuesta en este artículo (IS_2 -NL) reduce aproximadamente a un cuarto la amplitud

de la vibración producida en el extremo de la antena respecto del caso en el cual sólo se tiene el control del motor sin ningún IS. También muestra la mejora en la reducción de vibración del extremo respecto al caso de usar IS_2 .

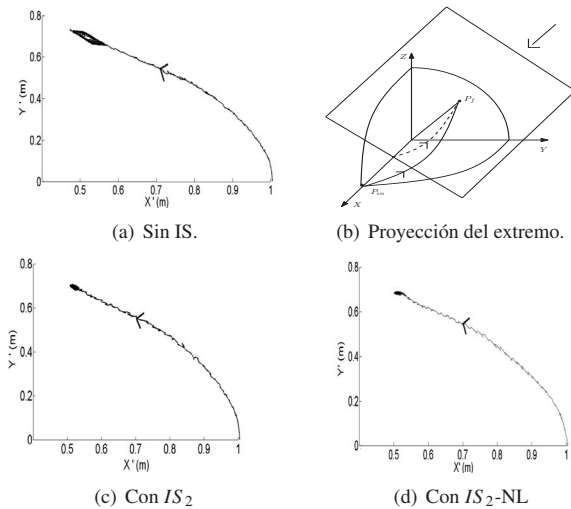


Figura 21: Movimiento 3D del extremo de la antena.

7.4. Resultados finales

La Tabla 4 muestra las amplitudes de vibración del sistema sin IS (Av_{mc}), con la técnica IS (Av_{IS}) en los movimientos azimutal y cenital y con la técnica de IS lineal en el movimiento azimutal e IS no lineal en el cenital (Av_{IS-NL}). También muestra los porcentajes de reducción de la vibración con las dos técnicas comparadas con el sistema sin IS (Red_{IS} y Red_{IS-NL}). Se utiliza la siguiente ecuación para obtener el porcentaje de reducción de la vibración:

$$Red_{IS} = \frac{Av_{mc} - Av_{IS}}{Av_{mc}} \cdot 100 \quad (35)$$

Tabla 4: Reducción de vibraciones

Caso	Av_{mc} (mm)	Av_{IS_2} (mm)	Av_{IS_2-NL} (mm)	Red_{IS_2} %	Red_{IS_2-NL} %
$\Delta\phi_1$	41,4	8,76	8,76	78,84	78,84
$\Delta\phi_2$	57,8	17,45	9,8	69,81	83,01
$\Delta\phi_1, \Delta\phi_2$	59,36	18,75	16,9	68,41	71,5

Obsérvese que en la fila $\Delta\phi_1$, se dan los mismos valores en Av_{IS_2} y Av_{IS_2-NL} ya que el IS no lineal no actúa al no haber desplazamiento cenital.

8. Conclusiones

En este artículo se ha presentado un prototipo de antena sensora que tiene movimientos de dos grados de libertad y que reproduce los sensores táctiles (antenas o bigotes) utilizados por algunos animales. De entre los distintos temas de investigación vinculados a estos sistemas (miniaturización de la electrónica asociada, sistema sensorial, control de fuerza en el contacto,

reconocimiento de objetos, etc), este trabajo se ha centrado en la mejora de los movimientos libres de búsqueda de la antena, donde no hay contacto con el entorno. Concretamente, se ha buscado aumentar la rapidez y precisión de estos movimientos eliminando las vibraciones que aparecen en la estructura. Ello repercute en que la antena, en su proceso de reconocimiento, sea capaz en un tiempo dado de detectar más puntos de la superficie del objeto y con mayor precisión.

Para ello se ha propuesto un novedoso sistema de posicionamiento que combina un control en lazo cerrado de la posición de los motores con un control en lazo abierto de las vibraciones de la antena. La motivación para cancelar las vibraciones en lazo abierto es que la antena presenta frecuencias de vibración relativamente altas mientras que el computador utilizado (de bajo costo) no permite frecuencias de muestreo excesivamente altas. Esto hace que cerrar un lazo de control para cancelar las vibraciones con nuestro equipo sea una tarea relativamente complicada y sus resultados (hemos realizado algunos ensayos preliminares) no sean mucho más eficientes que los obtenidos con la presente propuesta.

El control en lazo cerrado de cada motor consta de dos reguladores PID con filtros pasabajo y ha demostrado cancelar adecuadamente el rozamiento de Coulomb y ser robusto a variaciones de los parámetros del motor. Para el control de las vibraciones se ha utilizado la técnica en cadena abierta denominada input shaping. Dado que la dinámica de nuestro sistema es no lineal y la técnica anterior es apropiada para sistemas lineales, se ha propuesto una modificación novedosa de la misma, que ha dado lugar a un input shaper no lineal. Para ello, primero se han eliminado de las ecuaciones del sistema los términos de Coriolis y centrífugo ya que se ha visto que su efecto en la dinámica total de la antena es poco significativo y luego se ha realizado una eliminación del término no lineal restante (gravedad) mediante una manipulación algebraica y la definición de una entrada ficticia.

Este trabajo completa la propuesta realizada (Feliu-Talegón et al., 2014) en varios aspectos: 1) se ha validado experimentalmente la hipótesis realizada allí de que sólo hay un modo de vibración significativo (ver Figura 7), 2) se ha validado mediante simulaciones la hipótesis realizada allí de que la función de transferencia entre el ángulo de la base y el del extremo de la antena es de fase mínima en el caso de movimientos de una sola articulación (ver Figura 8), 3) se ha detallado la metodología de diseño de los reguladores de dos grados de libertad de los motores (Sección 4), y 4) se ha completado la experimentación incluyendo movimientos tanto azimutales como cenitales y combinados.

Los experimentos realizados han demostrado la eficacia del sistema de control propuesto, reduciendo un 80 % la amplitud de las vibraciones que aparecen en la antena cuando las vibraciones no se controlan y aumentando la precisión del posicionamiento ya que se reduce el error debido a la deflexión estática causada por la gravedad. La comparación de los resultados obtenidos con el input shaper lineal y el propuesto no lineal muestra que el uso de este último mejora significativamente la cancelación de las vibraciones del primero y su error en régimen permanente en el movimiento cenital.

English Summary

Motion Control of a Sensing Antenna with a Nonlinear Input Shaping Technique.

Abstract

Flexible links combined with force and torque sensors can be used to detect obstacles in mobile robotics, as well as for surface and object recognition. These devices, called sensing antennae, perform an active sensing strategy in which a servomotor system moves the link back and forth until it hits an object. At this instant, information of the motor angles combined with force and torque measurements allow calculating the positions of the hitting points, which are valuable information about the object surface. In order to move the antenna fast and accurately, this article proposes a new open loop control for driving this flexible link based sensor. The control strategy is based on an (IS) Input Shaping technique, in order to reduce link vibrations. The antenna performs free azimuthal and vertical movements. However, the vertical movement is clearly non-linear due to the gravity effect, which prevents the use of standard linear IS techniques. Then a new nonlinear IS has been developed in this article which includes a linearization term of the gravity. Experiments have shown the improvements attained with this technique in the accurate vibration free motion of our antenna.

Keywords:

Motion control, vibration suppression, flexible-link, coupling torque, angular frequencies, antenna.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado gracias al apoyo del Ministerio Español de Economía y Competitividad y al Fondo Social Europeo con el proyecto DPI2012-37062-CO2-01 y a la Universidad de Castilla-La Mancha (E-13-2014-0169567).

Referencias

- [1] Arabzadeh, E., & Petersen, R. (2003) Encoding of a whisker vibration by a rat barrel cortex neurons: Implications for texture discrimination. *Journal of Neuroscience*, 23(27), 9146- 9154.
- [2] Bebek, O., & Cenk M. (2007). Whisker sensor design for three dimensional position measurement in robotic assisted beating heart surgery. In *Robotics and Automation, 2007 IEEE International Conference on*, 225-231
- [3] Bellezza, F., Lanari, L. L. y Ulivi, G. (1990). Exact modelling of the flexible slewing link. In *Robotics and Automation, 1990. Proceedings., 1990 IEEE International Conference on*, 734-804.
- [4] Castillo, C.F., Castillo, F.J. y Feliu V. (2011). Inverse dynamics feed forward based control of 2 degrees of freedom whisker sensor. In *Mechatronics, 2011 IEEE International Conference on* 684-689.
- [5] Castillo, C.F., Feliu, V. y Castillo-García, F.J. (2011a) Experimental validation of a 2 degrees of freedom whisker sensor dynamic model. In *IFAC World Congress*, 18, 3148-3152.
- [6] Castillo, C.F., Engin, S.N. y Feliu V. (2014). Design, dynamic modelling and experimental validation of a 2DOF flexible antenna sensor. *International Journal of Systems Science*, 45(4), 714-727.
- [7] Castillo-Berrio, C.F. y Feliu-Battle V. (2015). Vibration-free position control for a two degrees of freedom flexible-beam sensor. *Mechatronics*, 27, 1-12.
- [8] Clements, T.N. y Rahn, C.D. (2006). Three-dimensional contact imaging with an actuated whisker. *Robotics, IEEE Transactions on* 22 (4), 844-848.
- [9] Talegón, D. F., Castillo, C.F. y Feliu V. (2013). Improving the motion of a sensing antenna by using an input shaping technique. In *Robot 2013: First Iberian Robotics Conference: Advances in Robotics*, 253, 199-214.
- [10] Feliu-Talegón, D. Castillo-Berrio, C.F. y Feliu-Battle, V. (2014). A nonlinear input shaping technique for motion control of a sensing antenna. In *IFAC World Congress*, 19, 4733-4738.
- [11] Feliu, V., Rattan, K.S y Brown, M.B. (1992). Modeling and control of a single link flexible arm with lumped masses. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 114(1), 59-69.
- [12] Fend, M., Yokoi, H. y Pfeifer, R. (2004). Development of a whisker sensor system and simulation of active whisking for agent navigation. In *Intelligent Robots and Systems, 2004. (IROS 2004). Proceedings. 2004 IEEE/RSJ International Conference on*, 607-612).
- [13] Grant, R.A., Itskov, P.M., Towal, R.B. y Prescott, T.J. (2014). Active touch sensing: finger tips, whiskers, and antennae. *Frontiers in behavioral neuroscience*, 8.
- [14] Kaneko, M., Kanayama, N. y Tsuji, T. (1998). Active antenna for contact sensing. *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, 14(2), 278-291.
- [15] Kaneko, M. y Tsuji, T. (2000). A whisker tracing sensor with 5 μm sensitivity. In *Robotics and Automation, 2000. Proceedings. ICRA'00. IEEE International Conference on*, 4, 3907-3912.
- [16] Kaneko, M., Kanayama, N. y Tsuji, T. (1996). Vision based active antenna. In *Robotics and Automation, 1996. Proceedings., 1996 IEEE International Conference on*, 3, 2555-60.
- [17] Kim, D. y Moller, R. (2007). Biomimetic whiskers for shape recognition. *Robotics and Autonomous Systems*, 55(3), 229-243.
- [18] Pearson, M. J., Pipe, A. G., Melhuish, C., Mitchinson, B., Prescott, T. J. (2007). Whiskerbot: a robotic active touch system modeled on the rat whisker sensory system. *Adaptive Behavior*, 15(3), 223-240.
- [19] Pearson, M. J., Mitchinson, B., Welsby, J., Pipe, T., Prescott, T. J. (2010). Scratchbot: Active tactile sensing in a whiskered mobile robot. In *From Animals to Animals*, 11, 93-103.
- [20] Pereira, E., Trapero, J. R., Diaz, I. M. y Feliu, V. (2009). Adaptive input shaping for manoeuvring flexible structures using an algebraic identification technique. *Automatica*, 45(4), 1046-1051.
- [21] Russell, R.A. (1992). Using tactile whiskers to measure surface contours. In *Robotics and Automation, 1992. Proceedings., 1992 IEEE International Conference on*, 1295-1299.
- [22] Russell, R.A. y Wijaya, J. (2003). Object location and recognition using whisker sensors. In *Australasian Conference on Robotics and Automation on*, 761-768.
- [23] Singer, N.C. y Seering, W.C. (1990). Preshaping command inputs to reduce system vibration. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 112(1), 76-82.
- [24] Solomon, J.H. y Hartmann, M.J. (2006). Robotic whiskers used to sense features. *Nature*, 443, 525-525.
- [25] Tsujimura, T. y Yabuta, T.A. (1992). A tactile sensing method employing force torque information through insensitive probes. In *Robotics and Automation, 1992. Proceedings., 1992 IEEE International Conference on*, 1315-1320.
- [26] Ueno, N. y Kaneko, M. (1995). On a new contact sensing strategy for dynamic active antenna. In *Robotics and Automation, 1995. Proceedings., 1995 IEEE International Conference on*, 1, 1120-1125.
- [27] Ueno, N., Kaneko, M. y Svinin, M. (1996). Theoretical and experimental investigation on dynamic active antenna. In *Robotics and Automation, 1996. Proceedings., 1996 IEEE International Conference on*, 4, 3557-3563.
- [28] Zhao, H. y Rahn, C.D. (2007). Repetitive contact imaging. In *ASME 2007 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*, 2115-2123. American Society of Mechanical Engineers.