

TESIS DE MAESTRÍA EN INGENIERÍA

DISEÑO Y CONTROL DE UN DISPOSITIVO ACTIVO PARA LA REDUCCIÓN DE VIBRACIONES EN EL MECANIZADO DE PIEZAS

Ing. Santiago Javier Pincin
Maestrando

Dr. Fernando Bianchi
Director

Ing. Agustin Coleff
Co-director

Miembros del Jurado

Ing. Norberto Abaurre (Universidad Nacional de la Pampa)

Dr. Gonzalo Molina (Instituto Balseiro)

Dr. Andrés Etchepareborda (Universidad Nacional de la Pampa)

Junio de 2022

División Mecánica – Departamento de Termohidráulica – GIN –
Centro Atómico Bariloche

Instituto Balseiro
Universidad Nacional de Cuyo
Comisión Nacional de Energía Atómica
Argentina

(Biblioteca Leo Falicov CAB-IB)

Dedicada a Tomás, mi hijo; a Meli, a mi madre, padre y hermanos.

Resumen

En esta tesis se estudia el fenómeno de vibraciones en el mecanizado y se proponen soluciones para reducirlas. Las vibraciones en el mecanizado causan una mala terminación superficial, desgaste prematuro de herramientas, peores y hasta inaceptables tolerancias de fabricación y todo lo cual repercute finalmente en una poco aceptable economía del mecanizado y una productividad ineficiente. Si bien hay diversas estrategias para mitigar el efecto de las vibraciones en el mecanizado, en el presente trabajo se aborda el problema en el contexto del control activo de las vibraciones, donde un actuador y un sensor se utilizan junto a un algoritmo de control para incrementar el amortiguamiento del sistema.

Con el fin de estudiar el uso de técnicas de control activo de vibraciones, se propone y realiza una facilidad¹ de pruebas junto con su electrónica. Posteriormente se diseñan e implementan dos tipos diferentes de actuadores electromagnéticos, uno inercial y uno no inercial, para ser utilizados sobre la facilidad. Partiendo de la formulación de barras finitas, se realizan dos modelos teóricos de la facilidad, y se validan mediante identificación con señales de excitación típicas chirp, pseudorandom y respuesta libre.

Mediante el uso de control activo de vibraciones, se diseñan e implementan controladores de realimentación directa de velocidad (DVF) y un controlador basado en un filtro *notch*. Los resultados experimentales obtenidos muestran que los actuadores diseñados junto con los controladores propuestos tienen potencial para el control activo de vibraciones.

Palabras clave: CONTROL DE VIBRACIONES, CONTROL ACTIVO, ACTUADOR INERCIAL, ACTUADOR ELECTROMAGNÉTICO, VIBRACIONES EN EL MECANIZADO, DVF

¹En la presente Tesis se adopta la denominación de '**facilidad de pruebas**' asignándola a un **dispositivo experimental en donde resulta posible realizar múltiples tipos de pruebas de manera controlada**. La asignación de este término obedece al uso extendido del mismo en ambientes de trabajo del ámbito de Ingeniería y Ciencias.

Abstract

In this thesis the phenomenon of vibrations in machining is studied and solutions are proposed to reduce them. Vibrations in machining cause poor surface finish, premature tool wear, worse and even unacceptable manufacturing tolerances, all of which ultimately result in poor machining economy and inefficient productivity. Although there are several strategies to mitigate the effect of vibrations in machining, this work addresses the problem in the context of active vibration control, where an actuator and sensor are used in conjunction with a control algorithm to increase the damping of the system.

In order to study the use of active vibration control techniques, a test installation together with its electronics is proposed and carried out. Subsequently, two different types of electromagnetic actuators, one inertial and the other non-inertial, are designed and implemented to be used in the installation. From the formation of finite rods, two theoretical models of the installation are developed, and they are validated by identification with typical chirp, pseudorandom and free response excitation signals.

Using active vibration control, direct velocity feedback (DVF) controllers and a controller based on a notch filter are designed and implemented. The experimental results obtained show that the actuators designed together with the proposed controllers have potential for active vibration control.

Keywords: VIBRATION CONTROL, ACTIVE CONTROL, INERTIAL ACTUATOR, ELECTROMAGNETIC ACTUATOR, CHATTER, DVF

Agradecimientos

Quisiera agradecer a los integrantes la División Mecánica de Termohidráulica, al Instituto Balseiro y a la Comisión Nacional de Energía Atómica por permitirme realizar este desarrollo. Además del tema investigado, resulta muy importante que el equipo de trabajo sea el indicado. Gracias a mis compañeros de oficina, Lucas, Diana y Andrés, por soportar el vibrador moviéndole sus monitores y produciendo ruido de fondo.

Agradezco enormemente a mi director Fernando Bianchi por el seguimiento del trabajo, su acompañamiento, sus indicaciones y consejos, además de su infinita paciencia en todo momento: sin esa ayuda, hubiera resultado imposible de llevar a cabo esta tesis.

También mi gratitud para al equipo del Laboratorio de Ingeniería del Instituto, en especial a Ignacio Ríos por la fabricación de la estructura del dispositivo.

A Meli infinitas gracias por tolerar una casa colmada de *cosas útiles*, entre ellas la que compete a esta maestría. Su apoyo fue clave para poder concluir el trabajo y escribir esta tesis.

Y finalmente, agradezco a la familia que me tocó. Particularmente a mi madre, quien me apoyó en múltiples elecciones académicas a lo largo de mi vida, y corrigió esta tesis y posterior presentación; agradezco a mi padre y hermanos, por estar cerca tanto desde Corrientes como de Córdoba.

Índice de contenidos

Resumen	ii
Abstract	iii
Índice de contenidos	v
Índice de figuras	viii
Índice de tablas	xviii
1. Introducción	1
1.1. Motivación	5
1.2. Objetivos	5
1.3. Outline	5
2. Vibraciones en el mecanizado de piezas	7
2.1. Vibraciones en el torneado	7
2.2. Vibraciones en el fresado	13
2.3. Soluciones al chatter	15
2.3.1. Uso del diagrama de lóbulos	16
2.3.2. Diseño de herramental afín	17
2.3.3. Variación de la velocidad de husillo	18
2.3.4. Compensación de las vibraciones	18
3. Control de vibraciones	21
3.1. Sistemas mecánicos flexibles	21
3.2. Control pasivo de vibraciones	22
3.3. Control activo de vibraciones	24
3.3.1. Retroalimentación	24
3.3.2. Sistema <i>colocado</i>	25
3.4. Estabilidad de sistemas mecánicos flexibles	25
3.5. Estrategias de control para el control de vibraciones	27

3.5.1.	Controlador de adelanto de fase	28
3.5.2.	Controlador de retroalimentación directa de velocidad	29
3.5.3.	Controlador de realimentación positiva de posición	30
3.5.4.	Filtro <i>Notch</i>	32
4.	Implementación de la facilidad de prueba	33
4.1.	Diseño de facilidad de prueba	33
4.2.	Selección del actuador	35
4.3.	Selección de sensor	37
4.4.	Selección de electrónica de adquisición	40
4.5.	Implementación de la electrónica	41
4.5.1.	Selección de interface de adquisición	41
4.5.2.	Interfaz gráfica	41
4.5.3.	Consideraciones sobre latencia de sistema y período de muestreo	44
4.5.4.	Comunicación	47
5.	Diseño e implementación de actuadores	50
5.1.	Actuador inercial	50
5.1.1.	Modelo del actuador inercial	51
5.1.2.	Selección de parámetros de actuador inercial	56
5.1.3.	Diseño mecánico del actuador inercial	57
5.2.	Actuador no inercial	64
5.2.1.	Modelo del actuador no inercial	65
5.2.2.	Diseño del actuador no inercial	66
6.	Modelo dinámico de la facilidad de prueba	70
6.1.	Modelo de la facilidad de prueba	70
6.1.1.	Modelo orientado al control	71
6.1.2.	Modelo para validación	75
6.1.3.	Comparación de los modelos de la facilidad	78
6.2.	Identificación de la facilidad	82
6.2.1.	Respuesta libre	82
6.2.2.	Respuesta forzada	84
6.3.	Conclusiones del capítulo	88
7.	Implementación de Control y Resultados	89
7.1.	Filtrado del sensor	89
7.1.1.	Filtro de <i>Butterworth</i>	89
7.1.2.	Implementación del filtro	91
7.2.	Control activo de vibraciones	93

7.2.1. Control utilizando el actuador no inercial	94
7.2.2. Control usando el actuador inercial	99
7.2.3. Control usando el actuador inercial más un filtro <i>notch</i>	104
7.3. Conclusiones del capítulo	107
8. Conclusión	109
Bibliografía	111

Índice de figuras

1.1. Dispositivo implementado por Kassem <i>et al.</i> [21] para contrarrestar activamente el fenómeno de <i>flutter</i> (inestabilidad aeronáutica) en alas de aeronaves.	2
1.2. Efectos sobre superficies mecanizadas causadas por el fenómeno de chatter (fuente Howes [15]).	2
1.3. Esquema de actuadores pasivos. Se observan dos sistemas de masa M , que en un caso el actuador es una masa-resorte-amortiguador, y en el otro caso es un resorte-amortiguador.	3
1.4. Esquema de actuadores activos. El sistema consta de una masa M y el bloque f representa una fuerza entre los nodos que es función de un sistema de control.	3
1.5. Dos opciones para el montaje de dispositivos activos para reducción de chatter. a) Montaje en la herramienta en (fuente [32]), b) montaje en la pieza a maquinar (fuente [35]).	4
1.6. Dos tipos de montajes diferentes de actuadores: a la izquierda se muestra un esquema de actuador de único apoyo (conocidos como actuadores inerciales) y a la derecha se muestra un actuador de dos apoyos (conocidos como no inerciales).	4
2.1. Ejemplo de mecanizado por corte ortogonal y el correspondiente el eje de referencia. El sentido negativo del eje Z es hacia el interior del plato de tres mordazas.	8
2.2. Vista frontal del proceso de corte ortogonal en un torno: $h_0(t)$ es el espesor de viruta promedio, α es el ángulo de desprendimiento, γ es el ángulo de incidencia, y ϕ es el ángulo de corte, entre los puntos A y B	9
2.3. Desarrollo lineal del proceso de corte presentado en la Figura 2.2. La rigidez de la pieza mecanizada (blanco) es representada con un resorte k y la fricción por un amortiguador c . La fuerza tangencial es F_t y la circunferencial es F_c	9

2.4. Diagrama en bloques de la transferencia (2.7) donde se observa el proceso regenerativo del chatter.	10
2.5. Ejemplo de diagrama de lóbulos de estabilidad para torneado. Los lóbulos (líneas continuas) indican las condiciones límites de mecanizado antes de aparecer inestabilidad o chatter. Por debajo de las curvas se mecaniza en una condición estable y por encima en forma inestable. Existe un límite asintótico de K_{cut}/k dado por el valor $2\xi(\xi + 1)$, en el cual cualquier velocidad de rotación del plato se obtiene una condición estable de mecanizado [26].	12
2.6. Esquema de fresado propuesto. La herramienta tiene dos grados de libertad (eje X e Y) y cuenta con tres dientes, de los cuales el diente j está en contacto con la pieza. El ángulo de inmersión ϕ es el ángulo del diente respecto de Y . En el diente en contacto aparecen dos fuerzas, la fuerza radial F_r y la tangencial F_t . A su vez la suma de las anteriores es la fuerza F , que se descompone en el eje X según el ángulo $\phi - \theta$	13
2.7. Diagrama de lóbulos de estabilidad ilustrativo para el fresado considerando un modelo unidimensional. Si se elige una condición de mecanizado que se encuentre por debajo de los lóbulos se está ante una condición estable. Por otro lado, si se elige una zona por encima de cualquier lóbulo se mecaniza en una condición inestable, apareciendo los efectos de <i>chatter</i>	16
2.8. Una forma de uso de los diagramas de lóbulos implica seleccionar adecuadamente la velocidad del husillo para encontrarse en una zona estable de mecanizado con alto valor de K_{cut}/k , que es proporcional la profundidad de pasada, aumentando la productividad. En este caso, el punto 1 y 2 son zonas de alto valor de profundidad de pasada con mecanizado estable, mientras que el punto 3 de maquinado es estable también, pero con una baja profundidad de pasada axial posible.	17
2.9. Diseños de fresas para desbaste que buscan romper el efecto regenerativo de chatter. Se proveen dientes con <i>serruchos</i> y discontinuidades para lograr el efecto buscado.	18
2.10. Efecto del cambio de amortiguamiento del sistema en el diagrama de lóbulos resultante. Se utilizó un modelo de corte ortogonal de torneado, $\xi = 0,05$, $\xi = 0,25$, $\xi = 0,5$, $w_n = 2$ 6Hz.	19
3.1. Diagrama a lazo abierto de un sistema mecánico flexible, donde se presenta un actuador, el sistema mecánico, y un sensor. u es la entrada al actuador, f es la fuerza que afecta al sistema, x es la salida del mismo e y es la salida medida con un sensor.	21

3.2. Respuesta en frecuencia general de un sistema mecánico flexible con ligero amortiguamiento. Se observa una sucesión de máximos (resonancias) y mínimos (anti-resonancias).	22
3.3. Sistema mecánico para reducción de vibraciones en forma pasiva. Se tiene una masa M y otra masa m vinculadas por un resorte de constante k y un amortiguador de constante c	22
3.4. Respuesta en frecuencia de la transmisibilidad de una masa m a una masa M para distintos coeficientes de amortiguamiento.	24
3.5. Esquema de control retroalimentado. El sistema está definido por la función de transferencia G , y el controlador es H . Se indica una perturbación d sumada a la salida de la planta. e es el error, y es la salida y r es la referencia.	24
3.6. Ejemplo de sistema colocado: se muestra una viga en voladizo y en el mismo punto de la estructura se encuentran el sensor y el actuador. . .	25
3.7. Ejemplo de sistema no colocado: se presenta una viga en voladizo donde la ubicación del sensor y del actuador no coinciden.	25
3.8. Ubicación de las raíces en el plano complejo de un sistema mecánico flexible colocado con ligero amortiguamiento a la izquierda, y a la derecha sin él.	26
3.9. Cambio de la secuencia de polos ceros y lugar de raíces resultante del mismo. En la Figura 3.9a el lugar de raíces es estable por dirigirse hacia la izquierda. Por otro lado en la Figura 3.9b se modificó la secuencia polo-cero y existen valores de ganancia que ubican los polos de lazo cerrado en el semiplano derecho complejo.	27
3.10. Lugar de raíces de un sistema mecánico flexible arbitrario <i>colocado</i> y un controlador tipo adelanto de fase.	28
3.11. Máximo amortiguamiento alcanzable considerando un único par de polos y ceros del sistema. El valor de amortiguamiento depende de la separación presente entre polo y cero de interés.	29
3.12. Lugar de raíces de un sistema mecánico flexible arbitrario <i>colocado</i> y un controlador tipo DVF.	30
3.13. Lugar de raíces de un sistema mecánico flexible arbitrario <i>colocado</i> y un controlador tipo realimentación positiva de posición, enfocado al modo 1 del sistema.	31
3.14. Lugar de raíces de un sistema mecánico flexible arbitrario <i>colocado</i> y un controlador tipo realimentación positiva de posición, enfocado al modo 2 del sistema.	31
3.15. Lugar de raíces de un sistema mecánico flexible arbitrario <i>colocado</i> y un controlador tipo DVF.	32

4.1. Esquema de facilidad de prueba, en donde se observa el sistema con dos pares sensor-actuador, donde el primer actuador es inercial y el segundo es no inercial.	34
4.2. Esquema de implementación de facilidad de prueba, en donde se reemplaza el apoyo rígido por una segunda viga en voladizo, de una gran rigidez comparativa con el sistema.	34
4.3. Modelo 3d de la facilidad de prueba propuesta. La misma está realizada con una planchuela de acero de $19 \times 3,2$ mm y 630 mm de largo que representa el sistema, y un caño rectangular de acero con sección 120×60 mm y 2 mm de espesor de pared y un largo de 600 mm que funcionaría de apoyo rígido. Ambos elementos están soldados a una placa de acero de 6,35 mm que está soportada rígidamente.	35
4.4. Sensores acelerómetros de tipo MEMS capacitivos de distintas características. El sensor 4.4a tiene una máxima frecuencia de muestreo de 1000 Hz, mientras que el sensor 4.4b tiene una frecuencia máxima de muestreo de 3200 Hz.	40
4.5. Vista en planta de la plataforma de desarrollo utilizada en el dispositivo.	40
4.6. Doble puente H de denominación L298d utilizado para controlar el dispositivo. Las especificaciones máximas del mismo son 2,5 A – 46 V por cada puente H.	41
4.7. Ventana principal de la interfaz creada para el dispositivo. En la misma se selecciona el puerto serie, período de muestreo, forma de señal a aplicar y nombre de archivo de datos de salida.	42
4.8. Ubicación de archivos y nombre de los mismos generados automáticamente, junto con el <i>log</i> de la sesión.	43
4.9. Contenido ejemplo de un archivo <i>log</i> de sesión. Se indica la fecha, tipo de experimento, parámetros de experimento, y archivo de datos de destino del mismo.	43
4.10. Diagrama conceptual del primer enfoque de implementación de sistema de control y los elementos involucrados en el lazo. Se observa que la computadora es el <i>maestro</i> que recibe datos del sistema, calcula el control y comanda el actuador. El microcontrolador actúa como <i>esclavo</i> que recibe órdenes y las ejecuta utilizando sus periféricos. Los elementos que se encuentran dentro del círculo punteado componen el lazo de control.	45

4.11. Diagrama conceptual del segundo enfoque del sistema de control y los elementos involucrados en el lazo. Se observa que la computadora funciona como un <i>esclavo</i> que recibe datos del sistema y posteriormente guarda los datos. El microcontrolador actúa como <i>maestro</i> que calcula y ejecuta el control utilizando sus periféricos. Los elementos que se encuentran dentro del círculo punteado componen el lazo de control. Se observa que la comunicación por el puerto serie no forma parte del bucle de control.	47
4.12. Mensajes utilizados en la comunicación serie entre microcontrolador e Interfaz.	48
5.1. Diagrama de bloques del actuador inercial. La entrada al sistema es la tensión V en bornes del dispositivo, I es la corriente circulante, F es la fuerza magnética y F_t es la fuerza que realiza.	50
5.2. Esquema que muestra un corte de un actuador inercial electromagnético y sus principales partes constitutivas. Se pueden distinguir el núcleo que es un imán permanente, el movimiento lineal realizado por un tubo, los resortes que sujetan la masa en su posición central, el solenoide que envuelve el núcleo y un acople del actuador con el sistema.	51
5.3. Modelo mecánico del actuador propuesto. Hay una masa de prueba m sujeta en la posición central por medio de un resorte con constante k . El arreglo resultante presenta un amortiguamiento c . Hay un dispositivo transductor de corriente i a fuerza f entre la masa de prueba y la parte fija.	51
5.4. Esquema del solenoide largo modelado. l_s es el largo, N es el número de espiras, y D_s es el diámetro medio del mismo. l_n es el largo del núcleo, y D_n el diámetro del mismo. Se toma x como la variable de posición del núcleo, medida desde el centro.	53
5.5. Modelo eléctrico del dispositivo siendo un circuito RL . Se le aplica una tensión v y la corriente circulante es i	54
5.6. Respuesta en frecuencia de un actuador inercial con frecuencia natural de $w_n = 17,2$ Hz. Se observa que la función de transferencia G_{act} parte con un doble cero desde bajas frecuencias hasta pasar por la resonancia mecánica, y luego la magnitud tiende a 0 dB, y la fase a 0° con mayores frecuencias.	55
5.7. Se observan las dimensiones geométricas del primer diseño de resorte impreso en su posición extendida. A la derecha se muestra el resorte fabricado.	60

5.8. Estudio tensional y de deformación de primer resorte impreso diseñado. A la izquierda se observa el desplazamiento del resorte con una carga aplicada sobre la cara superior de 1 N, que es 4,4 mm, dando una constante equivalente de $k = 228$ N/m. A la derecha se observa la tensión equivalente de VonMises del mismo resorte con la carga indicada, dando un valor máximo de $\sigma = 26,2$ MPa, donde el límite elástico del material ABS es $\sigma_{el} = 31$ MPa.	60
5.9. Se observan las dimensiones geométricas del segundo diseño de resorte impreso en su posición extendida. A la derecha se muestra el resorte fabricado.	61
5.10. Estudio tensional y de deformación del segundo resorte diseñado para ser impreso. A la izquierda se observa el desplazamiento del resorte con una carga aplicada sobre la cara superior de 0,5 N, que es 5,9 mm, dando una constante equivalente de $k = 87$ N/m. A la derecha se observa la tensión equivalente de VonMises del mismo resorte con la carga indicada, dando un valor máximo de $\sigma = 27,9$ MPa.	62
5.11. Se observan las dimensiones geométricas del tercer y último diseño de resorte impreso. El espesor del resorte es de 0,8 mm. A la derecha se muestra el resorte fabricado.	62
5.12. Estudio tensional y de deformación de tercer y último resorte impreso diseñado. A la izquierda se observa el desplazamiento del resorte con una carga aplicada sobre la cara superior de 0,032 N, que es 5,68 mm, dando una constante equivalente de $k = 5,6$ N/m. A la derecha se observa la tensión equivalente de VonMises del mismo resorte con la carga indicada, dando un valor máximo de $\sigma = 2,53$ MPa, donde el límite elástico del material ABS es $\sigma_{el} = 31$ MPa.	63
5.13. Vista en corte parcial del diseño del actuador propuesto, donde pueden verse los principales componentes. Puede observarse el núcleo compuesto por imanes permanentes y resortes comerciales en sus extremos. Se observa un tubo que soporta el arreglo, junto con una tapa y un soporte que se vincula al sistema mecánico.	64
5.14. Diseño final del actuador inercial, junto con el tercer resorte y sus respectivas vinculaciones.	65
5.15. Diagrama de bloques de actuador no inercial. La entrada al sistema V es la tensión en bornes del dispositivo, I es la corriente, F_t es la fuerza que realiza el dispositivo.	65
5.16. Modelo mecánico del actuador no inercial. Se observa el soporte rígido, el actuador y el sistema mecánico.	66

5.17. Respuesta en frecuencia de un actuador no inercial ejemplo con una resistencia $R= 11,7 \Omega$ e inductancia $L= 10,3 \text{ mH}$. Se observa que se parte con un plateau de amplitud y fase de 0° desde bajas frecuencias hasta pasar por el polo y luego del mismo baja la amplitud con una pendiente de -20 dB/dec . Las marcas de frecuencia ω_n se corresponden con la frecuencia natural del sistema mostrado en la Figura 5.6.	67
5.18. Diseño del actuador no inercial. Se observa en blanco el tubo que soporta el solenoide, pero que no está en contacto con el núcleo. El mismo está fijo al sistema a actuar, y la pieza azul está en contacto con el soporte rígido. Para ambos vínculos de este actuador se usó imanes permanentes. Se observa también un soporte en color blanco que sujeta el sensor.	68
5.19. Detalle de los dos actuadores ubicados en diferentes posiciones, en un caso la ubicación es colineal y se muestra un corte de los actuadores, y en el otro caso se encuentran separados.	69
6.1. Modelo del sistema mecánico a controlar. Se dispone de una viga en voladizo empotrada en el extremo inferior, de largo l , ancho de sección h y profundidad de sección b , módulo de elasticidad E . En un extremo de la viga se presenta el actuador inercial, que se considera como una masa concentrada m_1 . A una distancia a del extremo se ubica el actuador no inercial, modelado como otra masa puntual m_2 . P_1 y P_2 son las fuerzas realizadas por los actuadores y ejercidas sobre los nodos.	71
6.2. Modelo de elementos finitos tipo barra, donde se observa la barra ① con sus nodos 1, 2, y la barra ② con sus nodos 3, 4. Los desplazamientos en los nodos son x_1 y x_2 , y las rotaciones en los mismos son θ_1 y θ_2	72
6.3. Modelo de elementos finitos con N elementos iguales tipo barra. Se observa la barra ③ con sus nodos $2N$, $2N - 1$ y su largo $l_b = l/N$. La fuerza F_2 actúa sobre el nodo k , a una distancia aproximada p del extremo de la viga. La fuerza F_1 actúa sobre el nodo j , a una distancia aproximadamente a del extremo de la viga.	76
6.4. Respuesta de la posición x del sistema frente a un escalón de 1 N de fuerza aplicados sobre la punta de la viga empotrada. Los parámetros del sistema son los indicados en la Tabla 6.2.	79
6.5. Respuesta en frecuencia y fase de los actuadores inercial y no inercial implementados con los parámetros indicados en la tabla 5.1.	80
6.6. Respuesta en frecuencia de los modelos de control y verificación junto con el actuador inercial. Se observa la resonancia del actuador inercial en 2,5 Hz, y las resonancias del modelo de control en 5,4, y 33,4 Hz.	81

6.7. Respuesta en frecuencia de los modelos de control y verificación junto con el actuador no inercial. Se observan las resonancias del modelo de control en 5,4 y 33,8 Hz.	81
6.8. Respuesta libre de aceleración del nodo donde se encuentra el actuador, habiendo partido de una deflexión inicial.	83
6.9. Periodograma del experimento de respuesta libre a partir de una deflexión inicial. Se observa un pico en la frecuencia 5, 31 y 41 Hz.	83
6.10. Respuesta en frecuencia del sistema con una señal tipo chirp al actuador inercial. Se observan resonancias en 5 y 31 Hz.	85
6.11. Respuesta en frecuencia del sistema con una señal tipo chirp al actuador no inercial. Se observan resonancias en 4,9 y 31 Hz.	85
6.12. Respuesta en amplitud del sistema con una señal tipo pseudorandom al actuador inercial. Se observan resonancias en 5 y 31 Hz.	87
6.13. Respuesta en amplitud del sistema con una señal tipo pseudorandom al actuador no inercial. Se observan resonancias en 5 y 31 Hz.	87
7.1. Implementación de filtro por la forma directa I. Se observa la parte que corresponde al <i>feedback</i> y al <i>feedforward</i>	91
7.2. Implementación intermedia de filtro por el método de la forma directa II. Se observa la parte que corresponde al <i>feedback</i> y al <i>feedforward</i> . . .	91
7.3. Implementación final de filtro por el método <i>Direct Form II</i> . Se observa la parte que corresponde al <i>feedback</i> y al <i>feedforward</i> y el hecho que el número de unidades de delay presente es 2, convirtiéndose en una forma canónica de implementación.	92
7.4. Implementación final de filtro por el método transpuesto de <i>Direct Form II</i> . Se observa la parte que corresponde al <i>feedback</i> y al <i>feedforward</i> y el hecho que el número de unidades de delay presente es 2, convirtiéndose en una forma canónica de implementación.	92
7.5. Diagrama de bloques de control con el actuador inercial, donde la perturbación d se aplica a través del actuador no inercial, y se aumenta el amortiguamiento del sistema utilizando el actuador inercial y el controlador H	93
7.6. Diagrama de bloques de control con el actuador no inercial, donde la perturbación d se aplica a través del actuador inercial, y se aumenta el amortiguamiento del sistema utilizando el actuador no inercial y el controlador H	93
7.7. Lugar de raíces del sistema aplicando un controlador tipo DVF en el caso del sistema con actuador no inercial, con ganancias de retroalimentación de 120, 630 y 1280.	94

7.8. Respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto original y del sistema a lazo cerrado con un controlador DVF, y ganancia $K = 120$. Se observa que a lazo cerrado las resonancias de 5 y 31 Hz son atenuadas por el cambio de amortiguamiento producido por el controlador.	95
7.9. Respuesta al impulso del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado, con un controlador DVF y una ganancia de $K = 120$	96
7.10. Respuesta libre del sistema con el actuador no inercial, partiendo de una deflexión inicial no nula. 1 s después de iniciado el experimento se activa el control, con una ganancia $K = 120$	97
7.11. Respuesta del sistema con el actuador no inercial frente a una señal tipo chirp, con características similares a la Figura 6.11. El controlador presenta una ganancia $K = 120$, y se observa a lazo cerrado aumento de amortiguamiento por atenuación de los picos de resonancia.	98
7.12. Lugar de raíces del sistema junto al actuador inercial aplicando un controlador tipo DVF. Se observa que hay dos ramas que cruzan el eje imaginario hacia a zona derecha del semiplano complejo, y la ganancia máxima para evitarlo es 110.	99
7.13. Lugar de raíces del sistema junto al actuador inercial, aplicando un controlador tipo DVF y un filtro pasabanda de orden 2 en las frecuencias [3,5 – 150] Hz . Se observa que hay ramas que van hacia la derecha del plano complejo, inestabilizando el sistema para ganancias superiores a 320.	100
7.14. Detalle del lugar de raíces de la Figura 7.13. Se observa que hay ramas que van hacia la derecha del plano complejo, inestabilizando el sistema para ganancias superiores a 320.	100
7.15. Respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado con una ganancia $K = 50$. Se observa que a lazo cerrado se atenúan los picos de las resonancias del sistema.	101
7.16. Respuesta al impulso del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado, con un controlador tipo DVF y un filtro pasa banda, con una ganancia de $K = 50$	101
7.17. Respuesta libre del sistema con el actuador inercial, partiendo de una deflexión inicial no nula. 1 s después de iniciado el experimento se activa el control, con una ganancia $K = 50$	102
7.18. Respuesta del sistema frente a una señal tipo chirp, con características similares a la Figura 6.10. El controlador presenta una ganancia $K = 50$. Se observa una atenuación del pico de la resonancia de 5 Hz, y una amplificación en el pico de la resonancia de 31 Hz.	103

7.19. Lugar de raíces del sistema junto al actuador inercial aplicando un controlador que tiene un filtro <i>notch</i> , un integrador, y tres polos. Se observa que hay ramas que tienden al semiplano complejo derecho.	104
7.20. Detalle del lugar de raíces de la Figura 7.19. Se observa que hay un par de ramas que inestabilizan el sistema para ganancias mayores a 56000. .	105
7.21. Respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto original y del sistema a lazo cerrado con un controlador basado en un filtro <i>notch</i> , un integrador, tres polos y ganancia $K = 3000$. Se observa atenuación de la altura de la primera resonancia.	105
7.22. Respuesta al impulso del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado, con un controlador basado en un filtro <i>notch</i> , un integrador, dos polos y una ganancia de $K = 3000$	106
7.23. Respuesta libre del sistema con el actuador inercial, partiendo de una deflexión inicial no nula.	107
7.24. Respuesta del sistema frente a una señal tipo chirp, con características similares a la Figura 6.10. El controlador presenta una ganancia $K = 3000$.	108

Índice de tablas

4.1.	Tabla que resume el desempeño de distintas tecnologías de actuadores dinámicos según ciertas características. El símbolo \times representa un desempeño pobre, \approx significa un desempeño intermedio, y \surd es que el desempeño es bueno en esa característica. E. neum. se refiere a tecnología electroneumática, E. hidr. significa electrohidráulico y por último EM. hace referencia a tecnología electromagnética.	37
4.2.	Tabla que resume el desempeño de distintas tecnologías de sensores dinámicos según ciertas características. x es medición de posición, v de velocidad, a aceleración y ϵ deformación. El símbolo \times representa un desempeño pobre, \approx significa un desempeño intermedio, y \surd es que el desempeño es bueno en esa característica. EM. hace referencia a electromagnético, Mic. significa sensor tipo micrófono, Pzo. refiere a piezoeléctrico y por último MEMS son dispositivos microelectromecánicos, normalmente acelerómetros.	39
5.1.	Tabla resumen de parámetros del actuador inercial diseñado.	56
5.2.	Tabla resumen de parámetros de los diferentes diseños realizados para el resorte del actuador inercial, comparados entre sí y contra un resorte comercial helicoidal.	63
6.1.	Tabla donde se resumen los elementos tipo barra del modelo, sus nodos asociados y los grados de libertad que cada nodo presenta.	72
6.2.	Parámetros de los modelos de control y verificación para realizar ensayos de simulación. l es el largo de la barra, a y p son las distancias de los actuadores inercial y no inercial al extremo libre de la barra, m_{act} y m_{pert} son las masas de los actuadores, α y β son los coeficientes de la aproximación de Rayleigh de la matriz de amortiguamiento y por último N es el número de nodos del modelo de verificación. Por último, ρ es la densidad de la viga fabricada en acero al carbono, pero que considera el peso de los cables vinculados a la misma.	78

Capítulo 1

Introducción

La definición de vibración mecánica indica que se trata de un movimiento oscilatorio alrededor de un punto de equilibrio [38]. Toda masa vinculada con algún tipo de elemento elástico es susceptible de vibrar mecánicamente ante alguna excitación. Tanto la vida útil como la funcionalidad de muchos componentes ingenieriles dependen del comportamiento frente a vibraciones mecánicas, por lo que disminuirlas se considera esencial. Los mecanismos disponibles para reducir vibraciones pueden ser o bien removiendo la perturbación, o compensándola con algún método. Uno de estos métodos consiste en utilizar actuadores cuyas fuerzas o bien cancelen parcialmente la perturbación, o que cambien el comportamiento dinámico del sistema. El uso de actuadores para modificar el comportamiento de un sistema en particular se conoce como control de vibraciones.

El control de vibraciones ha avanzado mucho en los últimos años. El abanico de aplicaciones es muy amplio. Por ejemplo, Knospe [22] propone un control para reducir vibraciones en cojinetes magnéticos empleado en mecanizado de alta velocidad. En aeronáutica se utiliza para reducir el ruido en cabina causado por motores turbohélices [8]. En la Figura 1.1 se muestra un dispositivo usado para contrarrestar activamente un fenómeno de inestabilidad en las alas conocido como *flutter* [21]. En generación eléctrica se aplica para disminuir vibraciones en motores Stirling [13] o generadores diésel para aplicaciones de maquinaria náutica [27].

Las vibraciones mecánicas constituyen un problema también en el mecanizado de piezas. Las mismas afectan la calidad de la superficie, la durabilidad de las herramientas y producen altos niveles de ruido que pueden afectar a los operarios [11]. Las vibraciones en el mecanizado son causadas por un fenómeno conocido como *chatter*. Se trata de un proceso regenerativo en el cual las vibraciones causan ondulaciones en las superficies que luego son regeneradas por las herramientas de corte produciendo más vibraciones. La Figura 1.2 muestra ejemplos de los efectos del *chatter* en la terminación superficial de piezas. Este fenómeno fue estudiado

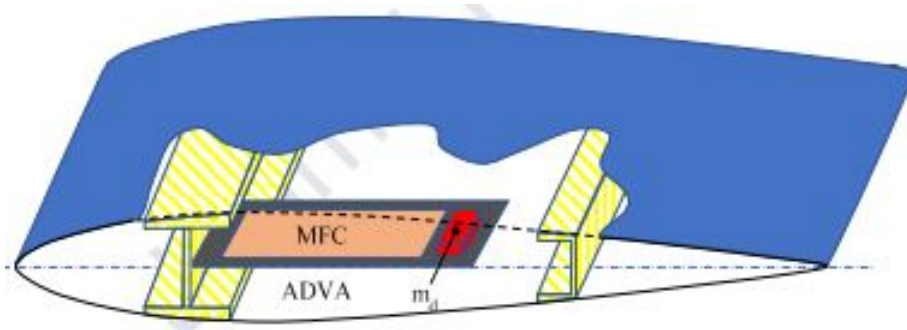


Figura 1.1: Dispositivo implementado por Kassem *et al.* [21] para contrarrestar activamente el fenómeno de *flutter* (inestabilidad aeronáutica) en alas de aeronaves.

inicialmente por Howes [15]. El primer análisis teórico de este problema desde un enfoque de regeneración fue realizado por Tobias y Fishwick [47] para un modelo con un grado de libertad y luego por Lemon y Ackermann [26], quienes estudiaron el caso de múltiples grados de libertad. Un resumen de la dinámica que interviene en el proceso puede encontrarse en el trabajo de Altintas y Weck [2] y un análisis más reciente para el caso de fresado con un modo dominante en el trabajo de Iglesias *et al.* [16].

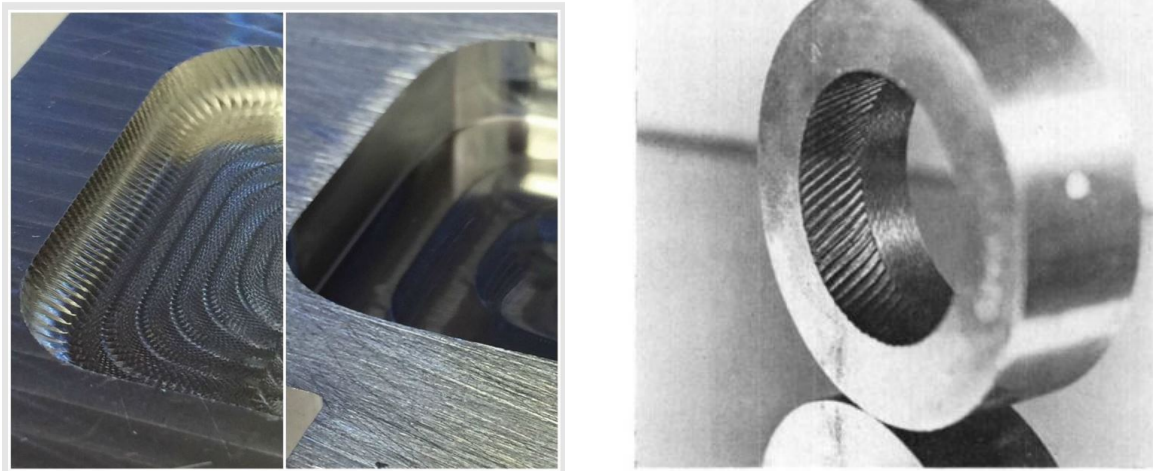


Figura 1.2: Efectos sobre superficies mecanizadas causadas por el fenómeno de chatter (fuente Howes [15]).

Un enfoque para reducir el efecto del chatter en el mecanizado consiste en usar dispositivos reductores de vibraciones. Estos últimos se pueden clasificar según:

- el tipo de dispositivo que puede ser pasivo o activo,
- el montaje entre el dispositivo y la máquina,
- el número de puntos de apoyo que requiera,

- la tecnología utilizada, entre otros.

Los dispositivos pasivos son básicamente amortiguadores (conjuntos masa-resortes) diseñados o sintonizados para absorber vibraciones de una frecuencia o modo de vibración particular. Los dispositivos activos utilizan sensores (e.g., acelerómetros) y actuadores (e.g. piezoeléctricos) para generar fuerzas que cancelen parcialmente las vibraciones causadas por las herramientas. Los actuadores pasivos son simples y robustos pero no tienen la flexibilidad de los activos. En las Figuras 1.3 y 1.4 se ilustran los dispositivos pasivos y activos.

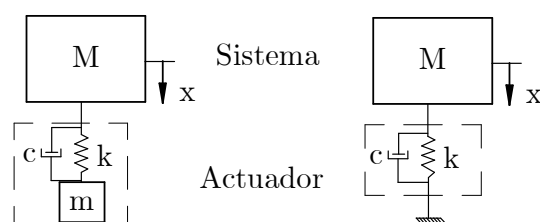


Figura 1.3: Esquema de actuadores pasivos. Se observan dos sistemas de masa M , que en un caso el actuador es una masa-resorte-amortiguador, y en el otro caso es un resorte-amortiguador.

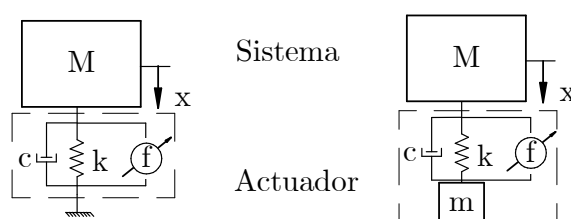


Figura 1.4: Esquema de actuadores activos. El sistema consta de una masa M y el bloque f representa una fuerza entre los nodos que es función de un sistema de control.

La ubicación del dispositivo reductor de vibraciones puede ser o bien en el cabezal de la máquina-herramienta como proponen Monnin *et al.* [32, 33], Zaeh *et al.* [50], o puede ser montado en la pieza que se está mecanizando como se indica en [11, 30, 35]. La Figura 1.5 muestra los dos tipos de montajes. Cuando el dispositivo se sitúa en el cabezal se elimina la necesidad de ajustes particulares para cada pieza a mecanizar, pero son necesarias modificaciones en la máquina herramienta. Por el contrario, el montaje en la pieza no requiere modificaciones en la máquina pero necesita mayor preparación de la pieza.

El número de apoyos del dispositivo reductor de vibraciones puede ser único o doble. Cuando el apoyo es único se conoce como actuador inercial. Su funcionamiento se basa en acelerar una masa sin un vínculo rígido ni a la pieza a mecanizar ni a la máquina. El problema de este tipo de dispositivos radica en que no es capaz de ejercer una fuerza continua y su efecto en la reducción del *chatter* está limitado por

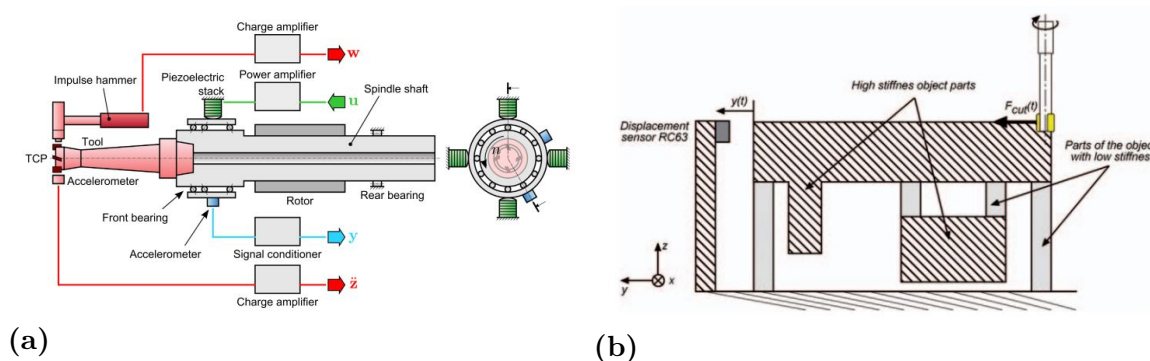


Figura 1.5: Dos opciones para el montaje de dispositivos activos para reducción de *chatter*. a) Montaje en la herramienta en (fuente [32]), b) montaje en la pieza a maquinar (fuente [35]).

el máximo desplazamiento permitido de la masa [5, 6]. Los dispositivos con doble punto de apoyo son capaces de ejercer una fuerza constante, sin embargo necesitan de un apoyo suficientemente rígido para lograr un efecto apreciable en la reducción del *chatter* [35]. La Figura 1.6 presenta en forma esquemática los dos tipos de apoyos mencionado.

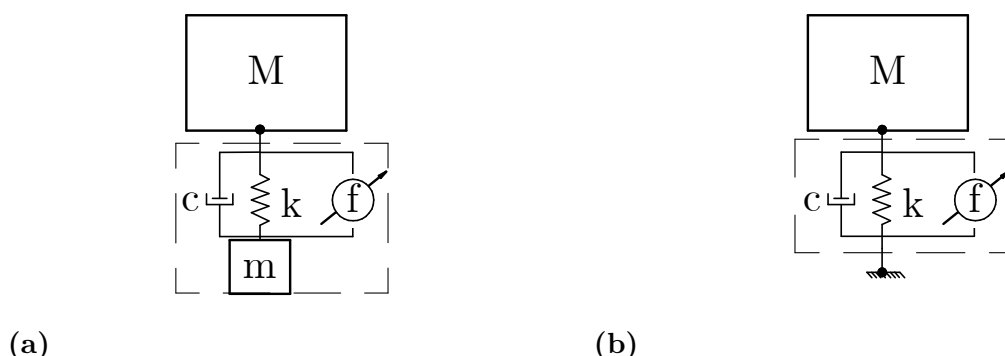


Figura 1.6: Dos tipos de montajes diferentes de actuadores: a la izquierda se muestra un esquema de actuador de único apoyo (conocidos como actuadores inerciales) y a la derecha se muestra un actuador de dos apoyos (conocidos como no inerciales).

La tecnología que se utiliza para el dispositivo reductor de vibraciones puede ser muy variada. Como ejemplos se mencionan los actuadores piezoeléctricos que transforman carga eléctrica en desplazamiento muy preciso; pistones hidráulicos que transforman presión de un líquido hidráulico en grandes fuerzas; actuadores neumáticos que convierten presión de aire en fuerzas moderadas; y por último actuadores electromagnéticos que transforman corriente eléctrica en fuerza con un muy buen desempeño dinámico.

El desarrollo de métodos para reducir el efecto del *chatter* implica en muchos casos exigir tanto la maquinaria como el herramental al límite de sus capacidades, con el consiguiente deterioro prematuro de ambas. Por este motivo, resultan útiles las facilidades en las que se puedan implementar en forma experimental y controlada distintas alternativas de reducción de *chatter* antes de probarla en máquinas costosas. Este tipo de sistemas se denomina *hardware-in-the-loop (HIL)* y fue implementado con anteriori-

dad en distintos sistemas de automóviles [3, 25] y también para el *chatter* en particular en [11, 30].

1.1. Motivación

La principal motivación de esta tesis constituye el estudio y posterior implementación experimental de mecanismos de reducción activa de vibraciones en el mecanizado de piezas. Para ello es preciso diseñar e implementar distintos tipos de actuadores sobre una facilidad de prueba, en la cual pueda probarse por métodos teóricos y experimentales la mejora del comportamiento del sistema frente a la problemática planteada. Se busca optimizar la productividad en el mecanizado, disminuyendo el desgaste prematuro de herramientas, el ruido y las vibraciones en el mecanizado. Para ello es necesario integrar conocimientos relacionados con la dinámica de mecanización por arranque de viruta aplicado a *chatter*, el modelado y fabricación de actuadores lineales, la implementación de sistemas de adquisición de datos, y por último la aplicación de algoritmos de control de vibraciones.

1.2. Objetivos

Los objetivos de esta tesis se resumen en:

- Estudiar el fenómeno de *chatter*, realizando un modelo simple en donde se observen las variables de interés.
- Estudiar las técnicas de control de vibraciones.
- Diseñar e implementar una facilidad de prueba de actuadores en donde probar en forma simple y segura diversas estrategias de control activo de vibraciones.
- Estudiar, diseñar y realizar diferentes actuadores para la facilidad.
- Desarrollar y validar un modelo de la facilidad para el posterior diseño y evaluación de controladores.
- Estudiar, diseñar, implementar y evaluar experimentalmente estrategias de control de vibraciones.

1.3. Outline

La tesis se organiza de la siguiente forma. En el Capítulo 2 se presenta el fenómeno de las vibraciones en el mecanizado de piezas, así como sus alternativas de solución. El

Capítulo 3 introduce el concepto del control de vibraciones, tanto pasivo como activo y algunas técnicas de control disponibles. En los siguientes capítulos se presentan las principales contribuciones de la tesis. El Capítulo 4 se diseña e implementa una facilidad de pruebas, donde se seleccionan sensor, actuador y electrónica de dicha facilidad. A continuación, el Capítulo 5 presenta el diseño de dos tipos diferentes de actuadores, junto con su implementación final y el modelado de estos. En el Capítulo 6 se desarrollan y validan por identificación dos modelos para la facilidad de prueba. El Capítulo 7 se centra en el diseño e implementación de las técnicas de control activo de vibraciones, incluyendo el acondicionamiento de las señales producidas por los sensores. Finalmente, el Capítulo 8 presenta algunas conclusiones y futuras líneas de trabajo.

Capítulo 2

Vibraciones en el mecanizado de piezas

En este capítulo, se presenta el fenómeno de vibraciones en el mecanizado de piezas o *chatter*. Se comienza con el modelado del caso de torneado y luego se continua con el fresado, el cual es más complejo de analizar. Posteriormente, se analizan distintas alternativas para reducir los efectos del *chatter* en el mecanizado. Finalmente, se relacionan los conceptos previos con una facilidad de prueba propuesta para el estudio de reducción de *chatter*.

2.1. Modelado de vibraciones en caso de corte ortogonal

El caso de *chatter* más simple de analizar se da en el mecanizado de piezas por corte ortogonal. Este fenómeno fue inicialmente analizado en los trabajos de Lemon y Ackermann [26], Tobias y Fishwick [47], y recientemente usado en los trabajos de Altintas y Weck [2], Ganguli *et al.* [11]. Típicamente, este tipo de mecanizado se da en el torneado de piezas como se ilustra en la Figura 2.1. En este caso, la pieza se sujeta en un plato de tres mordazas y la herramienta se encuentra paralela al eje Y .

La Figura 2.2 ilustra el proceso de mecanizado de corte ortogonal, donde h_0 es el espesor de viruta promedio antes de sufrir deformación, α , ϕ y γ son los ángulos de desprendimiento, corte e incidencia, respectivamente. En este caso se asume que la pieza se mueve únicamente en la dirección Y . Luego, de acuerdo al modelo regenerativo propuesto por Lemon y Ackermann [26], el espesor de la viruta h antes de ser deformada está dado por la siguiente expresión:

$$h(t) = h_0(t) + y(t - T) - y(t), \quad (2.1)$$

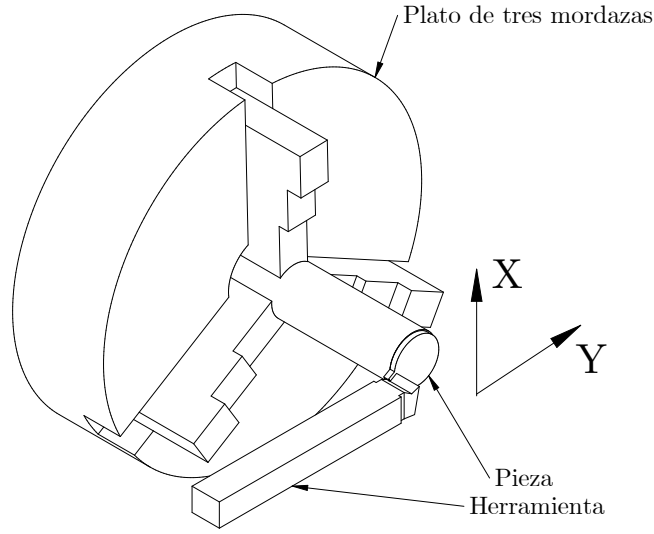


Figura 2.1: Ejemplo de mecanizado por corte ortogonal y el correspondiente el eje de referencia. El sentido negativo del eje Z es hacia el interior del plato de tres mordazas.

donde $y(t)$ es la posición actual de la herramienta, $y(t - T)$ es la posición de la pasada anterior y T es el período de la rotación de la pieza.

Si se desarrolla la circunferencia del esquema mostrado en la Figura 2.2 se obtiene la Figura 2.3, en donde puede observarse la fuerza de corte circunferencial F_c , la fuerza de corte tangencial F_t , la ondulación superficial de la pasada actual y la anterior. Se asume que la pieza mecanizada tiene una masa m y está vinculada a un elemento rígido a través de un enlace flexible con rigidez k y amortiguamiento c .

El enfoque propuesto por Lemon y Ackermann [26] para modelar el *chatter* en el caso de corte ortogonal indica que la fuerza generada por el corte ortogonal es proporcional al área de la viruta desprendida, es decir,

$$F_c(t) = aK_c h(t) = aK_c (h_0(t) + y(t - T) - y(t)), \quad (2.2)$$

donde K_c es el coeficiente de corte y a es la profundidad de corte axial al eje Z .

Suponiendo un sistema mecánico de un único grado de libertad, compuesto por una masa-resorte-amortiguador colineal con el desplazamiento $y(t)$, se puede obtener la siguiente expresión a partir de la Figura 2.3

$$m\ddot{y}(t) + c\dot{y}(t) + ky(t) = F_c(t). \quad (2.3)$$

Aplicando la transformada de Laplace, se tiene la función de transferencia $G(s)$ que relaciona la posición $Y(s)$ y la fuerza $F_c(s)$, considerando un sistema de un único grado de libertad:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{F_c(s)} = \frac{1}{ms^2 + cs + k}. \quad (2.4)$$

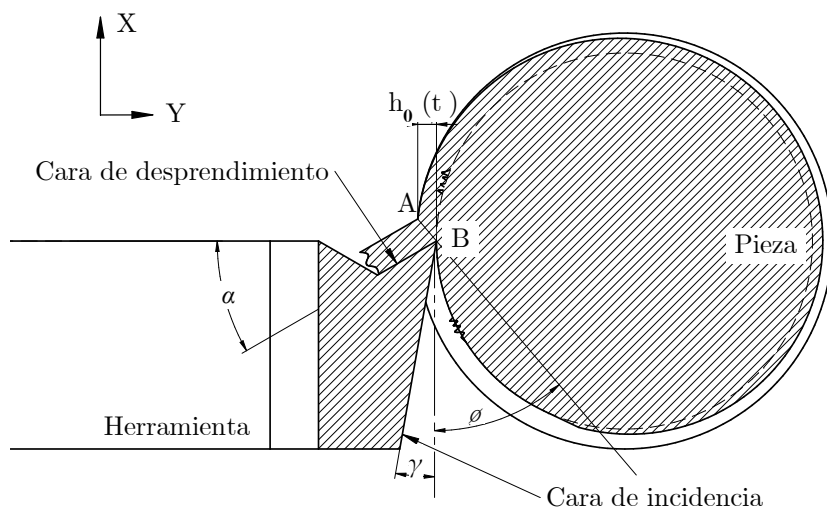


Figura 2.2: Vista frontal del proceso de corte ortogonal en un torno: $h_0(t)$ es el espesor de viruta promedio, α es el ángulo de desprendimiento, γ es el ángulo de incidencia, y ϕ es el ángulo de corte, entre los puntos A y B .

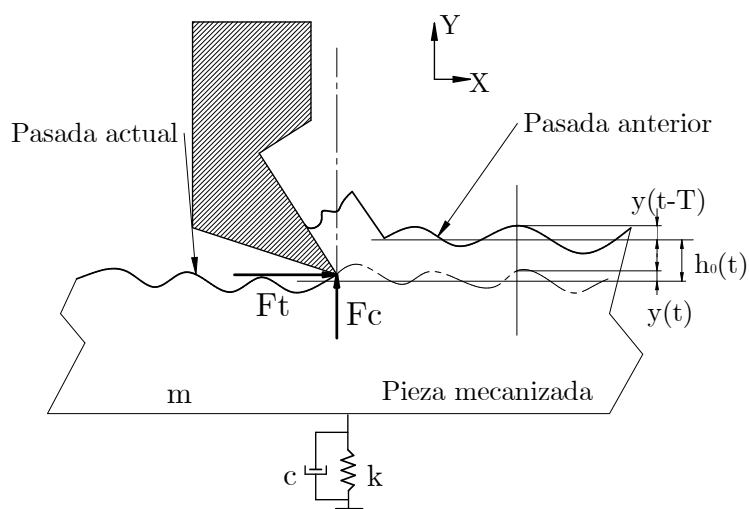


Figura 2.3: Desarrollo lineal del proceso de corte presentado en la Figura 2.2. La rigidez de la pieza mecanizada (blanco) es representada con un resorte k y la fricción por un amortiguador c . La fuerza tangencial es F_t y la circunferencial es F_c .

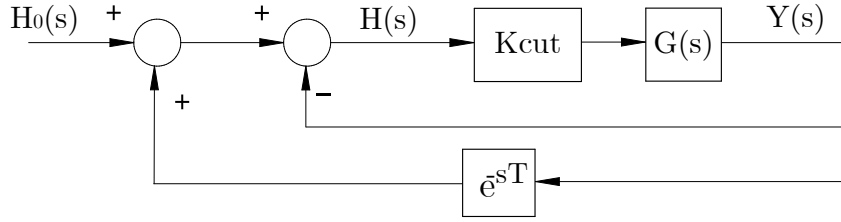


Figura 2.4: Diagrama en bloques de la transferencia (2.7) donde se observa el proceso regenerativo del chatter.

Asimismo, la expresión (2.1) en el dominio de Laplace resulta

$$H(s) = H_0(s) - Y(s)(1 - e^{-Ts}), \quad (2.5)$$

donde se usa el hecho de que $y(t - T)$ corresponde a $e^{-sT}Y(s)$ en el nuevo dominio. Teniendo en cuenta que

$$Y(s) = G(s)F_c(s) = aK_cG(s)H(s),$$

y reemplazando en (2.5) se obtiene

$$H(s) = H_0(s) - aK_cG(s)H(s)(1 - e^{-Ts}). \quad (2.6)$$

Finalmente, la transferencia entre el espesor de la viruta h y el espesor promedio h_0 , resulta

$$\frac{H(s)}{H_0(s)} = \frac{1}{1 + K_{\text{cut}}G(s)(1 - e^{-Ts})}, \quad (2.7)$$

donde $K_c a = K_{\text{cut}}$. El fenómeno regenerativo del *chatter* modelado en la expresión (2.7) puede ser visualizado mejor a partir del diagrama en bloques en Figura 2.4. Puede observarse que la posición y tiene dos caminos de retroalimentación. Uno directo hacia el espesor de la viruta h y otro con un retardo de duración T .

Luego, el fenómeno de *chatter* puede interpretarse como un análisis de estabilidad de la transferencia (2.7). La estabilidad del sistema (2.7) está dado por las raíces de su denominador o ecuación característica

$$1 + K_{\text{cut}}G(s)(1 - e^{-Ts}) = 0. \quad (2.8)$$

Cuando alguna de sus raíces es imaginaria pura, el sistema está en la condición de estabilidad crítica, es decir h oscila con una amplitud constante. Asumiendo que el sistema está oscilando a la frecuencia de *chatter* ω_c , sustituyendo $s = j\omega_c$ en (2.7) e

igualando a cero las partes real e imaginarias, se puede hallar las condiciones:

$$K_{\text{lím}} = \frac{-1}{2\text{Re}(G(j\omega_c))} \quad (2.9)$$

$$\epsilon = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Re}(G(j\omega_c))}{\text{Im}(G(j\omega_c))} \right), \quad (2.10)$$

$$\omega_c = (2\pi p - \epsilon)/T, \quad p = 0, 1, \dots \quad (2.11)$$

A partir de las ecuaciones anteriores, se puede realizar el diagrama de lóbulos de estabilidad, los cuales indican las zonas donde el sistema es estable en función de la velocidad y profundidad axial de corte. La Figura 2.5 muestra un diagrama de lóbulos de estabilidad para un sistema con una masa $m = 1$ kg y constantes de rigidez $k = 16,34$ N/m y amortiguamiento $c = 2669$ N/(m/s). En este caso, la frecuencia natural del sistema masa-resorte resulta $\omega_n = 26$ Hz con un factor de amortiguamiento $\xi = 0,05$.

En la misma Figura, las líneas de lóbulos son los valores límites de K_{cut}/k antes de producirse chatter. Se recuerda que K_{cut}/k es proporcional a la profundidad de pasada axial. Elegir una condición de mecanizado que esté por encima de las curvas de lóbulos indicados significaría una condición inestable de mecanizado donde aparece *chatter*. Por otro lado, si se encuentra debajo de las curvas, se está en una condición estable. Se observa también que hay un límite mínimo de pasada axial que no presenta *chatter* [26], y es igual a $2\xi(\xi + 1)$. Este límite puede elevarse permitiendo mayores profundidades de pasada axiales con solo aumentar la amortiguación del sistema ξ . También puede observarse que si se selecciona una velocidad de husillo de alrededor de 1730 rpm, se obtiene una zona estable con mayores profundidades de pasada sin la presencia de chatter.

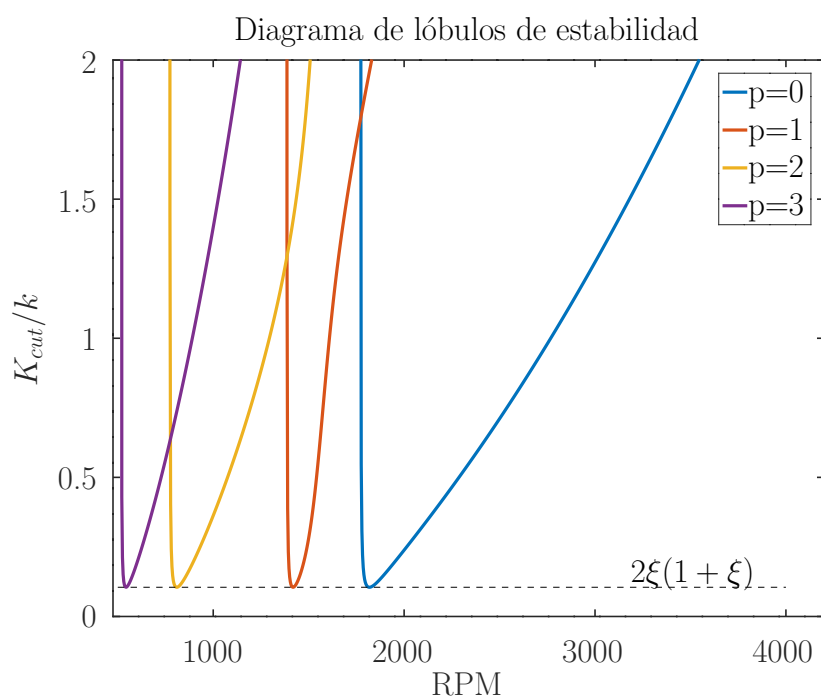


Figura 2.5: Ejemplo de diagrama de lóbulos de estabilidad para torneado. Los lóbulos (líneas continuas) indican las condiciones límites de mecanizado antes de aparecer inestabilidad o chatter. Por debajo de las curvas se mecaniza en una condición estable y por encima en forma inestable. Existe un límite asintótico de K_{cut}/k dado por el valor $2\xi(\xi + 1)$, en el cual cualquier velocidad de rotación del plato se obtiene una condición estable de mecanizado [26].

2.2. Modelado de vibraciones en operaciones de fresado

El modelado del *chatter* en el caso de fresado es más complejo debido a que se consideran dos grados de libertad, y que la fuerza resultante del mecanizado resulta pulsante. Sin embargo, hay un enfoque que considera un único grado de libertad en una dirección particular. Aquí se tendrá en cuenta este último, el cual es un modelo unidimensional de fresado según lo planteado por Tlustý [46] y es resumido por Altintas y Weck [2].

En la Figura 2.6 se observa el modelo de mecanizado considerado, donde la herramienta tiene dos grados de libertad (eje X e Y), con elementos elásticos y amortiguadores para cada dirección. En este modelo se desprecian los efectos axiales (perpendiculares a la Figura) y se presupone que solo un filo j está en contacto con la pieza con un ángulo de inmersión ϕ . En el diente aparecen dos fuerzas, la radial F_r y la tangencial F_t , cuya suma es F y forma el ángulo $\phi - \theta$ respecto del eje X negativo.

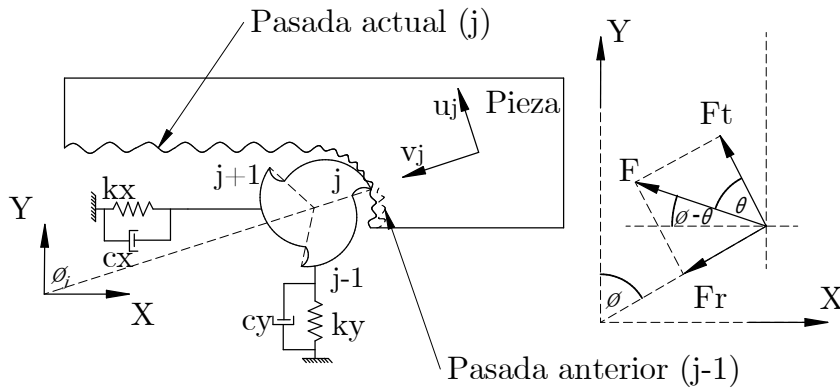


Figura 2.6: Esquema de fresado propuesto. La herramienta tiene dos grados de libertad (eje X e Y) y cuenta con tres dientes, de los cuales el diente j está en contacto con la pieza. El ángulo de inmersión ϕ es el ángulo del diente respecto de Y . En el diente en contacto aparecen dos fuerzas, la fuerza radial F_r y la tangencial F_t . A su vez la suma de las anteriores es la fuerza F , que se descompone en el eje X según el ángulo $\phi - \theta$.

El modelo de fuerzas que intervienen está dado por las siguientes expresiones:

$$F_t = K_t a h(\phi), \quad (2.12)$$

donde F_t es la fuerza tangencial, K_t es el coeficiente de fuerza tangencial, a es la profundidad de pasada axial, y $h(\phi)$ es el espesor de viruta. A su vez, la fuerza radial F_r y el ángulo θ son:

$$F_r = K_r F_t = K_r K_t a h(\phi), \quad (2.13)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{F_r}{F_t} = \tan^{-1} K_r, \quad (2.14)$$

donde K_r constituye la relación entre fuerzas radial y tangencial. La fuerza F resultante tiene el valor

$$F(\phi) = K_t \sqrt{1 + K_r^2} a h(\phi) = K_s a h(\phi), \quad (2.15)$$

donde K_s es el coeficiente de resultante de fuerzas. La descomposición de F en las direcciones X e Y es

$$F_x = -F \cos(\phi - \theta), \quad (2.16)$$

$$F_y = F \sin(\phi - \theta). \quad (2.17)$$

Y por último, el espesor de viruta resulta dependiente del tiempo t y del ángulo ϕ es

$$h(\phi, t) = h \sin(\phi(t)) + \Delta x(t) \sin(\phi(t)) + \Delta y(t) \cos(\phi(t)), \quad (2.18)$$

donde $\phi(t) = \Omega t$ es el ángulo indicado como ϕ_j en la Figura 2.6, donde Ω es la velocidad angular del husillo. Los desplazamientos en dirección X e Y son $\Delta x(t) = x - x_0$ y $\Delta y(t) = y - y_0$ respectivamente.

Partiendo del planteo de la ecuación 2.18, un método de resolución propone que las salidas y , x son proporcionales a funciones Φ_{xx} y Φ_{yy} que constituyen las respuestas en frecuencia directa del sistema en las dos direcciones. En el límite de estabilidad, el sistema se encuentra oscilando a una frecuencia w_c de chatter, por lo que la fuerza que actúa en el diente es $F(t) = F e^{i w_c t}$. Las expresiones de las posiciones y , y_0 , x , y x_0 son

$$y = \Phi_{yy}(i w_c) F_y(w_c), \quad (2.19)$$

$$y_0(w_c) = e^{-i w_c T} \Phi_{yy}(i w_c) F_y(w_c), \quad (2.20)$$

$$x = \Phi_{xx}(i w_c) F_x(w_c), \quad (2.21)$$

$$x_0(w_c) = e^{-i w_c T} \Phi_{xx}(i w_c) F_x(w_c). \quad (2.22)$$

Thusty [46] reorienta las fuerzas en dirección de la resultante F , por lo que los desplazamientos en x e y son

$$\Delta x = (e^{-i w_c T} - 1) \Phi_{xx} \cos(\phi - \theta) F e^{i w_c t}, \quad (2.23)$$

$$\Delta y = -(e^{-i w_c T} - 1) \Phi_{yy} \sin(\phi - \theta) F e^{i w_c t}, \quad (2.24)$$

y reemplazando en la ecuación de la viruta (2.18) se tiene la expresión

$$h(t) = (e^{-i w_c T} - 1) A(\phi(t)) \begin{Bmatrix} \Phi_{xx} \\ \Phi_{yy} \end{Bmatrix} \quad (2.25)$$

$$A(\phi(t)) = \sin \phi \cos(\phi - \theta) - \cos \phi \sin(\phi - \theta) \quad (2.26)$$

con $A(\phi(t))$ es una función periódica y únicamente válida entre los ángulos de entrada ϕ_{en} y ϕ_{sal} en donde hay contacto entre algún diente y la pieza.

Posteriormente se elige un método para promediar $\phi(t)$ entre ϕ_{en} y ϕ_{sal} , obteniéndose $\phi_0(t)$. Esta última es periódica según la velocidad del husillo y el número de dientes N . Se obtiene luego la función Φ_0 que es independiente del tiempo. Con ello se obtiene un espesor medio de viruta $h_m = (e^{iw_c T} - 1)\Phi_0 F_m^{iw_c t}$ y una fuerza promedio dinámica de viruta $F_m e^{iw_c t} = K_s a h_m$. La ecuación característica del sistema para una oscilación a una frecuencia de chatter w_c es, junto con la profundidad máxima de pasada axial

$$1 + (1 - e^{-iw_c T}) K_{lim} \Phi_0(iw_c) = 0 \quad (2.27)$$

donde $K_{lim} = K_s a$.

$$K_{lim} = \frac{-1}{2 \operatorname{Re}[\Phi(w_c)] m_e} \quad (2.28)$$

$$n = \frac{60}{NT} \quad T = (2\pi p + \epsilon)/(2\pi f_c) \quad p = 0, 1, \dots \quad (2.29)$$

$$\epsilon = 3\pi + 2 \left(\tan^{-1} \frac{\operatorname{Re}[\Phi(w_c)]}{\operatorname{Im}[\Phi(w_c)]} \right) \quad (2.30)$$

donde n es la velocidad de la fresa, T es el período de paso de diente, f_c es la frecuencia de chatter, $m_e = N(\phi_{sal} - \phi_{en})/2\pi = 1$ es el número promedio de dientes en la pieza y ϵ es el desfase entre ondulaciones de mecanizados entre pasadas. A partir de las ecuaciones anteriores se puede realizar un diagrama de lóbulos estabilidad equivalente al presentado en la Figura 2.5. A modo ilustrativo se muestra un diagrama como el anterior en la Figura 2.7.

2.3. Fenomenología de chatter y alternativas de solución

Las inestabilidades de mecanizado generan varios efectos indeseados, entre los que se mencionan:

- una mala terminación superficial que implica peores y generalmente inaceptables tolerancias de fabricación;
- desgaste prematuro de las herramientas de corte, lo que ocasiona una mala economía del ciclo de mecanizado y mayores tiempos muertos;
- ruido excesivo durante el maquinado, que genera molestia en los operadores;
- reducción de la productividad para evitar el chatter, por usar profundidades axiales bajas.

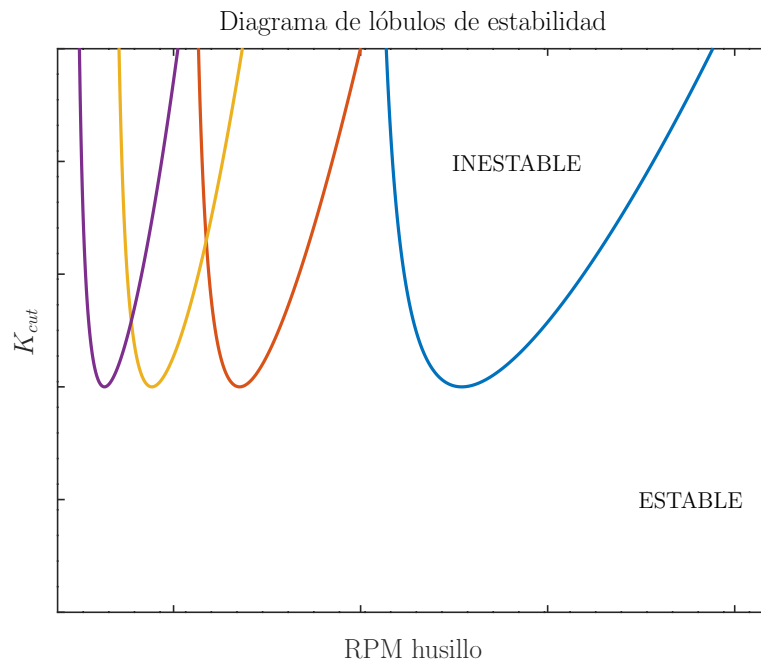


Figura 2.7: Diagrama de lóbulos de estabilidad ilustrativo para el fresado considerando un modelo unidimensional. Si se elige una condición de mecanizado que se encuentre por debajo de los lóbulos se está ante una condición estable. Por otro lado, si se elige una zona por encima de cualquier lóbulo se mecaniza en una condición inestable, apareciendo los efectos de *chatter*.

Cuando se trata problemas de *chatter* es común que suceda que al bajar la profundidad de corte el problema desaparece, pero ocasionando menor productividad por remover menos material por unidad de tiempo. Se observa del mismo modo que si se aumenta la profundidad de corte, hay zonas de velocidad de husillo (fresado) o plato (torneado) en las cuales no ocurren inestabilidades. Algunos métodos para solucionar o disminuir el efecto del *chatter* serán mencionadas a continuación.

2.3.1. Uso del diagrama de lóbulos

El comportamiento típico de las inestabilidades de mecanizado puede ser observado con un diagrama de lóbulos de estabilidad como el de la Figura 2.8. En la misma se muestran tres puntos de trabajo 1, 2 y 3 de mecanizado, correspondientes a tres profundidades de pasada y distintas velocidad de husillo o plato, para un mismo material. Tanto en el punto 1 como en el punto 2, se está en una zona estable que permite altas profundidades axiales de pasada comparadas con el punto 3, que si bien es estable, permite una menor profundidad de pasada. Como los lóbulos de estabilidad presentan un límite asintótico cuyo valor es cercano a la profundidad de pasada de la condición 3, con esa profundidad puede seleccionarse cualquier régimen de velocidad. A este análisis debe agregarse condicionamientos que provienen de la velocidad de corte seleccionada dependiendo del material y los límites de velocidad y potencia disponibles. Una forma

de evitar el *chatter* sería entonces ubicarse en zonas estables del diagrama de lóbulos, buscando dentro de lo posible maximizar la productividad teniendo en cuenta las restricciones de velocidad de corte indicadas para el material y tipo de trabajo. Mayores productividades indicarían encontrarse lo más cerca posible de la esquina superior derecha del diagrama, cumpliendo los requerimientos impuestos con anterioridad.

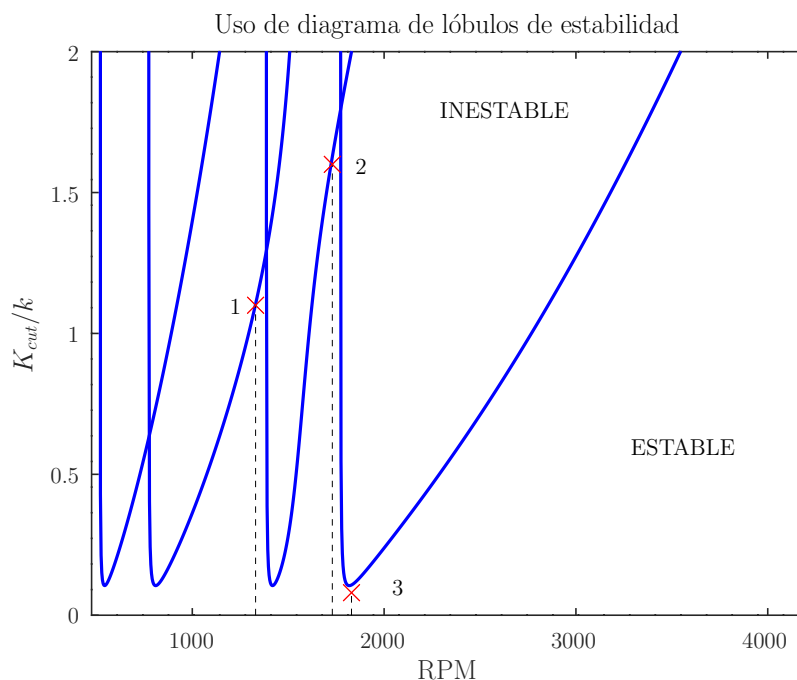


Figura 2.8: Una forma de uso de los diagramas de lóbulos implica seleccionar adecuadamente la velocidad del husillo para encontrarse en una zona estable de mecanizado con alto valor de K_{cut}/k , que es proporcional a la profundidad de pasada, aumentando la productividad. En este caso, el punto 1 y 2 son zonas de alto valor de profundidad de pasada con mecanizado estable, mientras que el punto 3 de maquinado es estable también, pero con una baja profundidad de pasada axial posible.

Los diagramas de lóbulos de estabilidad son en general dependientes de la máquina, tipo de operación, material mecanizado y sujeción de pieza. Disponer de estos diagramas para todas las condiciones de mecanizado posibles es un proceso muy laborioso y costoso. Para obtenerlo o bien se puede realizarlo mediante modelado, o puede ser realizado experimentalmente con cierto herramental específico de detección de *chatter* y una abundante cantidad de material en bruto para realizar los experimentos. Del mismo modo, existen condiciones óptimas de mecanizado que pueden ir a contramano de los puntos óptimos de maquinado para evitar *chatter*.

2.3.2. Diseño de herramental afín

Hay diseños específicos de herramientas de fresado que portan dientes con irregularidades para romper el proceso regenerativo que provoca el *chatter*. Estas fresas suelen usarse en operaciones de desbaste, y disminuyen notoriamente el efecto del *chatter*. En

el trabajo de Jin *et al.* [20] se profundiza el número de filos óptimo, así como tipo de discontinuidad y ángulo de hélice óptimo para minimizar el chatter. En el trabajo de Shamoto *et al.* [41] se elige la trayectoria de la herramienta en forma adecuada para minimizar el *chatter* en el corte ortogonal. Si bien estas herramientas específicas mitigan

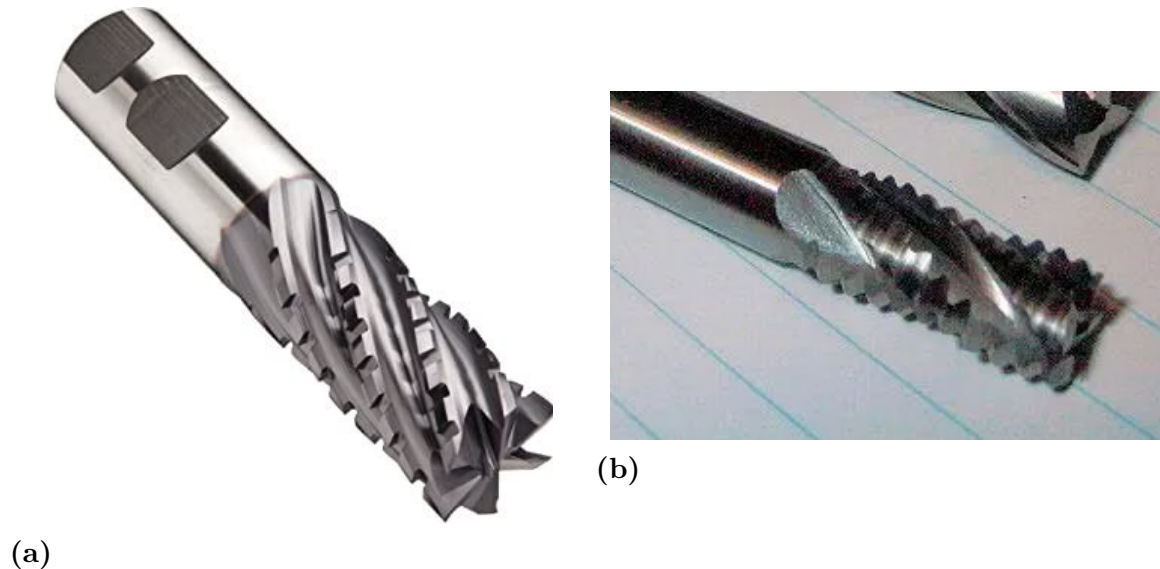


Figura 2.9: Diseños de fresas para desbaste que buscan romper el efecto regenerativo de chatter. Se proveen dientes con *serruchos* y discontinuidades para lograr el efecto buscado.

parcialmente el efecto regenerativo del *chatter* de mecanizado, solo lo hacen en operaciones de desbaste. Para pasadas de terminación es necesario recurrir a herramientas convencionales que presentan el problema de chatter, por lo que la dificultad persiste.

2.3.3. Variación de la velocidad de husillo

Existe una estrategia de reducción del efecto de *chatter* que implica la variación continua de la velocidad de husillo. Los parámetros seleccionados como la forma de onda y la frecuencia de oscilación de velocidad afectan la eficacia del método para mejorar la condición de chatter. Se profundiza sobre este método de atenuación de *chatter* en los trabajos de Lv y Zhao [29], Seguy *et al.* [40] y Wang *et al.* [48]. El problema que esta técnica presenta es el tiempo de cálculo necesario para obtener soluciones, básicamente por la riqueza frecuencial que presenta esta opción.

2.3.4. Compensación de las vibraciones

Otro enfoque posible para disminuir el efecto del *chatter* es por medio de compensación con dispositivos actuadores. Considerando el tipo de dispositivo se mencionan dos tipos principales, aunque hay variantes intermedias. Los dispositivos pueden ser pasivos en los cuales se usa un sistema masa resorte amortiguador sintonizado específicamente para una condición de maquinado. Por otro lado están los dispositivos activos,

que cuentan con un sistema de control que detecta las vibraciones y producen fuerzas que buscan cancelar las oscilaciones, hasta incluso cambiar las resonancias y lóbulos del sistema para generar una zona de maquinado libre de inestabilidad [32], [33] donde originalmente no lo era.

Considerando el montaje de estos dispositivos, pueden estar ubicados en el sistema maquinado como en los trabajos de Mancisidor *et al.* [30], Ganguli *et al.* [11], Parus *et al.* [35], o en el husillo o herramienta como lo implementaron Monnin *et al.* [32], Monnin *et al.* [33], Zaeh *et al.* [50]. Enfocándose en el tipo de dispositivos en cuanto a su tecnología, se encuentra en la bibliografía existente el uso de dispositivos de tipo piezoeléctrico [32], [33], electromagnéticos de tipo inercial como en los trabajos de Ganguli *et al.* [11], Zaeh *et al.* [50] y por último no inercial como en el trabajo de Ganguli *et al.* [11]. En general lo que buscan los diferentes dispositivos puede notarse en un esquema de lóbulos como el que se muestra en la Figura 2.10.

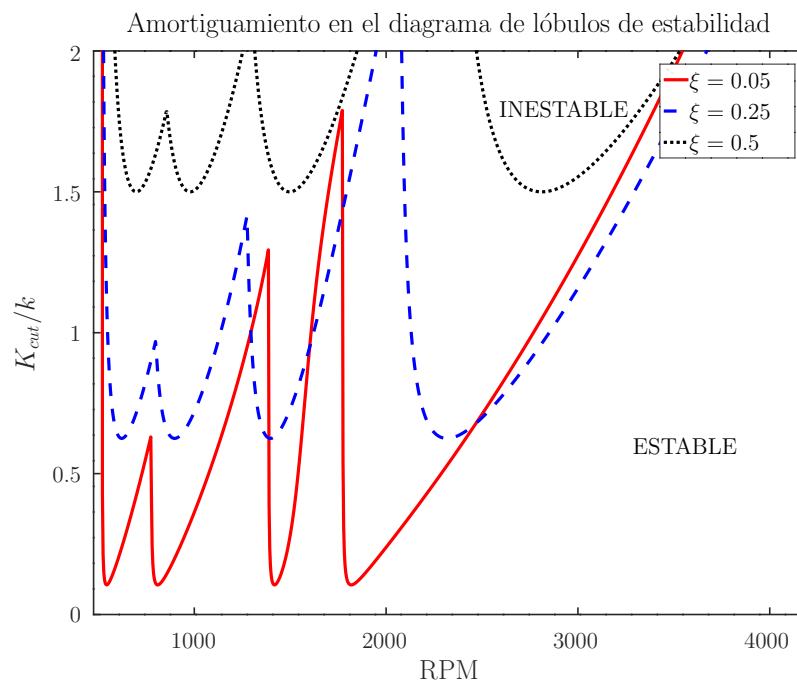


Figura 2.10: Efecto del cambio de amortiguamiento del sistema en el diagrama de lóbulos resultante. Se utilizó un modelo de corte ortogonal de torneado, $\xi = 0,05$, $\xi = 0,25$, $\xi = 0,5$, $w_n = 2$ 6Hz.

En dicha Figura se muestran varios diagramas de lóbulos para el mismo sistema pero con diferentes amortiguamientos. Al aumentar el ξ del sistema, aumenta el límite asintótico por el cual se puede obtener mayor profundidad de pasada para cualquier régimen de rpm. Del mismo modo, es posible hallar zonas de mayor profundidad de pasada estables en velocidades levemente distintas entre los distintos amortiguamientos.

El enfoque de control para las vibraciones tiene la ventaja de que o bien puede ser un método global que mejora la situación del mecanizado frente a *chatter* o puede

alterar completamente la dinámica del sistema y generar una zona libre de *chatter* para una condición de maquinado específica.

Capítulo 3

Control de vibraciones

A lo largo de este capítulo se describe la respuesta en frecuencia y lugar de raíces típicas de sistemas mecánicos poco amortiguados. Luego se presta atención a la ubicación del actuador y el sensor en la estructura, y cómo esto puede afectar la estabilidad del sistema. Por último, se indican tipos de controladores clásicos que buscan reducir vibraciones en sistemas mecánicos. Este capítulo sigue los conceptos del libro Preumont [36].

En los análisis siguientes se asume que el sistema a controlar tiene como entrada una fuerza f y como salida o variable a controlar una posición, velocidad o aceleración representada por x , \dot{x} o \ddot{x} . La fuerza es desarrollada por un actuador que traduce la acción de control u en una fuerza f . La señal y es medida a través de un sensor. Estos conceptos son ilustrados en la Figura 3.1.



Figura 3.1: Diagrama a lazo abierto de un sistema mecánico flexible, donde se presenta un actuador, el sistema mecánico, y un sensor. u es la entrada al actuador, f es la fuerza que afecta al sistema, x es la salida del mismo e y es la salida medida con un sensor.

3.1. Sistemas mecánicos flexibles

La ecuación que rige un sistema mecánico flexible es la siguiente:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\mathbf{x} = \mathbf{f}, \quad (3.1)$$

donde \mathbf{M} , \mathbf{C} , y \mathbf{K} son las matrices de masa, amortiguamiento y rigidez del sistema, \mathbf{f} y \mathbf{x} son los vectores de fuerza y desplazamientos respectivamente. Tanto \mathbf{M} , \mathbf{C} , y \mathbf{K} son matrices semidefinidas positivas y simétricas.

La respuesta en frecuencia de los sistemas mecánicos flexibles da en general como se muestra en la Figura 3.2, donde hay una sucesión de máximos y mínimos en la amplitud de la misma. Los máximos se corresponden a las frecuencias de resonancia del sistema, y los mínimos a las anti-resonancias.

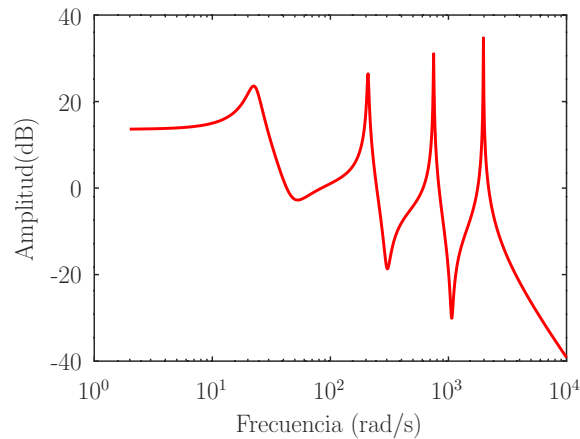


Figura 3.2: Respuesta en frecuencia general de un sistema mecánico flexible con ligero amortiguamiento. Se observa una sucesión de máximos (resonancias) y mínimos (anti-resonancias).

3.2. Control pasivo de vibraciones

El control pasivo de vibraciones es una técnica que se basa en la selección correcta de los componentes pasivos como amortiguadores y/o resortes con el fin de minimizar la vibración de una masa particular, dada una cierta perturbación. Para mencionar esta técnica, se recurrirá a un ejemplo de dos masas interconectadas por un resorte y un amortiguador.

Se toma como ejemplo a un sistema de dos masas M y m , unidas por un resorte y un amortiguador de constante k y c respectivamente, como se ilustra en la Figura 3.3. En este sistema, x_c es la posición que se quiere mantener constante, y x_d es la perturbación.

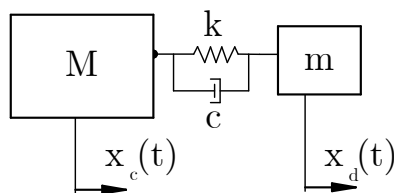


Figura 3.3: Sistema mecánico para reducción de vibraciones en forma pasiva. Se tiene una masa M y otra masa m vinculadas por un resorte de constante k y un amortiguador de constante c .

La función de transferencia entre x_c y x_d se denomina transmisibilidad, y tiene la siguiente forma:

$$\frac{X_c(s)}{X_d(s)} = \frac{1 + 2\xi/\omega_n s}{1 + 2\xi/\omega_n s + s^2/\omega_n^2}, \quad (3.2)$$

donde $\omega_n = \sqrt{k/M}$ es la frecuencia natural del sistema y $\xi = c/2M\omega_n$ es el coeficiente de amortiguamiento. Se muestra la respuesta en frecuencia de la función de transferencia indicada en la Figura 3.4.

La respuesta en frecuencia del sistema muestra cómo es la relación de amplitud estacionaria entre entrada y salida del sistema, para una entrada senoidal de frecuencia ω . Si al sistema se lo estimula con una señal senoidal de frecuencia igual a su frecuencia natural $\omega = \omega_n$ se produce lo que se denomina resonancia. En el caso de que el sistema tenga amortiguamiento nulo, la resonancia implica que la amplitud de respuesta es infinita. A medida que aumenta el amortiguamiento, se atenúa la amplitud de respuesta del sistema al ser excitado en su frecuencia de resonancia.

Cuando el sistema es estimulado con una señal senoidal de una frecuencia $\omega = \sqrt{2}\omega_n$, la amplitud de la respuesta del sistema es invariante respecto a qué amortiguamiento presente el sistema. Si el mismo recibe una excitación senoidal con una frecuencia $\omega > \sqrt{2}\omega_n$ se observa que la amplitud de respuesta es menor a medida que disminuye el amortiguamiento. La pendiente de la respuesta en frecuencia para esta región de frecuencias de entrada es -40dB/decada si $\xi = 0$, y -20dB/decada en caso de que el amortiguamiento sea distinto de cero.

En el caso de que no se conozca la frecuencia natural del sistema ω_n y se tiene que elegir una estrategia de control pasiva que minimice la amplitud de transmisibilidad, la selección errónea de incluir amortiguamiento o no y el valor de constante elástica del sistema puede llevar a comportamientos opuestos a los esperados. Es por esto que estos sistemas están ajustados a una frecuencia particular y no son robustos ante cambios o desconocimiento de los parámetros.

Entre los dispositivos específicos para el control pasivo se encuentra el actuador de relajación, en el cual se introduce un convertor corriente-fuerza el cual se cortocircuita sus bornes o se monta un circuito eléctrico RL sobre los mismos. Para que este dispositivo funcione como tal, la constante de amortiguamiento debe ser $\xi = 0$. También existen los dispositivos semi activos o semi pasivos, los cuales basan sus propiedades en fluidos magneto reológicos o electro reológicos, cuyas propiedades cambian al estar sometidos a un campo magnético o eléctrico respectivamente. Más información sobre estos dispositivos puede encontrarse en el trabajo de Marneffe y Preumont [31], entre otros.

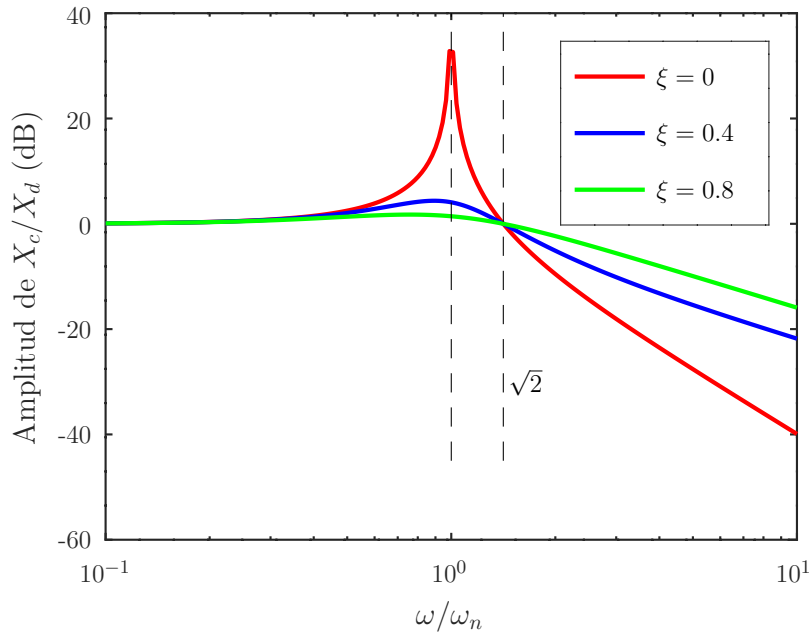


Figura 3.4: Respuesta en frecuencia de la transmisibilidad de una masa m a una masa M para distintos coeficientes de amortiguamiento.

3.3. Control activo de vibraciones

3.3.1. Retroalimentación

La Figura 3.5 muestra un esquema de control realimentado donde el sensor y el actuador se asumen incorporados en la planta $G(s)$. El sistema propiamente dicho está representado por G , y el controlador es H . Se indica una perturbación d sumada a la salida. El error es e , la referencia es r y la salida es y .

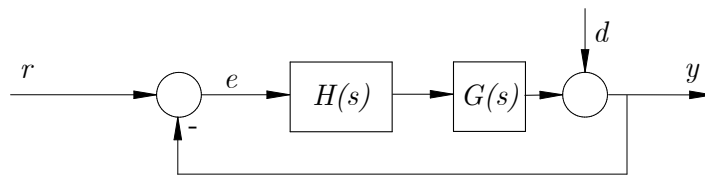


Figura 3.5: Esquema de control retroalimentado. El sistema está definido por la función de transferencia G , y el controlador es H . Se indica una perturbación d sumada a la salida de la planta. e es el error, y es la salida y r es la referencia.

La función de transferencia desde d y r hacia y son respectivamente:

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{1}{1 + GH}, \quad F(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{GH}{1 + GH}. \quad (3.3)$$

En caso de transferencias G como las discutidas anteriormente, puede observarse que si se incrementa la ganancia del controlador H se logra minimizar el efecto de la perturbación d en la salida y se tiene un mejor seguimiento de la referencia r .

3.3.2. Sistema *colocado*

Se dice que un sistema es *colocado* cuando el sensor y el actuador están ubicados en un mismo punto en la estructura y se corresponden entre sí, es decir se tienen en un mismo punto de la estructura un sensor y un actuador de traslación. Otro caso de sistema colocado sería que en un mismo punto se tenga un par actuador-sensor angulares. Se muestra en la Figura 3.6 un ejemplo de una viga empotrada en voladizo en una configuración de sistema colocado y en la Figura 3.7 se observa el mismo sistema en una configuración no colocada.

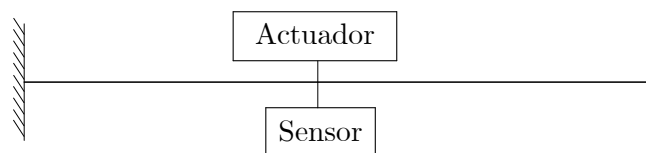


Figura 3.6: Ejemplo de sistema colocado: se muestra una viga en voladizo y en el mismo punto de la estructura se encuentran el sensor y el actuador.

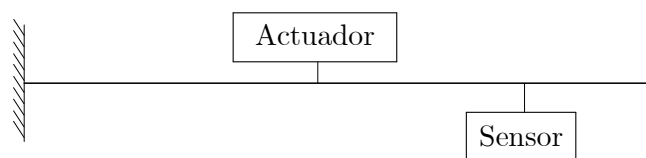


Figura 3.7: Ejemplo de sistema no colocado: se presenta una viga en voladizo donde la ubicación del sensor y del actuador no coinciden.

3.4. Consideraciones de estabilidad de sistemas mecánicos flexibles

La ubicación en el plano complejo de las raíces del denominador de la función de transferencia indica la posición de los polos del sistema; mientras que las raíces del numerador de la función de transferencia indican los ceros del sistema. El comportamiento que el sistema presenta frente a una entrada depende principalmente de la ubicación de los polos en el plano complejo. Si los polos se encuentran posicionados en el semiplano

izquierdo, el sistema es estable. Si los polos se encuentran en el semiplano-derecho, el sistema es inestable.

La ubicación de polos y ceros de un sistema mecánico flexible, considerando un par sensor-actuador con dinámica unitaria, da como resultado una alternancia de polos y ceros en cercanías del eje imaginario. En la Figura 3.8a se muestra la ubicación de las raíces mencionadas, para un sistema con leve amortiguamiento. Si el sistema carece de amortiguamiento los polos y ceros estarían posicionados sobre el eje imaginario, como se indica en la Figura 3.8b

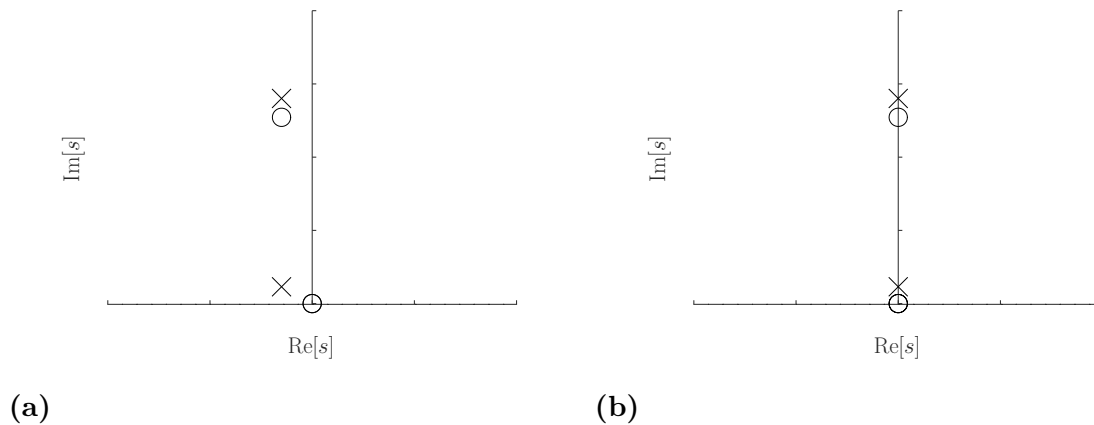


Figura 3.8: Ubicación de las raíces en el plano complejo de un sistema mecánico flexible colocado con ligero amortiguamiento a la izquierda, y a la derecha sin él.

Utilizando la retroalimentación es posible modificar la posición de las raíces en el plano complejo desplazándolas hacia la izquierda, para lograr mayor amortiguamiento. Un método para analizar la posición de las raíces en función de la realimentación es la técnica conocida como el lugar de raíces.

El lugar de raíces de un sistema indica la ubicación de los polos de lazo cerrado del sistema al variar la ganancia de la retroalimentación. Las raíces de la ecuación $1 + kGH(s) = 0$ con $0 < k < \infty$ son los polos de lazo cerrado del sistema. $GH(s)$ puede expresarse como:

$$GH(s) = \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)} \quad (3.4)$$

donde p_i son los polos del sistema, y z_i son los ceros. Cualquier raíz s_0 debe cumplir

$$\sum_{i=1}^m \phi_i - \sum_{i=1}^n \psi_i = 180^\circ + l \ 360^\circ \quad (3.5)$$

donde ϕ_i es el ángulo del vector entre el polo i y un punto en el plano complejo correspondiente a s_0 , ψ_i es el ángulo del vector entre el cero i y el mismo punto, y l es un número entero mayor que 0 para cumplir la igualdad.

Se analizará el caso de un cambio en la secuencia de un polo y un cero en cercanías del eje imaginario, considerando que el resto de la ubicación de los polos y ceros del sistema no varía y están alejados de la zona de influencia del polo-cero que cambia el orden. Si se analiza el ángulo de salida del polo, que indicaría la forma que tiene el lugar de raíces en su cercanía, y los ángulos ϕ_i y ψ_i antes y después del cambio de la secuencia, se observa cómo cambia el comportamiento del lugar de raíces. Lo que se nota en las Figuras 3.9 es que al haber un cambio de ubicación de polo con el cero el lugar de raíces cambia de dirección, dirigiéndose al semiplano derecho e indicando que se pierde la propiedad de estabilidad del sistema para todo el rango de ganancias.

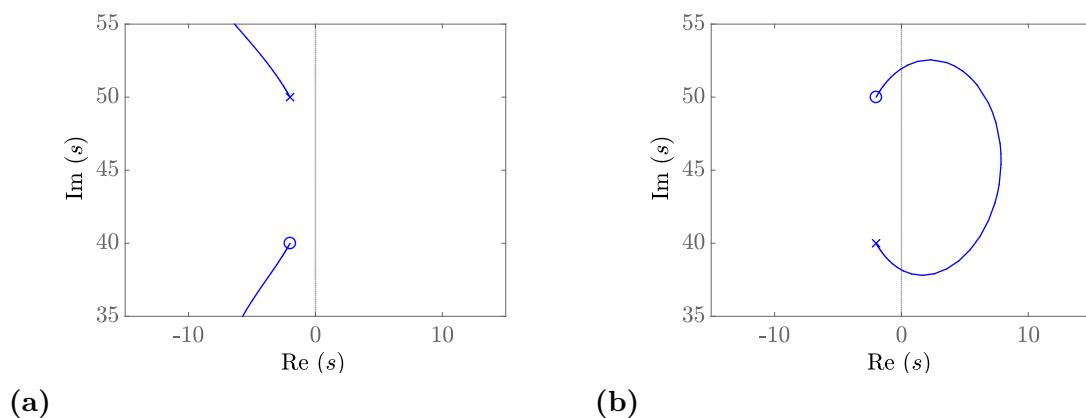


Figura 3.9: Cambio de la secuencia de polos ceros y lugar de raíces resultante del mismo. En la Figura 3.9a el lugar de raíces es estable por dirigirse hacia la izquierda. Por otro lado en la Figura 3.9b se modificó la secuencia polo-cero y existen valores de ganancia que ubican los polos de lazo cerrado en el semiplano derecho complejo.

El intercambio polo-cero puede ocurrir cuando el compensador tiene ceros en cercanías de los polos de la estructura y existan incertezas de parámetros, o bien cuando el sistema no es *colocado*. También puede llegar a ocurrir este intercambio cuando se elige una posición para el actuador que esté cerca de un nodo (punto donde la estructura no se mueve) de un modo normal del sistema. Deberá evitarse en lo posible la ocurrencia de este intercambio, y se deberá prestar especial atención en caso de ocurrir.

3.5. Estrategias de control para el control de vibraciones

Existen dos tipos de controladores utilizados para el control activo de vibraciones. Unos se denominan LAC (Low Authority Control), que buscan aumentar el amortiguamiento sin cambiar en gran medida la ubicación de los polos del sistema, y otros se denominan HAC (High Authority Control), que cambian tanto el amortiguamiento

como la ubicación de polos del sistema. Los controladores LAC tienen la ventaja de que no necesitan tanta información del sistema y tienen garantía de estabilidad si son *colocados*, pero tienen el inconveniente de que el desempeño no es tan bueno como los HAC. En cambio, los controladores HAC cuentan con un muy buen comportamiento, a costa de un gran esfuerzo de control.

A continuación se describen controladores de tipo LAC para uso en sistemas flexibles, considerando que la dinámica del actuador y sensor están incorporadas en la transferencia de lazo abierto. La función principal que tienen estos controladores es que a través de la realimentación, reubican en pequeña medida los polos del sistema para poder lograr el máximo amortiguamiento del sistema.

3.5.1. Controlador de adelanto de fase

El controlador de adelanto de fase tiene un cero y un polo ubicado en el eje real negativo, donde el cero está más cerca del eje imaginario que el polo. La forma de este controlador es la siguiente:

$$H(s) = k \frac{s + z}{s + p}. \quad (3.6)$$

Este controlador aplicado a un sistema flexible *colocado* tiene el lugar de raíces indicado en la Figura 3.10, donde se observa que es estable para toda ganancia k seleccionada. Esto fue considerando sensor y actuador sin dinámica.

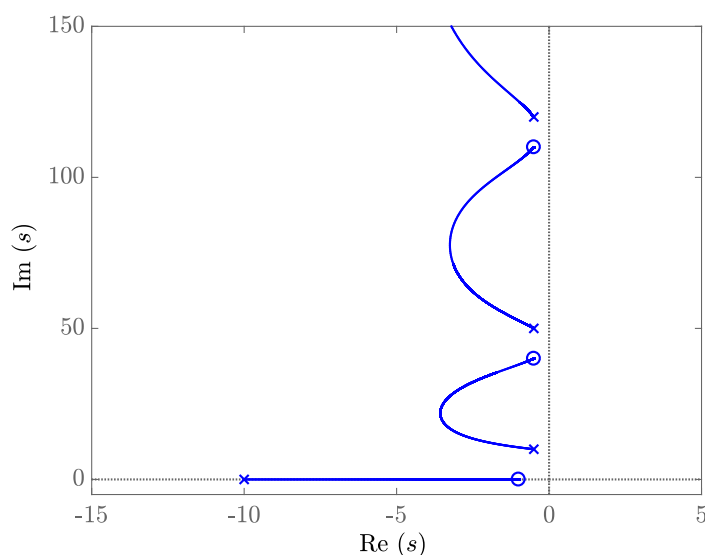


Figura 3.10: Lugar de raíces de un sistema mecánico flexible arbitrario *colocado* y un controlador tipo adelanto de fase.

Si se presta atención a la zona del polo que más interés se tiene en amortiguar; y bajo la suposición de que se puede aislar el comportamiento del polo-cero en cuestión

y que $z \ll \omega_i < z_i \ll p$, donde z_i es la ubicación del cero, y ω_i es la ubicación del polo de lazo abierto; existe un valor de amortiguamiento máximo que puede alcanzarse con este controlador, y su valor es:

$$\xi_{max} \approx \frac{z_i - \omega_i}{2\omega_i} \quad (\omega_i > z_i/3). \quad (3.7)$$

En la Figura 3.11 se ilustra este concepto, y de la expresión anterior se concluye que el máximo amortiguamiento básicamente está dado por la separación del polo-cero de interés.

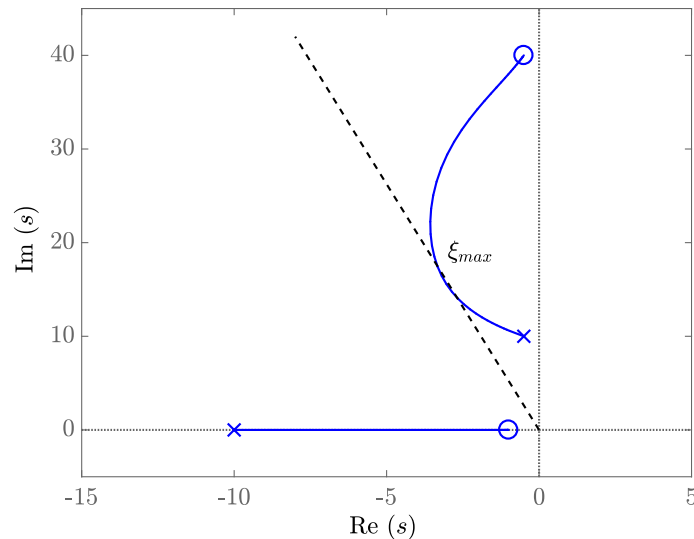


Figura 3.11: Máximo amortiguamiento alcanzable considerando un único par de polos y ceros del sistema. El valor de amortiguamiento depende de la separación presente entre polo y cero de interés.

3.5.2. Controlador de retroalimentación directa de velocidad

Este tipo de controlador (DVF, *Direct Velocity Feedback*) es similar al controlador de adelanto de fase pero el cero está en el origen del plano complejo y el polo está en el infinito. El lugar de raíces típico se muestra en la Figura 3.12. En este controlador también existe un máximo amortiguamiento alcanzable, y luego de aproximaciones similares a las realizadas en el controlador de adelanto de fase, el valor está dado por

$$\xi_{max} \approx \frac{\omega_i - z_i}{2z_i} \quad (z_i > \omega_i/3), \quad (3.8)$$

donde z_i es la ubicación del cero, y ω_i es la ubicación del polo de lazo abierto. De esta expresión se concluye (igual que el controlador de adelanto de fase) que el máximo

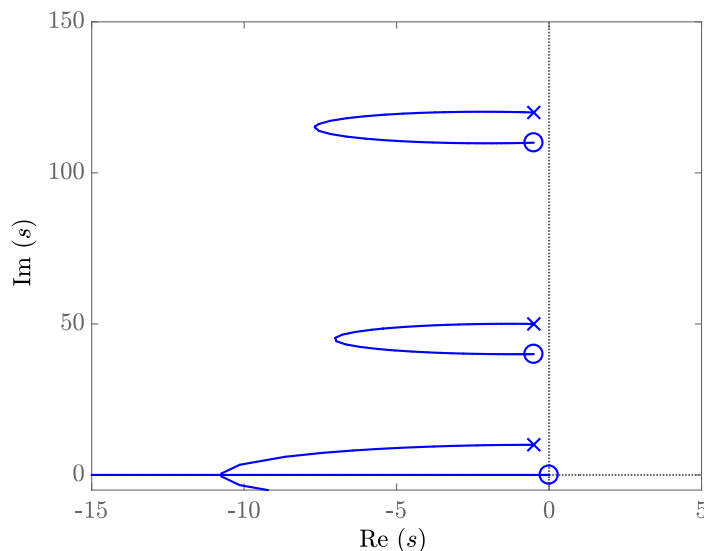


Figura 3.12: Lugar de raíces de un sistema mecánico flexible arbitrario *colocado* y un controlador tipo DVF.

amortiguamiento está dado por la separación del polo-cero de interés. Nótese que en el caso de sistemas colocados el sistema será estable para cualquier valor de ganancia.

3.5.3. Controlador de realimentación positiva de posición

En general los sistemas mecánicos flexibles presentan en la respuesta en frecuencia un comportamiento de atenuación de la amplitud (más allá de las resonancias) que suele decaer con una pendiente de -40 dB/dec para altas frecuencias, como se observa en la Figura 3.2. Sin embargo, hay sistemas que evidencian un componente de *feedthrough*, que implica que la entrada se conecta en alguna medida en forma directa a la salida. En estos casos no se tiene la atenuación con una pendiente de -40 dB/dec para altas frecuencias, lo cual constituye una característica buscada en un sistema. La razón de que pierden este comportamiento de interés se debe al denominado truncamiento de modos de alta frecuencia.

Con el fin de que el sistema junto con el controlador posea más polos que ceros, es necesario que el controlador tenga más polos que ceros, logrando el comportamiento en frecuencia buscado. El controlador de realimentación positiva de posición se presenta con la siguiente forma:

$$H(s) = \frac{-k}{s^2 + 2\xi_f\omega_f s + \omega_f^2} \quad (3.9)$$

donde ω_f es la frecuencia del filtro, y ξ_f es el amortiguamiento del mismo. Este controlador se adapta a un modo en particular, seleccionando ω_f para ello, y el amortiguamiento suele ser elevado (0,45 a 0,75).

En la Figura 3.13 se muestra el lugar de raíces resultante de aplicar este controlador para el modo 1 del sistema. Por otro lado, se observa en la Figura 3.14 el lugar de raíces resultante de aplicar este controlador para el modo 2 del sistema.

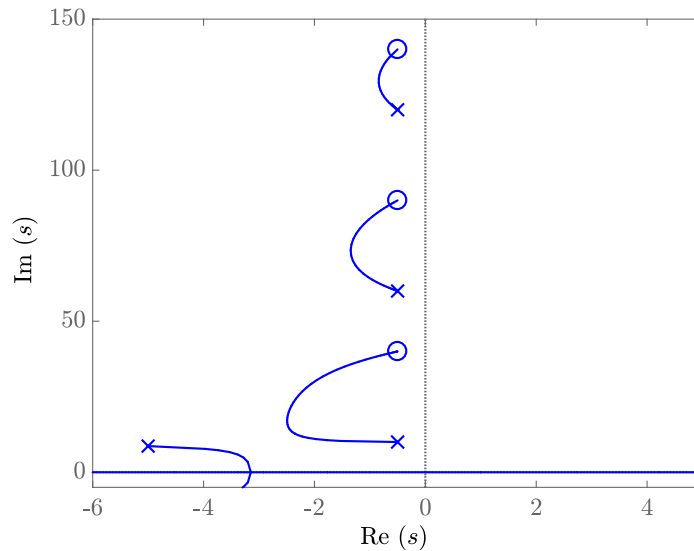


Figura 3.13: Lugar de raíces de un sistema mecánico flexible arbitrario *colocado* y un controlador tipo realimentación positiva de posición, enfocado al modo 1 del sistema.

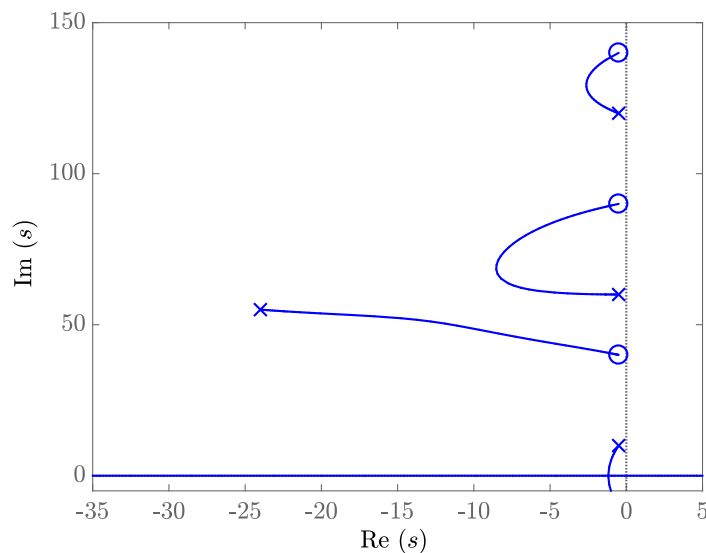


Figura 3.14: Lugar de raíces de un sistema mecánico flexible arbitrario *colocado* y un controlador tipo realimentación positiva de posición, enfocado al modo 2 del sistema.

Existe una última variante de este controlador que es de orden 1 y que consiste en la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = \frac{-1}{1 + \tau s}, \quad (3.10)$$

donde τ es un tiempo característico a seleccionar. En la Figura 3.15 se muestra el lugar de raíces resultante de este controlador.

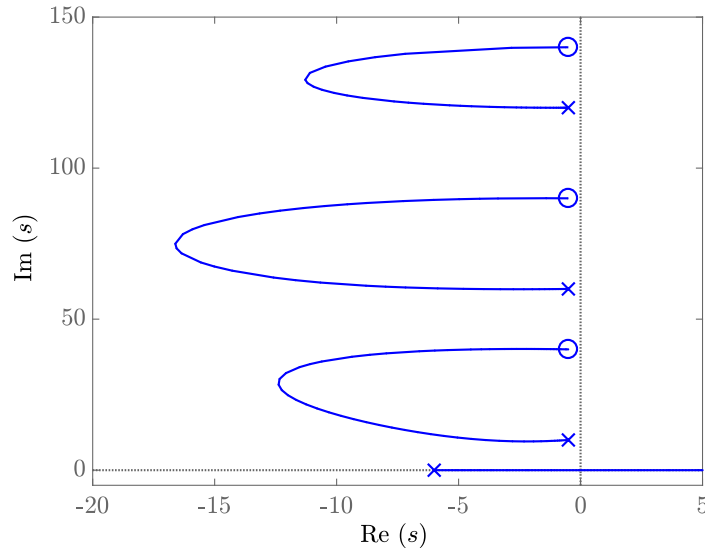


Figura 3.15: Lugar de raíces de un sistema mecánico flexible arbitrario *colocado* y un controlador tipo DVF.

3.5.4. Filtro *Notch*

El filtro *notch* consiste en un par de ceros complejos conjugados, y ayuda a aliviar el efecto de algún modo flexible. Generalmente este filtro toma la forma

$$H(s) = \frac{-s^2/w_z^2 + 1}{(s/a + 1)^2}, \quad (3.11)$$

donde a es la posición de los polos para obtener un filtro causal y w_z es la frecuencia de los ceros, en caso de que estén posicionados en el eje imaginario. Sin embargo, se pueden posicionar en el semiplano complejo izquierdo, dando lugar a la expresión:

$$H(s) = \frac{s^2 + 2\xi_z\omega_z s + \omega_z^2}{(s/a + 1)^2}, \quad (3.12)$$

donde ω_z es la frecuencia de los ceros, y ξ_z es el amortiguamiento de los mismos.

Capítulo 4

Implementación de la facilidad de prueba

En este capítulo primeramente se justifica el diseño de una facilidad de pruebas, y a continuación se muestra su diseño. Luego se plantea la selección del sensor y la tecnología de los actuadores a utilizar. Posteriormente, se selecciona una interfaz y una electrónica de adquisición, y se muestran detalles de la implementación de la electrónica híbrida finalmente realizada.

4.1. Diseño de facilidad de prueba

Para cumplir los objetivos de la tesis y evaluar en forma experimental un sistema completo de control de vibraciones aplicable al mecanizado de piezas se necesita una facilidad de prueba. Dicha facilidad debe permitir probar en forma controlada los actuadores, los sensores, los modelos matemáticos y los algoritmos de control. En esta primera fase de prueba de concepto y para poder concentrarse aspectos de implementación, simplificar la matemática del modelo a controlar y mantener los costos del prototipo bajos, se decidió reemplazar el sistema de mecanizado por un sistema de tipo viga en voladizo, con un extremo libre y otro empotrado. El dispositivo cuenta con un apoyo fijo paralelo al sistema para probar actuadores del tipo no inerciales. Del mismo modo, permite posicionar los actuadores y sensores en diferentes posiciones del sistema a fin de probar distintas configuraciones de pares sensores-actuadores. Se busca además que el sistema sea transportable, y que cuente con dos actuadores: uno que simule una perturbación (representativo de la herramienta) y otro que aumente el amortiguamiento del sistema. Aunque este primer prototipo no es exactamente un sistema que se desea controlar, permitirá sacar conclusiones importantes para el futuro abordaje del problema más realista de reducción de vibraciones en fresado de piezas.

En base a lo indicado anteriormente, el sistema debería tener la geometría que se

indica en la Figura 4.1. En la misma, se observa el sistema tipo viga empotrada con dos actuadores y sensores en configuración colocada en cada uno de ellos. El primer actuador es inercial, en cambio el segundo actuador indicado es no inercial.

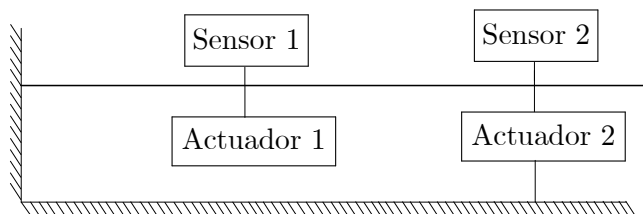


Figura 4.1: Esquema de facilidad de prueba, en donde se observa el sistema con dos pares sensor-actuador, donde el primer actuador es inercial y el segundo es no inercial.

Una posible implementación real de la geometría indicada en la Figura 4.1 podría consistir en ubicar el sistema directamente paralelo a una pared realizada en mampostería, pero esto quitaría la posibilidad de que el sistema sea transportable. A fin de conseguir esta característica, se propone que el soporte rígido paralelo fuese una segunda viga en voladizo, cuya rigidez sea mucho mayor a la que presenta el sistema indicado en la Figura 4.1. Esta nueva propuesta se observa en la Figura 4.2.

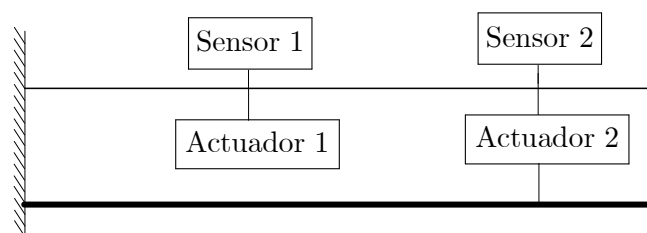


Figura 4.2: Esquema de implementación de facilidad de prueba, en donde se reemplaza el apoyo rígido por una segunda viga en voladizo, de una gran rigidez comparativa con el sistema.

Una vez definida la geometría de la facilidad de prueba y su posible implementación, se seleccionaron los elementos de la misma. De esta forma, el sistema mecánico elegido es una planchuela de acero cuya sección presenta una gran flexibilidad, mientras que el apoyo rígido lo constituye un caño rectangular de acero de gran rigidez, ambos elementos vinculados por unión soldada a una placa de acero que se encuentra rígida. En la Figura 4.3 se muestra un modelo 3d de la facilidad propuesta, la cual consiste en una planchuela de $19 \times 3,2$ mm y 630 mm de largo realizada en acero y un caño rectangular del mismo material con sección 120×60 mm con 2 mm de espesor y un largo de 600 mm.

El módulo de inercia de la sección de la viga que representa el sistema es de 50 mm^4 y la del soporte rígido es $1,3 \times 10^6 \text{ mm}^4$, por lo que las deflexiones estáticas en el soporte rígido son despreciables frente a las del sistema. En el caso de las frecuencias naturales del sistema y soporte rígido, se busca que este último no resuene para ninguna

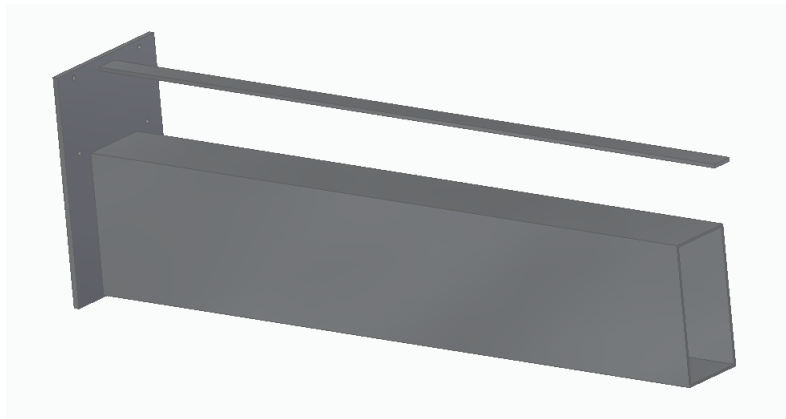


Figura 4.3: Modelo 3d de la facilidad de prueba propuesta. La misma está realizada con una planchuela de acero de $19 \times 3,2$ mm y 630 mm de largo que representa el sistema, y un caño rectangular de acero con sección 120×60 mm y 2 mm de espesor de pared y un largo de 600 mm que funcionaría de apoyo rígido. Ambos elementos están soldados a una placa de acero de 6,35 mm que está soportada rígidamente.

frecuencia de control de vibraciones del sistema. La primera frecuencia natural del sistema flexible es aproximadamente 5 Hz, en cambio la primera frecuencia natural del soporte rígido es aproximadamente 300 Hz.

4.2. Selección del actuador

En el caso de la aplicación estudiada, son necesarios actuadores que traduzcan alguna magnitud física en fuerza. Se los puede clasificar en cuanto al tipo de tecnología que utilizan para realiza su función. Se mencionarán a continuación algunas de ellas, que pueden ser de tipo

- electroneumático,
- electrohidráulico,
- piezoeléctrico,
- electromagnético en disposición rotativa con conversión mecánica,
- y electromagnético lineal, entre otros.

La tecnología de los actuadores puede compararse con respecto a características tales como el ancho de banda, fuerza máxima, recorrido máximo, cantidad de componentes del sistema, versatilidad y disponibilidad. En principio se seleccionaría la tecnología que, estando disponible, sea la más versátil, posea la mínima cantidad de componentes y estos sean poco específicos, realice la máxima fuerza y tenga el mayor ancho de banda, y que no esté limitada por el recorrido máximo que se pueda realizar.

La tecnología electroneumática y electrohidráulica no se encontraba disponible al momento de la realización del presente trabajo. Estos sistemas requieren de un circuito neumático/hidráulico mínimo compuesto por una unidad elevadora de presión, válvulas proporcionales, filtros y conexas [12]. También se requiere una gran cantidad de componentes y generalmente son específicos para implementar un sistema adecuado. La versatilidad de estas tecnologías es escasa, sobre todo para el punto de vista de control dinámico de vibraciones. La fuerza que ambos sistemas pueden realizar es importante, y su recorrido generalmente no está limitado. Por último, el ancho de banda que un sistema neumático logra es muy reducido, en cambio los sistemas electrohidráulicos pueden lograr anchos de banda moderados a bajos.

La tecnología piezoeléctrica puede ser utilizada tanto para sensores como para actuadores. En el momento de la realización de la presente investigación, no se disponía de los elementos necesarios para usar un actuador de este tipo. Estos sistemas pueden ser muy versátiles, dependiendo del tipo de actuador piezoeléctrico. El número de componentes que necesita este sistema es mínimo, pero se requiere de controladores especiales para el comando de estos dispositivos. La fuerza que pueden realizar los actuadores piezoeléctricos es moderada, pero con un excelente desempeño dinámico por disponer de un gran ancho de banda. Por último, el recorrido que presentan estos actuadores es realmente reducido, y a veces es necesario implementar multiplicadores de desplazamiento para que no sea una limitante esta característica. Existe una gran cantidad de trabajos que usan este tipo de tecnología para control dinámico de estructuras [35],[14],[34],[21].

Los dispositivos realizados con motores eléctricos rotativos vinculados a un eje lineal son de uso cotidiano, pero requieren de más componentes por necesitar convertir el movimiento rotacional en lineal. El método de conversión puede ser una correa, o un tornillo, entre otros. Este tipo de tecnología estaba disponible por ser fácilmente diseñable con componentes relativamente estándares. La fuerza que puede realizar un sistema con esta tecnología es elevada, pero el ancho de banda es moderado-reducido. Por último, el recorrido que pueden realizar no tiene un límite marcado.

Para finalizar se describe la tecnología de los actuadores electromagnéticos lineales. Su morfología puede variar entre realizarse con núcleo de imán permanente o solenoide, y de acuerdo a cuál es el elemento móvil: el imán permanente o el solenoide. La disponibilidad de estos dispositivos es alta, ya que es fácilmente diseñable e implementable con los insumos a disposición. Su versatilidad es elevada, ya que al diseñarlo se puede especificar y parametrizar el sistema adecuadamente. La cantidad de componentes en este tipo de sistema es mínima, y los mismos son de uso común. La fuerza que estos dispositivos pueden realizar es moderada, y tienen un buen comportamiento dinámico por tener un extenso ancho de banda. Por último, el recorrido que presentan no tiene limitaciones. Así como los actuadores piezoeléctricos, existe un gran número de traba-

jos que utilizan actuadores electromagnéticos lineales [28], [24], [5], [10], [13], [30], [23], [50], [32], [32].

En la Tabla 4.1 se muestra un resumen del desempeño de las distintas tecnologías en las características analizadas, de la cual finalmente se eligió un tipo de actuador electromagnético lineal (EM. lineal).

Característica	E. neum.	E. hidr.	Piezoeléctrico	EM. rotacional	EM. lineal
Disponibilidad	×	×	×	✓	✓
Versatilidad	×	×	✓	✓	✓
N° de Componentes	×	×	✓	×	✓
Fuerza máxima	✓	✓	≈	✓	≈
Ancho de banda	×	≈	✓	≈	✓
Recorrido	✓	✓	×	✓	✓

Tabla 4.1: Tabla que resume el desempeño de distintas tecnologías de actuadores dinámicos según ciertas características. El símbolo \times representa un desempeño pobre, \approx significa un desempeño intermedio, y \checkmark es que el desempeño es bueno en esa característica. E. neum. se refiere a tecnología electroneumática, E. hidr. significa electrohidráulico y por último EM. hace referencia a tecnología electromagnética.

4.3. Selección de sensor

Los sensores utilizados para control de vibraciones traducen señales como aceleración, velocidad, posición o incluso fuerza en otra señal generalmente del tipo eléctrica. De igual modo que los actuadores, los sensores pueden ser clasificados de acuerdo a la tecnología involucrada. Los sensores pueden ser:

- de tipo *Strain Gage*,
- electromagnéticos,
- de tipo micrófono,
- que usen algún tipo de láser,
- de tipo corrientes de Eddy,
- piezoeléctricos,
- o capacitivos (MEMS), entre otros.

Los sensores pueden ser caracterizados con su variable de medición, respuesta en frecuencia, cantidad y especificidad de componentes necesarios, relación señal-ruido, montaje, tipo de contacto, disponibilidad y costo. En principio se elegiría el sensor que esté disponible, tenga la mayor relación señal-ruido posible, presente el mayor ancho de

banda, necesite pocos componentes y sea de fácil obtención y bajo costo, de contacto, sin importar en principio cuál fuera su variable de medición.

Los sensores *StrainGage* miden deformación de una estructura. Básicamente son una lámina que se adhiere al sistema a medir, y varía su resistencia en forma proporcional a la deformación. El rango de frecuencias es amplio para estos dispositivos. La relación señal-ruido es buena y dependiente en gran parte de la electrónica de adquisición. El costo propio del sensor es bajo. El tipo de montaje de estos sensores resulta particularmente sensible y no se disponía de estos sensores en el momento del presente estudio.

Los sensores electromagnéticos pueden medir velocidad o posición. En el caso de que se mida velocidad, se observa la tensión generada por un imán permanente que se mueve sobre una bobina. En estos sensores, la relación señal-ruido es pobre, es por ello que no suelen ser utilizados. La respuesta en frecuencia de los mismos es muy buena, y es factible implementar un sensor de este tipo. La cantidad de componentes que presenta es reducido, y de fácil obtención. En cambio, para medir posición se usa un Transformador Lineal Variable Diferencial (LDVT, por sus siglas en inglés). Estos dispositivos usan la variación de tensión inducida entre dos bobinas por el cambio de la posición de un núcleo de hierro. En el caso de los sensores LDVT, la relación señal ruido es muy buena, dependiente principalmente de la electrónica de adquisición. Tienen buena respuesta en frecuencia, pero su costo es moderado y no se disponía de un dispositivo como el indicado en la instancia de realizar la presente investigación.

Los dispositivos de no-contacto tienen la capacidad de medir la variable de interés del sistema pero sin perturbarlo por agregar la masa del sensor. Los micrófonos, sensores de distancia láser y sensores de corrientes parásitas y capacitivos son dispositivos de no contacto. Los primeramente mencionados resultan útiles para tener una idea global del contenido de frecuencias del sistema, pero no sirven para conocer el movimiento de un punto de la estructura ni sus modos de vibración. Por otra parte, los sensores que utilizan un láser miden la distancia desde un punto o soporte fijo hasta la estructura y son muy precisos en su medición aunque el problema sería garantizar que la posición del sensor sea estable, para medir únicamente la posición del sistema. Además, el costo de estos sensores y su electrónica resulta elevado. Por último, los sensores de corrientes parásitas y capacitivos también miden la distancia relativa entre los sensores y el sistema a medir, con los inconvenientes antes mencionados. Por otra parte, el consumo eléctrico de ambos resulta notoriamente mayor comparado con otras tecnologías.

Los acelerómetros son sensores de contacto (están vinculados a la estructura) cuyo uso se presenta como muy común en diversas aplicaciones. Para obtener la velocidad o la posición a partir de estos sensores, debe integrarse su valor medido. La tecnología con la que funcionan puede ser o bien piezoeléctrica o capacitiva con Sistemas Micro-Electro-Mecánicos (MEMS por sus siglas en inglés). La tecnología piezoeléctrica

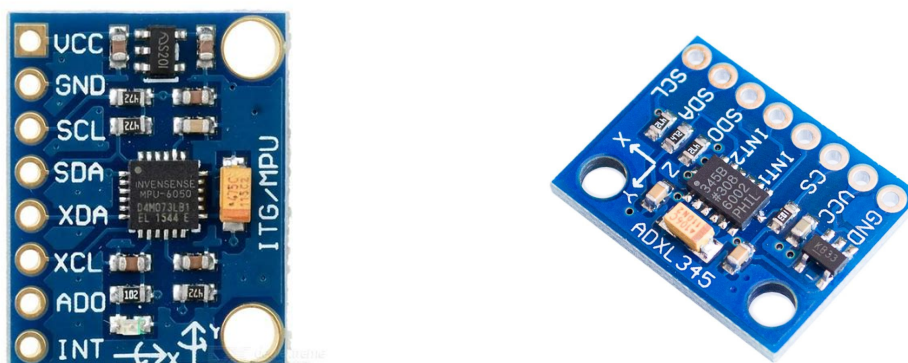
como acelerómetro tiene una muy buena respuesta en frecuencia, necesita electrónica específica para su uso y utiliza pocos componentes pero específicos. El costo de los dispositivos piezoeléctricos es elevado. La relación señal-ruido de estos sensores es muy buena. En cambio, los acelerómetros capacitivos MEMS presentan una relación señal-ruido y respuesta en frecuencia intermedia, su costo resulta muy bajo y se encontraban disponibles en el momento de realizar esta investigación. En la Tabla 4.2 se muestra un resumen del desempeño de las distintas tecnologías de sensores en aplicaciones dinámicas.

Característica	<i>Strain gage</i>	EM.	Mic.	Láser	Eddy	Pzo.	MEMS.
Disponibilidad	×	✓	×	×	×	×	✓
Relación señal-ruido	✓	≈	✓	✓	✓	✓	≈
Nº de Componentes	✓	✓	✓	×	✓	✓	✓
Costo	✓	✓	≈	×	≈	×	✓
Respuesta en frecuencia	✓	✓	✓	✓	✓	✓	≈
Variable medida	ϵ	v, x	ϵ	x	x	a	a
Contacto	sí	sí	no	no	no	si	sí

Tabla 4.2: Tabla que resume el desempeño de distintas tecnologías de sensores dinámicos según ciertas características. x es medición de posición, v de velocidad, a aceleración y ϵ deformación. El símbolo \times representa un desempeño pobre, \approx significa un desempeño intermedio, y \checkmark es que el desempeño es bueno en esa característica. EM. hace referencia a electromagnético, Mic. significa sensor tipo micrófono, Pzo. refiere a piezoeléctrico y por último MEMS son dispositivos microelectromecánicos, normalmente acelerómetros.

De todos los tipos de sensores nombrados anteriormente, se eligió uno de tipo MEMS, que integra un acelerómetro y giróscopo. La facilidad de integrarlos a la electrónica utilizada, junto con su bajo precio y la disponibilidad del mismo hicieron que fuera el adecuado para este trabajo. Se observó la importancia de pegarlos rígidamente a la masa a medir para que no oscile la placa que integra el componente con su frecuencia propia. Esto lo indica el fabricante en su hoja de datos.

El dispositivo seleccionado es un acelerómetro MPU6050 [17], que posee las características: frecuencia máxima de adquisición de datos 1000 Hz, frecuencia máxima de filtro pasa-bajo integrado 260 Hz. Resolución 16 bits, fondo de escala $\pm 2, 4, 8, 16$ g, comunicación del tipo I2C con una frecuencia de 400 kHz. Otra alternativa hubiera sido el acelerómetro ADXL345, que presenta una máxima frecuencia de muestreo de 3200 Hz, con un ancho de banda máximo de 1600 Hz, comunicación de tipo SPI a 5000 kHz. Se muestra en la Figura 4.4a el sensor elegido y en la Figura 4.4b otra alternativa de sensor con mejores características.



(a)

(b)

Figura 4.4: Sensores acelerómetros de tipo MEMS capacitivos de distintas características. El sensor 4.4a tiene una máxima frecuencia de muestreo de 1000 Hz, mientras que el sensor 4.4b tiene una frecuencia máxima de muestreo de 3200 Hz.

4.4. Selección de electrónica de adquisición

Para la realización del presente trabajo se utilizó un microcontrolador ARM-CORTEX M4 446FRE@180MHz embebido en una placa de desarrollo STM32F446-ARM Nucleo Board. La misma se muestra en la Figura 4.5. Se lo programó en el

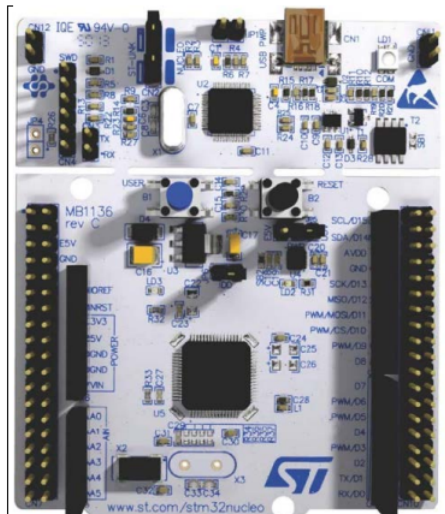


Figura 4.5: Vista en planta de la plataforma de desarrollo utilizada en el dispositivo.

entorno *Stm32CubeIde* [45], en el cual se configuraron los periféricos y se realizó el código. Las características de la plataforma usada pueden ser encontradas en la hoja de datos [44], pero se mencionan: su frecuencia de clock máxima de 180 MHz, 128 kB de memoria SRAM, 512 kB de memoria Flash, 2 salidas analógicas digitales (DAC) de 12 bit, 3 módulos conversores analógicos digitales (ADC) de 12 bit, 17 temporizadores, DebugWire, comunicación SPI, I2C, unidad de manejo de punto flotante (FPU) y DSP, etc. Se optó por disponer potencia de cálculo extra en el microcontrolador para poder

realizar el control allí mismo. Para comandar el dispositivo se utilizó un doble puente H L298N [43] mostrado en la Figura 4.6, de capacidad máxima 2,5 A – 46 V. La lógica del mismo funciona con niveles de tensión 5 V, y los niveles lógicos del microcontrolador son 3,3 V, por lo que se usaron transistores para adaptar los niveles de tensión.

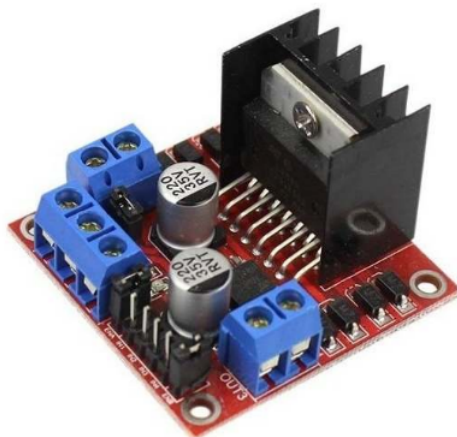


Figura 4.6: Doble puente H de denominación L298d utilizado para controlar el dispositivo. Las especificaciones máximas del mismo son 2,5 A – 46 V por cada puente H.

4.5. Implementación de la electrónica e interface de adquisición

4.5.1. Selección de interface de adquisición

Se utilizó el conjunto de librerías QT5.10, programando bajo el IDE de programación QT-Creator 4.11 C++ [37] en un entorno de Windows 7. Esta interfaz se seleccionó por ser OpenSource, multiplataforma, y que pueda ser programada en C++. La disponibilidad de librerías y soporte en red fueron otros aspectos que han sido tenidos en cuenta a la hora de la elección.

4.5.2. Interfaz gráfica

Se realizó una interfaz gráfica para el manejo del dispositivo. Se pueden configurar diferentes parámetros y tipos de experimentos. Una vez configurado el experimento, se guardan los datos en un archivo especificado. Se muestra en la Figura 4.7 la ventana principal de la interfaz. Se describe cada una de las partes de la ventana principal mostrada en la Figura anterior y lo que realiza en el sistema.

En la parte de puerto serie, se configura el nombre del puerto donde va conectado el dispositivo, se selecciona el período de muestreo y se abre la conexión. En la sección que indica lectura de datos, se configura cuánto tiempo durará el experimento y el archivo

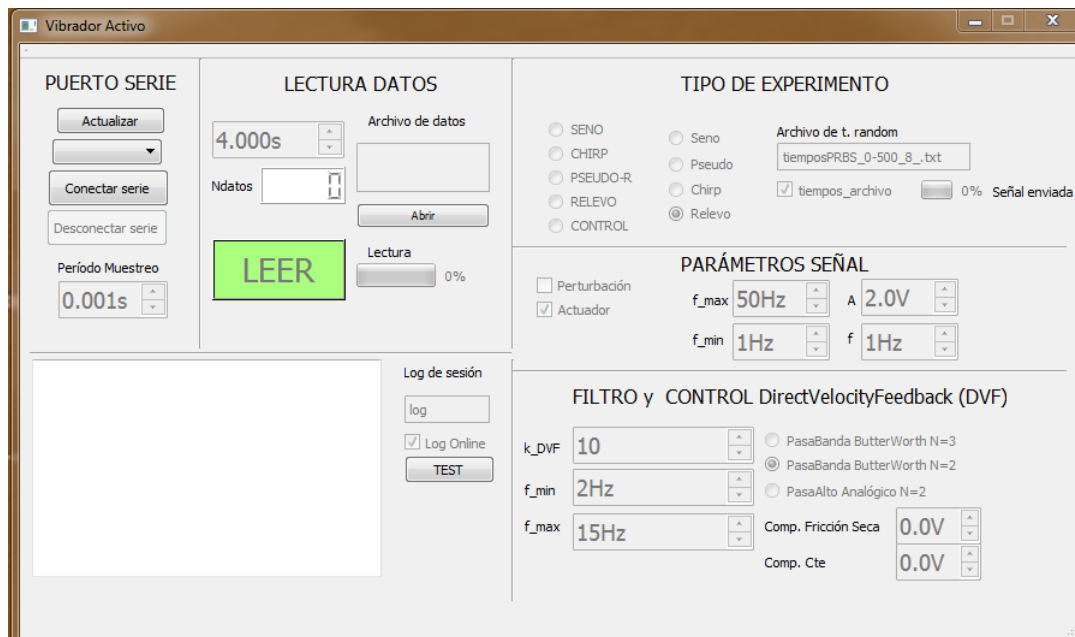


Figura 4.7: Ventana principal de la interfaz creada para el dispositivo. En la misma se selecciona el puerto serie, período de muestreo, forma de señal a aplicar y nombre de archivo de datos de salida.

destino de los datos donde se guardarán los mismos. Se indica en este lugar cuántos datos tendrá el archivo. El lugar de destino se guarda primero en una carpeta que indica la fecha, y luego el archivo con un índice que va en aumento automáticamente luego de cada experimento. También se puede especificar manualmente el nombre del archivo. Se muestra en la Figura 4.8 un ejemplo de sesión que realizó 18 experimentos de control en modo relevo y dos experimentos de control con una señal senoidal de perturbación.

Una sección de la ventana lo constituye el *log* de la sesión. En ella se va aclarando al usuario lo que está ocurriendo durante el experimento, algo similar a una ventana de comandos de sistema. Se indica en este archivo y en la pantalla de la ventana a qué hora, qué tipo de experimento, y con qué parámetros se realizó el mismo, así como el archivo de datos destino del mismo. Se muestra en la Figura 4.9 un ejemplo de *log* de sesión.

Configuración de tipos de experimentos

La interfaz permite la configuración de diferentes tipos de experimentos sobre la facilidad. En los mismos se configura cuál es el actuador que debe funcionar, y con qué tipo de señal debe actuar. El actuador seleccionado puede funcionar con diferentes señales de excitación, entre las que se mencionan:

- señal de tipo senoidal,
- señal de tipo chirp,

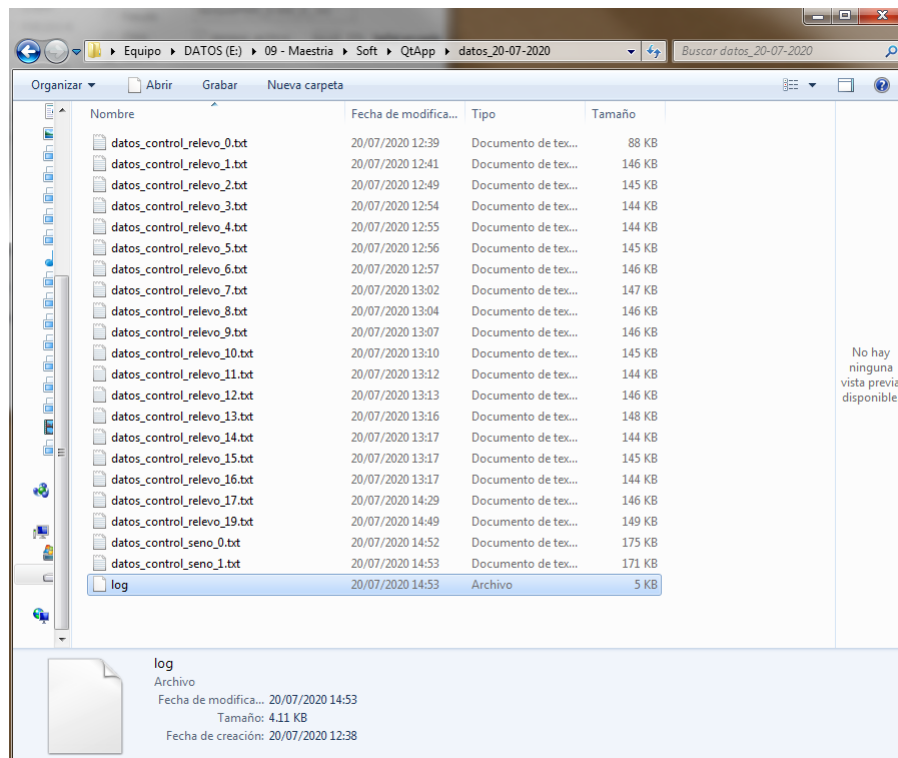


Figura 4.8: Ubicación de archivos y nombre de los mismos generados automáticamente, junto con el log de la sesión.

```

log
1
2 2020-07-20T12:38:35
3 Control_Relevo
4 BandPassButtN2Biquadf_filt=[=2,15]Hz k_DVF=75
5 Act=Act ComFricc=0.5V
6 Puerto: COM12
7 Comienza experimento
8 No dio el CHS:1513
9 Archivo: datos_control_relevo_0.txt
10 -----
11 2020-07-20T12:41:05
12 Control_Relevo
13 BandPassButtN2Biquadf_filt=[=2,15]Hz k_DVF=75
14 Act=Act ComFricc=0.5V
15 Puerto: COM12
16 Comienza experimento
17 Archivo: datos_control_relevo_1.txt
18 -----
19 2020-07-20T12:49:11
20 Control_Relevo
21 BandPassButtN2Biquadf_filt=[=2,15]Hz k_DVF=75
22 Act=Act ComFricc=0.5V
23 Puerto: COM12
24 Comienza experimento
25 Archivo: datos_control_relevo_2.txt
26 -----
27 2020-07-20T12:54:53
28 Control_Relevo

```

Figura 4.9: Contenido ejemplo de un archivo log de sesión. Se indica la fecha, tipo de experimento, parámetros de experimento, y archivo de datos de destino del mismo.

- señal de tipo pseudo-random,
- señal de respuesta libre (relevo),

- y por último el actuador puede funcionar controlando el sistema.

Para el caso de la señal senoidal, se especifican sus parámetros de amplitud en V y frecuencia f y cuál es el actuador que debe funcionar. Una señal tipo chirp es una forma de onda senoidal cuya frecuencia va en aumento. En caso de seleccionar este experimento, se lo puede parametrizar de acuerdo a su amplitud en V , frecuencia mínima f_{min} y máxima f_{max} y por último en qué actuador va a ejecutarse. Por otro lado, el experimento de señal tipo pseudo-random, que es una forma de onda de pulsos cuadrados cuyo período toma valores aleatorios, se configura en un rango de frecuencias establecido, entre f_{min} y f_{max} . El experimento de tipo relevo consiste en tomar datos del sistema sin ninguna actuación sobre el mismo, y generalmente se lo aparta de su condición de equilibrio y se lo deja oscilar.

En el caso de que se configure el tipo de experimento donde se realiza control, debe definirse cuál es el actuador que hace de perturbación, y qué tipo de señal de perturbación se ejecuta. Los tipos de señal de perturbación son semejantes a los explicados anteriormente. Además, se configuran en este modo tanto parámetros propios del controlador como su ganancia y un filtro pasabanda que será tratado en capítulos posteriores.

4.5.3. Consideraciones sobre latencia de sistema y período de muestreo

Para implementar el sistema de control, se requiere un sistema electrónico que disponga de ciertas características como por ejemplo:

- periodicidad certera del período de muestreo,
- espacio de memoria suficiente para almacenar datos de experimentos,
- capacidad de cálculo y procesamiento de datos,
- posibilidad de lectura y escritura de variables físicas (tensión, corriente, etc.),
- interfaz de usuario para configuración de experimentos, entre otros.

Algunas de las características mencionadas anteriormente las dispone un sistema embebido (un microcontrolador), por ejemplo la escritura y lectura de variables físicas, y la periodicidad certera del período de muestreo. Sin embargo, la capacidad de memoria para almacenar datos de experimentos, y la interfaz de usuario no pueden implementarse fácilmente en un sistema embebido, o la estructura resultante resulta poco versátil.

Las características opuestas a las que dispone un sistema embebido son las que posee una computadora con sistema operativo. Esta última presenta una gran capacidad de

memoria para almacenar datos de experimentos, y es muy útil para realizar sistemas versátiles de interfaz de usuario. Dependiendo del sistema operativo, y si este fuese lo que se denomina *realtime*, se puede además agregar que tiene una mejor periodicidad de tareas.

Usualmente se implementan sistemas de control en electrónicas híbridas, que se componen de un sistema embebido y una computadora con sistema operativo. Estos sistemas ofrecen ventajas de cada uno de sus componentes, pero tienen que establecer alguna comunicación entre ellas para poder funcionar. En este trabajo se implementó esta electrónica híbrida, y se probaron dos enfoques distintos para solucionar el problema de la comunicación, eligiendo finalmente uno de ellos.

Enfoque de implementación *soft-realtime*

En primera medida, se implementó lo que se denomina *soft-realtime*. *Realtime* hace referencia a que se puede garantizar de alguna forma que las operaciones (ya sean matemáticas, de almacenado, lecturas o escrituras de periféricos) pueden ser ejecutadas periódicamente sin inconvenientes. Y *soft-realtime* significa que la función de temporización periódica depende del software ejecutado. Por ejemplo, si se requiere que un sistema realice tareas periódicas cada 1 s, un sistema operativo puede realizarlas usando *soft-realtime* sin inconvenientes. Pero, si a ese mismo sistema operativo se le requieren tareas periódicas cada 1 ms, es probable que no pueda respetar la periodicidad propuesta con la implementación mencionada.

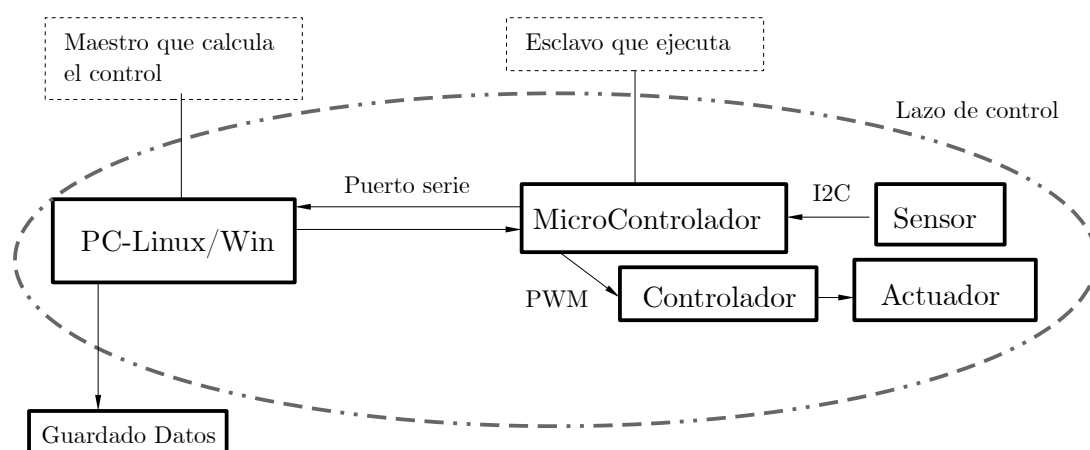


Figura 4.10: Diagrama conceptual del primer enfoque de implementación de sistema de control y los elementos involucrados en el lazo. Se observa que la computadora es el *maestro* que recibe datos del sistema, calcula el control y comanda el actuador. El microcontrolador actúa como *esclavo* que recibe órdenes y las ejecuta utilizando sus periféricos. Los elementos que se encuentran dentro del círculo punteado componen el lazo de control.

El primer enfoque *soft-realtime* se muestra en la Figura 4.10. Se observa que la computadora funciona como *maestro* y que hace el cálculo de las acciones de control y el guardado de datos. En cambio el microcontrolador es un *esclavo* que ejecuta órdenes.

Ambos se comunican por puerto serie, y el lazo de control involucra a los dos elementos. Este enfoque tiene sentido en la medida que la comunicación serie pueda realizarse con eficiencia e inmediatamente. Como ejemplo en el sistema operativo Linux corriendo sobre una placa SBC (Single Board Computer, como una Raspberri Pi3B+), se pueden obtener períodos de muestreo mínimos de alrededor de 5 ms. En cambio, se presentaron inconvenientes con el período de muestreo para el sistema operativo Windows 7, por observarse variaciones de ± 1 ms al intentar hacer *soft-realtime*.

Para enfrentar el problema, lo primero que se realizó fue efectuar una comunicación bloqueante en un *thread* independiente del que comanda la IDE. *Qt* proporciona dos formas de utilizar la librería *Qserial*: o bien emplear lo denominado *signals* y *slots*, o hacer un *thread* bloqueante independiente, que fue lo finalmente realizado. Aunque este *thread* fue creado con el máximo de prioridad, aun así no pudo solucionarse el inconveniente. Probablemente la implementación de la comunicación USB-serie utilizada de la librería *Qserial* haya sido el problema. Otra posibilidad pudo haber sido que el largo de las instrucciones de *Kernel* de Windows 7 fuera demasiado extensas, y que al momento de despertar el *thread* hubiera períodos de espera inconsistentes.

A continuación se mencionará el otro enfoque que logró solucionar el problema.

Enfoque *realtime* de implementación

En la Figura 4.11 se muestra el segundo enfoque para implementar una electrónica híbrida para un sistema de control. En este caso, el microcontrolador es el responsable de generar el período de muestreo, y la interfaz funciona como un esclavo receptor de datos. Una razón para realizar este esquema es que el microcontrolador tiene periféricos específicos de temporización por *hardware* que garantizan la periodicidad. A su vez, el bucle de control se debe realizar en el microcontrolador, y únicamente pasarse los datos de lo que sucedió a la interfaz.

Para poder implementar este enfoque de implementación hay dos posibilidades. O bien se ejecuta el experimento guardando en memoria RAM del microcontrolador las sucesivas variables del experimento y posteriormente se envían a la interfaz; o a medida que se ejecuta el experimento se van enviando las sucesivas variables de interés. El límite en la primera posibilidad es cuántas variables requieren ser guardadas y la memoria RAM disponible en el sistema embebido. El límite en la segunda posibilidad es la velocidad de comunicación entre microcontrolador e interfaz y cuántas variables es necesario enviar. Se utilizó la segunda posibilidad, por limitaciones en la memoria RAM del dispositivo.

Siendo más específico, la memoria RAM disponible en el sistema embebido seleccionado son 128 kBytes, que representa una capacidad máxima de almacenamiento de 63000 datos de 16 bit con signo. Si se requiere guardar 9 Bytes de datos por cada

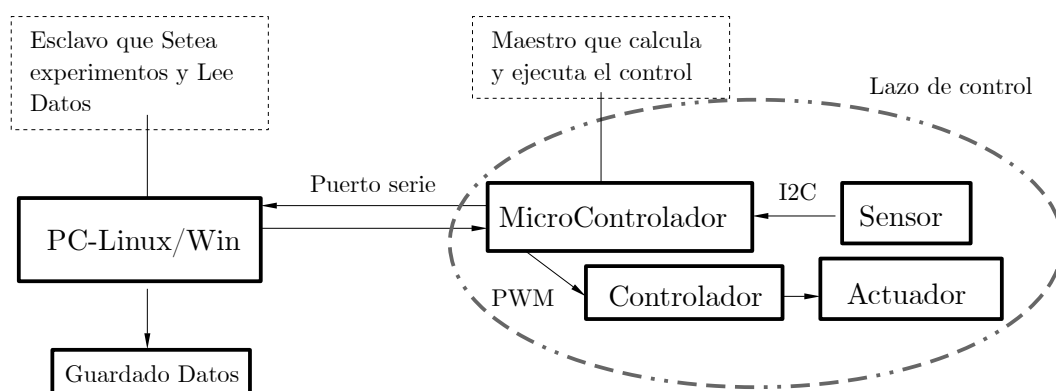


Figura 4.11: Diagrama conceptual del segundo enfoque del sistema de control y los elementos involucrados en el lazo. Se observa que la computadora funciona como un *esclavo* que recibe datos del sistema y posteriormente guarda los datos. El microcontrolador actúa como *maestro* que calcula y ejecuta el control utilizando sus periféricos. Los elementos que se encuentran dentro del círculo punteado componen el lazo de control. Se observa que la comunicación por el puerto serie no forma parte del bucle de control.

período de muestreo, se obtiene una capacidad máxima en RAM de 14000 muestras. Elegido un período de muestreo de 1 ms, eso da un experimento de longitud temporal máxima de 14 s.

Por el otro lado la máxima velocidad permitida de comunicación (para la librería usada *Qserial*) es de 115200 baudios, que para un mensaje de 9 bytes representan 0,78 ms, pudiéndose implementar con éxito un período de muestreo constante de 1 ms, sin límites temporales para el experimento.

4.5.4. Comunicación

Comunicación serie

En el sistema de control se presentan dos tipos de comunicaciones, una de tipo I2C entre acelerómetro y microcontrolador, y otra comunicación serie entre este último y la Interfaz de la computadora. La composición del mensaje que parte de la Interfaz y llega al microcontrolador se muestra en la Figura 4.12.

El mensaje que parte desde la PC tiene caracteres de sincronización, un byte que sirve para seleccionar el experimento a realizar y los 8 valores siguientes son para configurar parámetros del mismo. Por ejemplo, para realizar un experimento con señal tipo chirp, el valor 1 controla el período de muestreo, el segundo valor es el largo del experimento, el tercer valor es la amplitud de la señal, cuarto y quinto son las frecuencias inferior y superior del experimento. El mensaje *micro* \rightarrow *PC* está compuesto por el valor de las aceleraciones de los acelerómetros, los valores de tensión que reportan los actuadores y un carácter de suma de verificación.

El tiempo que demora el mensaje *micro* \rightarrow *PC* es crítico dado que no quiere utilizarse

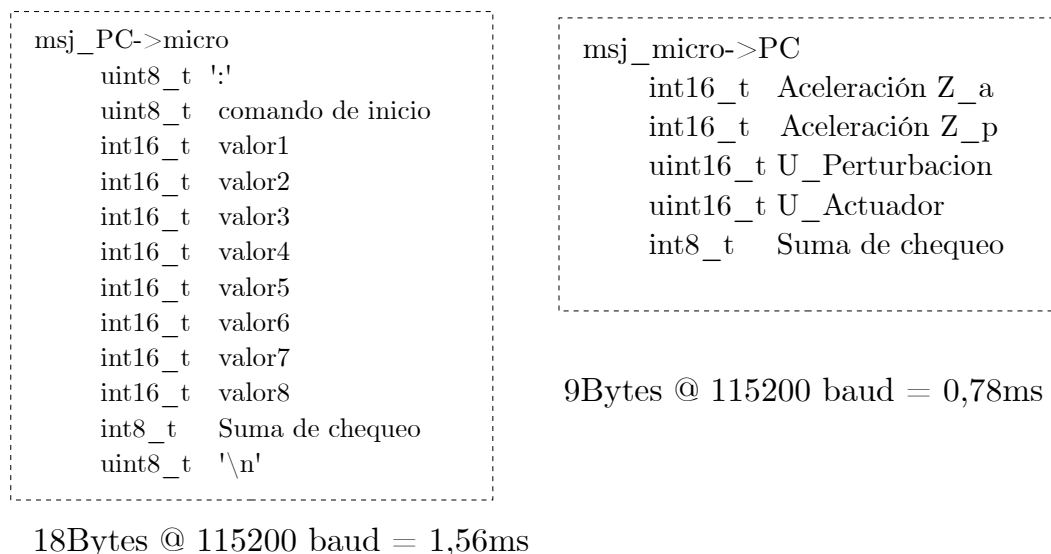


Figura 4.12: Mensajes utilizados en la comunicación serie entre microcontrolador e Interfaz.

búferes y se ejecuta en cada período de muestreo, pero no así en el sentido contrario, ya que el mensaje $PC \rightarrow micro$ se realiza una única vez, y no hay experimentos corriendo al mandárselos.

Lógica del sistema embebido

En el microcontrolador se está constantemente esperando por medio de una interrupción la llegada de mensajes por parte de la PC . Una vez llegado el mensaje completo, como se indica en la Figura 4.12, se procesa el mismo. Las señales senoidal y chirp son calculadas en el mismo microcontrolador, con parámetros comandados desde la interfaz. La señal pseudorandom en cambio, se envía directamente desde la interfaz, previo al comienzo del bucle temporizado.

Las variables que son enviadas para configuración de todas las señales de prueba son:

- el tiempo total del experimento (en muestras),
- el período de muestreo del experimento (en unidades de *Timer*),
- la salida afectada por el experimento, actuador 1 o actuador 2,
- la frecuencia mínima y máxima donde corresponda,
- y la frecuencia de la señal senoidal donde corresponda.

Una vez procesado el mensaje llegado desde la PC , el microcontrolador configura el temporizador para obtener el período de muestreo indicado, y esto genera una interrupción temporizada, donde se corre el bucle de control. En este bucle se leen los

acelerómetros, se filtran los mismos y se ejecuta el control, escribiendo la salida del mismo en un periférico tipo PWM. Al final del bucle, se escribe el mensaje hacia la *PC*, y se lo envía por medio de interrupciones en forma asincrónica. Es necesario indicar que el tiempo de las operaciones anteriormente indicadas es menor a *ms*, por lo que pueden garantizarse períodos de muestreo consistentes menores a 1 ms.

Capítulo 5

Diseño e implementación de actuadores

En este capítulo se describe el diseño tanto de la parte mecánica como de la parte eléctrica de dos tipos de actuadores desarrollados en el marco de la tesis. Un actuador es de tipo inercial, que funciona acelerando una masa, mientras que el otro es del tipo no inercial y realiza fuerza directamente entre dos puntos. Ambos dispositivos comparten el método de funcionamiento, así como el mismo proceso de fabricación, e imanes similares, a fin de lograr cierta estandarización entre los mismos. Se mencionan luego ventajas y desventajas que presenta cada uno de estos dispositivos y su posterior uso en el marco de una facilidad simple de prueba.

5.1. Actuador inercial

Un actuador inercial es un dispositivo que realiza fuerza al acelerar una masa. Por ser inercial, no puede generar fuerza de manera continua. Sin embargo, tienen la ventaja de que pueden realizar su tarea con un solo vínculo con la estructura. En la Figura 5.1 se muestra un diagrama de bloques de un actuador inercial, donde se distingue cuáles son la entrada y la salida del mismo.

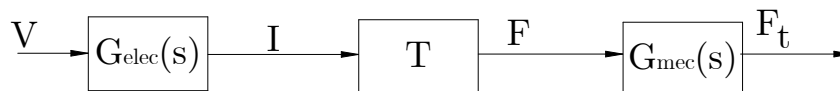


Figura 5.1: Diagrama de bloques del actuador inercial. La entrada al sistema es la tensión V en bornes del dispositivo, I es la corriente circulante, F es la fuerza magnética y F_t es la fuerza que realiza.

La salida útil de un actuador es la fuerza que realiza. La entrada al dispositivo es la tensión aplicada en sus bornes, si el dispositivo fuera eléctrico. La función de

transferencia del mismo es:

$$G_{act} = G_{mec}G_{elec}T. \quad (5.1)$$

La Figura 5.2 ilustra un actuador inercial electromagnético y sus principales partes. Básicamente el actuador consiste en un solenoide que genera una fuerza sobre un núcleo, el cual está sujeto por resortes. El núcleo está guiado para que su movimiento sea lineal, y finalmente se tiene una sujeción que vincula el dispositivo con el sistema sobre el cual se quiere actuar.

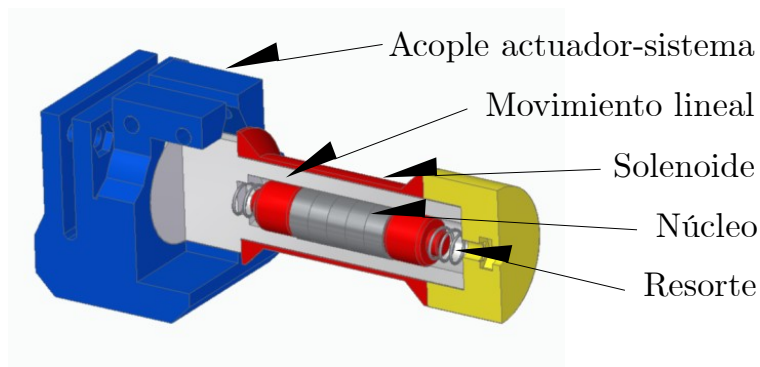


Figura 5.2: Esquema que muestra un corte de un actuador inercial electromagnético y sus principales partes constitutivas. Se pueden distinguir el núcleo que es un imán permanente, el movimiento lineal realizado por un tubo, los resortes que sujetan la masa en su posición central, el solenoide que envuelve el núcleo y un acople del actuador con el sistema.

5.1.1. Modelo del actuador inercial

Modelo mecánico

La Figura 5.3 muestra un esquema de un actuador inercial, donde la masa m está conectada a la estructura sobre la que se quiere actuar a través de un resorte, un amortiguador representando el rozamiento, y un electroimán usado para modificar el amortiguamiento total.

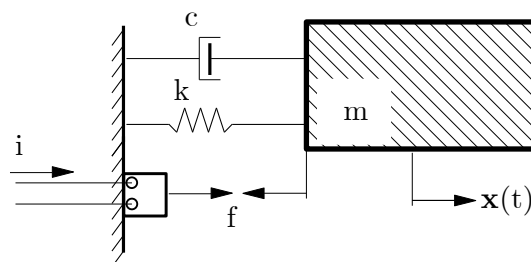


Figura 5.3: Modelo mecánico del actuador propuesto. Hay una masa de prueba m sujeta en la posición central por medio de un resorte con constante k . El arreglo resultante presenta un amortiguamiento c . Hay un dispositivo transductor de corriente i a fuerza f entre la masa de prueba y la parte fija.

La ecuación diferencial que rige este dispositivo es:

$$f_t = m\ddot{x} = f - c\dot{x} - kx, \quad (5.2)$$

donde f_t es la fuerza total del dispositivo hacia el soporte fijo, f es la fuerza del transductor de corriente i a fuerza, m es la masa de prueba, c es el amortiguamiento, x es la posición de la masa y k es la constante del resorte.

Transformando al dominio de Laplace asumiendo condiciones iniciales nulas y luego de algunas manipulaciones matemáticas, se obtiene:

$$ms^2X(s) = F(s) - csX(s) - kX(s), \quad (5.3)$$

$$F(s) = [ms^2 + cs + k]X(s), \quad (5.4)$$

A partir de estas expresiones se llega a la función de transferencia entre la posición de la masa de prueba y la fuerza f es

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{ms^2 + cs + k}, \quad (5.5)$$

donde $F(s)$ depende de la corriente que circula por el transductor y es $F(s) = TI(s)$. Por lo que la función de transferencia entre $X(s)$ y la corriente de entrada al transductor $I(s)$ es

$$\frac{X(s)}{I(s)} = \frac{T}{ms^2 + cs + k}. \quad (5.6)$$

La fuerza del dispositivo f_t depende de la aceleración de la masa m , por lo que $F_t(s) = ms^2$, y la función de transferencia $G_{mec}(s)$ entre la fuerza que hace el dispositivo $F_t(s)$ y la fuerza $F(s)$ magnética que aplica al transductor es como sigue:

$$G_{mec}(s) = \frac{F_t(s)}{F(s)} = \frac{ms^2}{ms^2 + cs + k}. \quad (5.7)$$

Puede observarse que el sistema tiene un par de polos complejos conjugados y un doble cero en el origen. El doble cero en el origen indica que el sistema no es capaz de traducir una corriente constante en fuerza. Se puede reescribir la ecuación 5.7, considerando la frecuencia natural del sistema $\omega_n = \sqrt{k/m}$ y el amortiguamiento $\xi = c/(2m\omega_n)$

$$G_{mec}(s) = \frac{F_t(s)}{F(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (5.8)$$

Modelo eléctrico

En este apartado se halla la expresión que vincula la fuerza que realiza un solenoide respecto de un núcleo de imán permanente, en función de la geometría del sistema y de la corriente que circula por el mismo. También se determina la función de transferencia que vincula corriente que circula por el solenoide con la tensión aplicada en bornes del mismo.

El campo magnético B_{sol} que genera un solenoide largo en su interior tiene la siguiente expresión de acuerdo a Schimpf [39]:

$$B_{sol} = \frac{\mu N i}{l_s}, \quad (5.9)$$

donde $\mu = \mu_0 \mu_r$ es la permeabilidad magnética del interior del núcleo, N es el número de vueltas del solenoide e i la corriente eléctrica, y l_s es el largo del solenoide. La constante μ_0 es la permeabilidad magnética del vacío y $\mu_r \approx 1$ si se considera que el circuito magnético está principalmente hecho con aire o materiales que son de características diamagnéticas o paramagnéticas. Un esquema del mismo se muestra en la Figura 5.4.

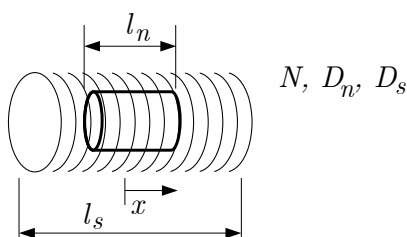


Figura 5.4: Esquema del solenoide largo modelado. l_s es el largo, N es el número de espiras, y D_s es el diámetro medio del mismo. l_n es el largo del núcleo, y D_n el diámetro del mismo. Se toma x como la variable de posición del núcleo, medida desde el centro.

La fuerza F que realiza el solenoide sobre el núcleo es igual a [42]

$$F = \frac{B_r B_{sol} A}{\mu_0}, \quad (5.10)$$

donde A es el área axial del núcleo y B_r es el campo magnético remanente del núcleo. Esta expresión surge de aplicar la ecuación de Lorentz con condiciones de divergencia nula. Por último la inductancia L de un solenoide largo tiene la siguiente expresión

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A}{l_s}, \quad (5.11)$$

mientras que la resistencia de un solenoide presenta el siguiente valor

$$R = \rho l_c A_c, \quad (5.12)$$

en el cual ρ es la resistividad del cobre, l_c es la longitud del conductor del solenoide y A_c es la sección del alambre elegido. El l_c se obtiene con un diámetro medio del inductor y el número de vueltas N , suponiendo un factor de empaquetamiento.

Si se agrupan las ecuaciones 5.10 y 5.9 y se despeja F como función de la corriente i en el solenoide se obtiene la constante de acople electromecánica:

$$F = i T, \quad (5.13)$$

$$T = \frac{B_r \pi D n^2 \mu N}{\mu_0 4 l_s}. \quad (5.14)$$

A continuación, se busca una función de transferencia que vincule la tensión aplicada en bornes del solenoide con la corriente que circula por el mismo. El cálculo realizado fue similar al utilizado en los trabajos de Fu [9] y Song y Lee [42]. El circuito eléctrico equivalente es el mostrado en la Figura 5.5.

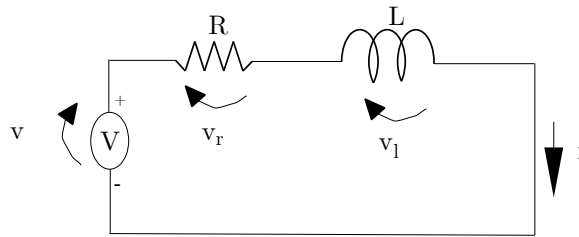


Figura 5.5: Modelo eléctrico del dispositivo siendo un circuito RL . Se le aplica una tensión v y la corriente circulante es i .

Basándose en el circuito anterior, la ecuación diferencial que lo rige teniendo en cuenta que R es la resistencia, L es la inductancia, v_r es la tensión en la resistencia, v_l es la tensión en la inductancia y v la tensión aplicada al circuito, es

$$v = v_r + v_l, \quad (5.15)$$

$$v = R i + L \frac{di}{dt}. \quad (5.16)$$

Si se aplica la transformada de Laplace a ambos lados se obtiene:

$$V = RI + LI s. \quad (5.17)$$

Reacomodando términos y considerando la corriente I como salida y la tensión V como entrada se obtiene la función de transferencia $G_{elec}(s)$ del circuito:

$$G_{elec}(s) = \frac{I}{V} = \frac{1}{L s + R}. \quad (5.18)$$

Análisis del modelo

En la Figura 5.6 se muestra la respuesta en frecuencia de un actuador inercial donde la frecuencia natural es de $w_n = 17,2$ Hz, el amortiguamiento es $\xi = 1 \%$, la resistencia es $R = 11,7 \Omega$ y la inductancia es $L = 10,3$ mH. Se observa la función de transferencia del modelo mecánico G_{mec} , modelo eléctrico G_{elec} y el actuador G_{act} . Se observa que la respuesta en amplitud del sistema primero presenta una resonancia, le sigue un *plateau* y luego cae con una pendiente de -20 dB/dec a medida que aumenta la frecuencia. Teniendo en cuenta la fase, para frecuencias menores a la resonancia la fase es 180° , y luego de la misma baja a 0° y lentamente descende por efecto del polo de G_{elec} .

A partir de la respuesta en frecuencia observada, el dispositivo puede ser eficaz para generar fuerzas en el rango de $w_{util} = [2w_n, 10w_n]$, donde la amplitud de la transferencia es casi plana y el desfase introducido es mínimo. Por tanto, el actuador debe diseñarse para que el rango de frecuencias de funcionamiento sea w_{util} .

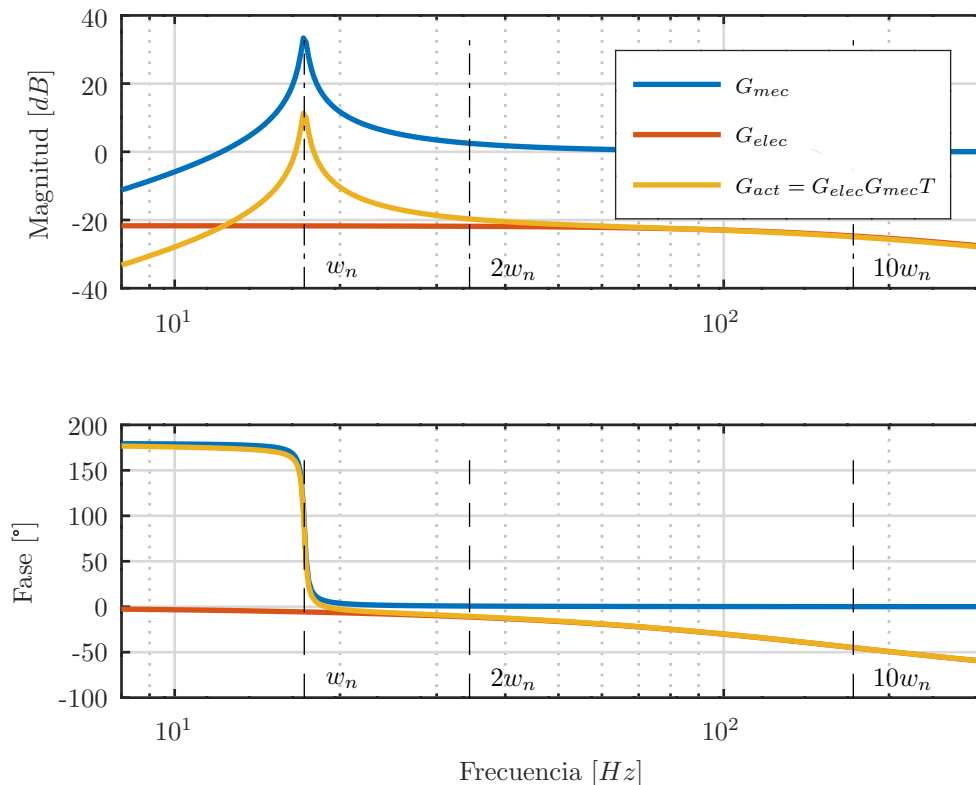


Figura 5.6: Respuesta en frecuencia de un actuador inercial con frecuencia natural de $w_n = 17,2$ Hz. Se observa que la función de transferencia G_{act} parte con un doble cero desde bajas frecuencias hasta pasar por la resonancia mecánica, y luego la magnitud tiende a 0 dB, y la fase a 0° con mayores frecuencias.

5.1.2. Selección de parámetros de actuador inercial

En función de lo analizado en las subsecciones previas y de las frecuencias de resonancia de la facilidad de prueba presentada en el Capítulo 4, se fijaron las siguientes especificaciones para el diseño del actuador inercial:

- Ancho de banda 5 – 200 Hz.
- Fuerza máxima del actuador: 2 N.
- Tensión de alimentación máxima: 30 V.
- Corriente máxima del actuador: 2,5 A.

Las dos últimas especificaciones surgen de las limitaciones de la placa de potencia que comanda el actuador, la cual tiene una tensión máxima de 46 V y 2,5 A. A su vez, la fuente utilizada tenía el límite de 30 V y 3 A. Con las restricciones indicadas quedaría definir las constantes del modelo eléctrico del actuador resultante. La resistencia R del circuito eléctrico se seleccionó para lograr aproximadamente la corriente máxima requerida en el estado estacionario. Los valores finales de los parámetros del actuador están indicados en la Tabla 5.1.

Parámetro	Valor
L [mH]	9,8
R [Ω]	11,81
F_{max}/I [N/A]	0,89
N	850
d_{int} [mm]	22
D_{ext} [mm]	44
d_{cond} [mm]	0,35
Br [T]	0,47
l_{bob} [mm]	45
d_{iman} [mm]	12

Tabla 5.1: Tabla resumen de parámetros del actuador inercial diseñado.

Finalmente, los valores obtenidos de acuerdo a los requerimientos planteados, fueron:

- Frecuencia de resonancia: 2,5 Hz, para trabajar en frecuencias > 5 Hz.
- Fuerza máxima del actuador: 2,25 N, alimentándolo con 2,5 A y 30 V.
- Tensión de alimentación máxima: 30 V, limitado por la fuente de alimentación.
- Corriente máxima del actuador: 2,5 A, limitado por el controlador.

5.1.3. Diseño mecánico del actuador inercial

Como se indicó en la Figura 5.2, un actuador inercial está compuesto por los siguientes componentes:

- el acople entre el actuador y el sistema,
- el núcleo móvil,
- el solenoide,
- el cuerpo y el movimiento lineal,
- y finalmente el resorte.

A fin de implementar un correcto diseño de un actuador inercial, se resolvió por separado cada uno de los elementos, siguiendo un proceso de diseño basado en requerimientos y ciertas restricciones por la tecnología de fabricación involucrada.

Restricciones de diseño por fabricación aditiva

Debido a que gran parte de la implementación de los componentes del actuador inercial y no inercial fueron realizados con fabricación aditiva, se mencionarán algunas restricciones presentes en las piezas realizadas con esta tecnología.

La fabricación aditiva de tipo FDM o comúnmente llamada *impresión 3D*, consiste en un método de fabricación que genera una pieza a partir de la deposición de material termoplástico previamente fundido y ubicado en forma controlada para generar un objeto tridimensional. Se mencionarán ciertos aspectos a tener en cuenta en el diseño como restricciones que impone la fabricación aditiva de tipo FDM.

En primer lugar, se necesita de una cara plana donde empezar a fabricar la pieza. Segundo, los espesores mínimos de pared que pueden ser logrados son dependientes de la boquilla seleccionada y del tipo de material. Para la boquilla de menor diámetro disponible 0,25 mm únicamente podía imprimirse material *ABS*, por cuestiones de taponamiento de boquilla. Es recomendable entonces hacer paredes de espesores mínimos de 0,25 mm. Esta restricción demarca la resolución posible de las piezas en cuanto a paredes finas se refiere. Por último la forma de fabricación aditiva FDM realiza sucesivas capas de impresión cuya altura puede variarse pero de forma dependiente del diámetro de boquilla. Es recomendado una altura de capa de impresión entre 25 % y 50 % del diámetro de boquilla. Para el diámetro de boquilla seleccionado, la altura de capa deberá ser de 0,1 mm. A mayor altura de capa más rápida será la impresión, aunque dejando marcas laterales más visibles.

Se menciona que la resistencia a esfuerzos es distinta dependiendo de la dirección de impresión. La resistencia a separación de capas es baja, en cambio en dirección de los

planos de impresión, las propiedades mecánicas de las piezas impresas resulta similar a las piezas inyectadas o mecanizadas. Teniendo en cuenta esto deberá considerarse en el diseño este aspecto, logrando que las capas impresas sean mínimamente traccionadas en funcionamiento normal.

Requerimientos de diseño

El diseño del actuador inercial fue realizado en base a requerimientos para cada componente del mismo. Los requerimientos que involucraron al solenoide, movimiento lineal y núcleo fueron:

- que la geometría del solenoide y núcleo deben ser de revolución, a fin de facilitar los cálculos;
- en caso de haber fricción del movimiento del núcleo, requiere minimizarse;
- las dimensiones del núcleo considerado deben ser de diámetro 12 mm y largo 25 mm;
- el circuito magnético del dispositivo no debe ser ferromagnético;
- debe poder montarse y desmontarse fácilmente;
- y la fuerza debe ser la máxima posible considerando las restricciones de dimensiones impuestas por el núcleo y la selección del circuito magnético, además del equipamiento disponible.

Por otra parte, los requerimientos que involucran al resorte y el acople entre actuador y sistema fueron:

- el acople debe permitir posicionar en diferentes ubicaciones el actuador;
- es necesario cumplir con las restricciones del diseño impuesto por impresión 3D;
- la deformación del resorte en la dirección de separación de capas debe ser mínima;
- no hay restricción de dimensiones del resorte;
- la rigidez del resorte deberá ser menor que 5,6 N/m, considerando un núcleo con una masa de 23 gr.

En base a estas restricciones, se procedió a diseñar el actuador. Se describirá cada uno de los componentes, y cómo se llegó a lo especificado en cada ítem.

Diseño del resorte

Del análisis planteado en el Ejemplo 5.1.1, se observa que la frecuencia útil del actuador es a partir del doble de su frecuencia natural. Partiendo de la facilidad planteada en el Capítulo 4, y en base al modelo de este prototipo que se mostrará en el Capítulo 6, el sistema a controlar tiene su primera resonancia en 5 Hz. Por tanto es requerido que la frecuencia de resonancia del actuador esté por debajo de 2,5 Hz.

La frecuencia de resonancia f_{res} de un sistema masa-resorte de un grado de libertad tiene la siguiente expresión:

$$f_{res}[Hz] = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}, \quad (5.19)$$

donde m es la masa y k es la constante del resorte. En el caso de un actuador inercial con una masa de núcleo $m = 0,023$ kg, la constante de resorte necesaria es $k = 5,6$ N/m, es decir, el resorte debe desplazarse 6 mm con una fuerza de 32 mN.

En primer término, se trató de utilizar un resorte comercial. El resorte helicoidal comercial con menor rigidez encontrado tiene una constante $k = 500$ N/m y fue el usado en diseño inicial del actuador, con dos resortes en serie, obteniéndose una constante equivalente $k = 250$ N/m. Queda en evidencia que este diseño no cumple con los requerimientos en cuanto a la resonancia del resorte, ya que la misma queda en $f_{res} \approx 17$ Hz.

Debido a que comercialmente no se podía lograr el requerimiento de flexibilidad del resorte, se consideró realizar un diseño específico de resorte y que fuese realizado con fabricación aditiva. Para ello, se hicieron tres instancias de diseño hasta obtener uno que cumpliera el requerimiento de flexibilidad necesaria.

Diseño de primer resorte

El primer diseño de resorte fue pensado para ser un reemplazo de los resortes comerciales. Es por este motivo que fue diseñado de forma que ocupara el espacio de los resortes helicoidales comerciales seleccionados y que fuera más flexible que los mismos. En este caso la estrategia fue posicionar dos resortes en serie precomprimidos a fin de disminuir la constante equivalente.

En la Figura 5.7 se observa el diseño del primer resorte y su estudio de deformación y estado tensional se muestra en la Figura 5.8. El estudio de elementos finitos fue realizado con la herramienta *SolidEdge Simulation*, y las restricciones impuestas consistieron en que la cara inferior del resorte esté anclada y la cara superior únicamente pudiera moverse en forma vertical. La carga fue aplicada sobre la cara superior y tomó el valor de 1 N, y las propiedades del material seleccionado fueron las que integra el programa para el material ABS. Por ser la pieza impresa se genera una numerosa cantidad de defectos propios de la impresión 3D, pero se consideró que si el esfuerzo mecánico era

uniforme en los sucesivos planos de impresión no se distorsionaba en gran medida el cálculo de deflexión en función de carga.

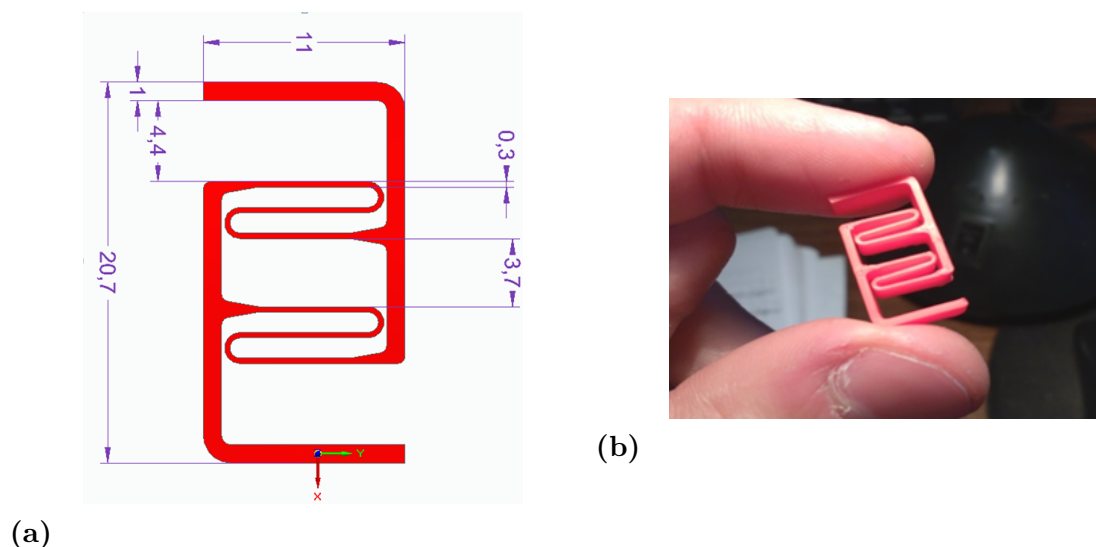


Figura 5.7: Se observan las dimensiones geométricas del primer diseño de resorte impreso en su posición extendida. A la derecha se muestra el resorte fabricado.

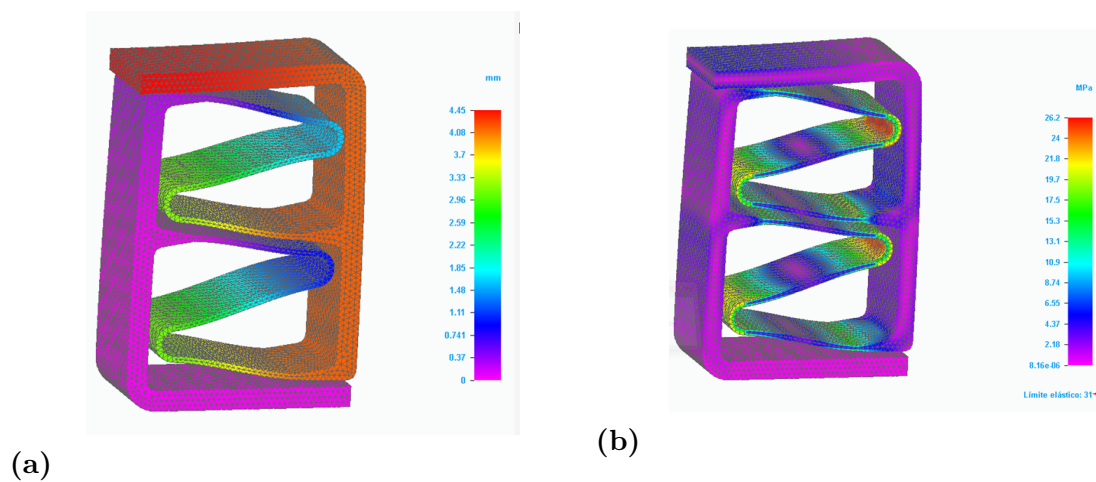


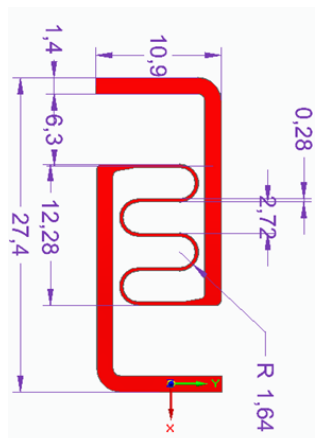
Figura 5.8: Estudio tensional y de deformación de primer resorte impreso diseñado. A la izquierda se observa el desplazamiento del resorte con una carga aplicada sobre la cara superior de 1 N, que es 4,4 mm, dando una constante equivalente de $k = 228 \text{ N/m}$. A la derecha se observa la tensión equivalente de VonMises del mismo resorte con la carga indicada, dando un valor máximo de $\sigma = 26,2 \text{ MPa}$, donde el límite elástico del material ABS es $\sigma_{el} = 31 \text{ MPa}$.

Este diseño de resorte fue un acercamiento inicial a los requerimientos, pero no los cumplía. La constante del resorte equivalente es de $k = 114 \text{ N/m}$, resultado que si bien es mejor que la solución comercial, no cumplía con los requisitos de flexibilidad, ya que se requería $k = 5,6 \text{ N/m}$.

Diseño de segundo resorte

Se diseñó un segundo resorte, con el objetivo de disminuir aún más la constante respecto al primer resorte. La estrategia en este segundo diseño consistió en elaborar un único resorte que trabajara a tracción y compresión, y estuviera vinculado por medio de pegamento epoxi al núcleo.

En la Figura 5.9 y 5.10 se puede observar el diseño propuesto, la fabricación y la estimación de deflexión y tensión equivalente de VonMises para la condición de compresión del resorte. Realizando un estudio de deformación y tensión (con las mismas condiciones que las tomadas en el diseño del primer resorte) se estima que la constante de este nuevo resorte es $k = 87 \text{ N/m}$, y la tensión equivalente para la condición de máxima deflexión es $\sigma = 28 \text{ MPa}$.



(a)



(b)

Figura 5.9: Se observan las dimensiones geométricas del segundo diseño de resorte impreso en su posición extendida. A la derecha se muestra el resorte fabricado.

Este diseño de resorte mejoró el desempeño frente al primero diseñado, pero no se cumplían estrictamente los requerimientos. La constante del resorte equivalente fue de $k = 87 \text{ N/m}$, resultado que si bien es mejor que el primer resorte, tampoco cumplía con los requisitos de flexibilidad, ya que se requiere $k = 5,6 \text{ N/m}$. Es por esto que se realizó un tercer y último diseño que cumpliera los requerimientos de rigidez necesaria.

Diseño de tercer resorte

A partir de los diseños anteriores se observó que el espacio de un resorte helicoidal era insuficiente para el diseño de un resorte impreso con mayor flexibilidad. Por consiguiente, la morfología de resorte helicoidal no era la indicada para la función requerida. Además, en el diseño de componentes mecánicos convencionales, suele tratarse de maximizar rigidez, en cambio en el diseño de este resorte en particular se requería

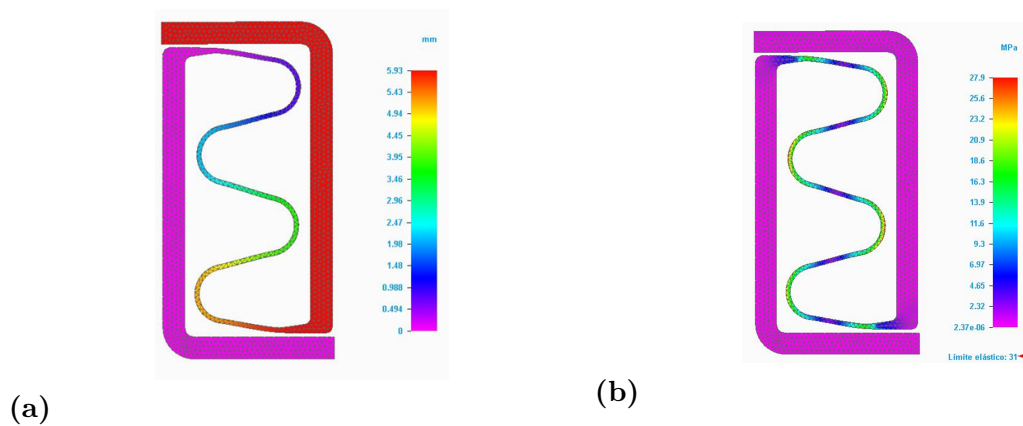


Figura 5.10: Estudio tensional y de deformación del segundo resorte diseñado para ser impreso. A la izquierda se observa el desplazamiento del resorte con una carga aplicada sobre la cara superior de 0,5 N, que es 5,9 mm, dando una constante equivalente de $k = 87$ N/m. A la derecha se observa la tensión equivalente de VonMises del mismo resorte con la carga indicada, dando un valor máximo de $\sigma = 27,9$ MPa.

maximizar su flexibilidad. Por todo lo anterior, se buscó una geometría totalmente diferente, que consiste en un resorte formado por una espiral. Este diseño en particular ofrece la ventaja de que las capas impresas no son traccionadas, y resulta muy sencillo para diseñar en una constante particular.

En las Figuras 5.11 y 5.12 se puede observar el tercer diseño propuesto, la pieza fabricada y la estimación de desplazamiento y tensión equivalente de VonMises para una carga de 0,032 N aplicada en el centro del resorte. Del estudio surge que la constante de este último resorte es $k = 5,6$ N/m, y la tensión equivalente es de $\sigma = 2,5$ MPa para esa condición.

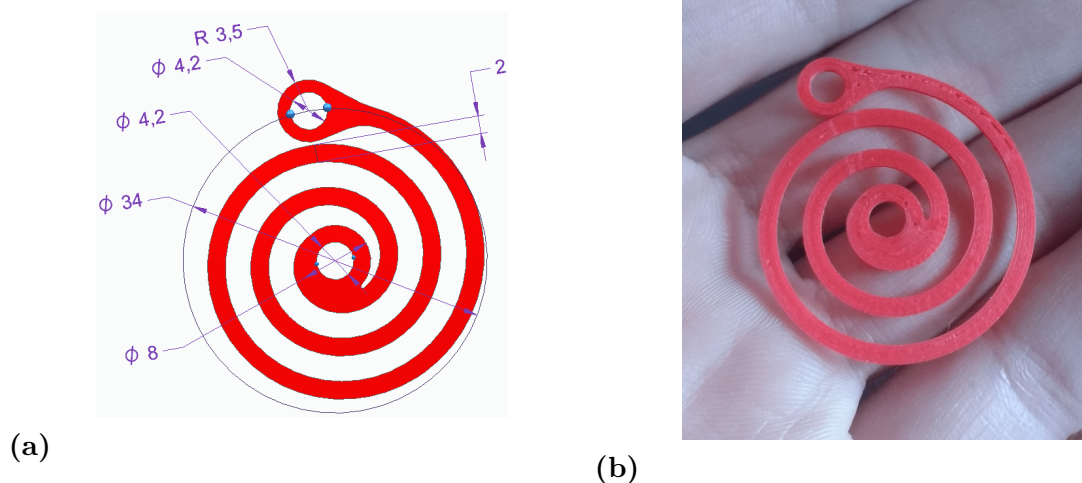


Figura 5.11: Se observan las dimensiones geométricas del tercer y último diseño de resorte impreso. El espesor del resorte es de 0,8 mm. A la derecha se muestra el resorte fabricado.

Este diseño de resorte cumple los requerimientos de flexibilidad necesaria. La constante del resorte es de $k = 5,6$ N/m, valor indicado por los requisitos.

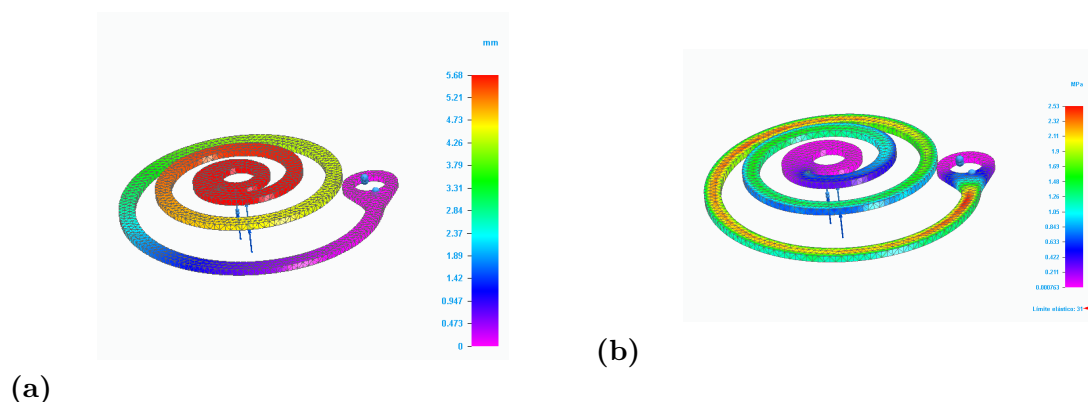


Figura 5.12: Estudio tensional y de deformación de tercer y último resorte impreso diseñado. A la izquierda se observa el desplazamiento del resorte con una carga aplicada sobre la cara superior de 0,032 N, que es 5,68 mm, dando una constante equivalente de $k = 5,6$ N/m. A la derecha se observa la tensión equivalente de VonMises del mismo resorte con la carga indicada, dando un valor máximo de $\sigma = 2,53$ MPa, donde el límite elástico del material ABS es $\sigma_{el} = 31$ MPa.

La tabla 5.2 resume las principales características tanto de los resortes comerciales como de los tres diseñados luego.

Parámetro	Comercial	Primer diseño	Segundo diseño	Tercer diseño
Tipo de resorte	comercial	adhoc	adhoc	adhoc
Material	acero	ABS	ABS	ABS
Configuración	2 en serie	2 en serie	único	único
$k[N/m]$	500	228	87	5,6
$f_{res}[Hz]$	25	17	11,3	2,5
Esfuerzo máximo[MPa]	-	26,2	27,9	2,5

Tabla 5.2: Tabla resumen de parámetros de los diferentes diseños realizados para el resorte del actuador inercial, comparados entre sí y contra un resorte comercial helicoidal.

Diseño de los componentes del actuador inercial

El diseño de los componentes principales del actuador se puede observar en la Figura 5.13. En la misma se observa la sujeción del actuador que se visualiza como la pieza azul, cuya función consiste vincularse al sistema y afirmar el resto de los componentes. A fin de cumplir su objetivo, esta pieza utiliza cierta flexibilidad propia y tornillería afín. El mismo método es usado para vincularse a la pieza que genera el movimiento lineal. El guiado del núcleo del actuador es logrado gracias a una pieza tubular (gris en la Figura) a través del cual el núcleo desliza en su interior. En este diseño se entiende que hay fricción entre núcleo y tubo, por lo cual debe minimizarse. Para ello el material seleccionado fue Delrin o Acetal, cuyo coeficiente de fricción [1] es bajo comparativamente $\mu \approx 0,1$ con el PLA o ABS. Además, el proceso de elaboración del mismo fue por fabricación sustractiva (torneado), para disminuir rugosidad. Por último, el solenoide fue bobinado sobre una pieza plástica roja para permitir ser extraído

con facilidad. Esta pieza va montada sobre el tubo que genera el movimiento lineal. Dentro del tubo, se ubica el núcleo que está compuesto por imanes permanentes.

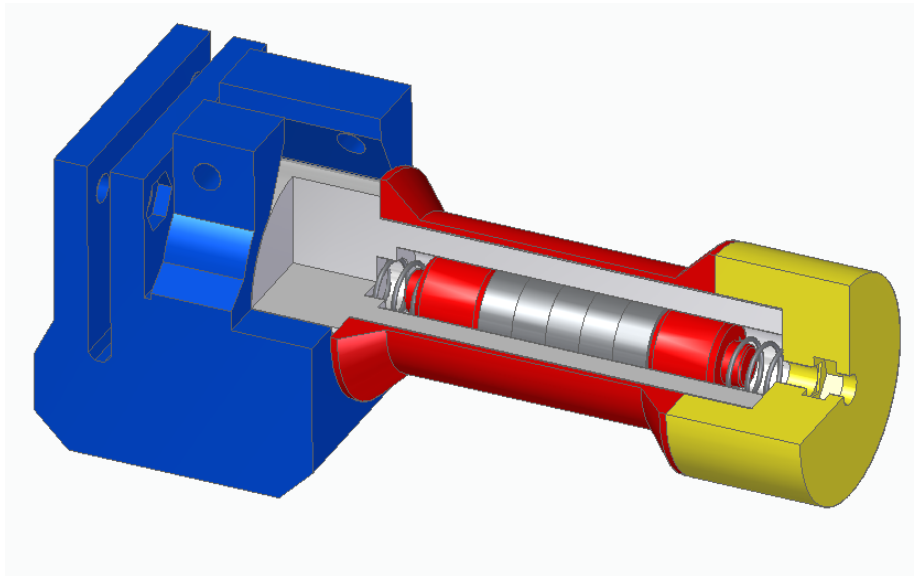


Figura 5.13: Vista en corte parcial del diseño del actuador propuesto, donde pueden verse los principales componentes. Puede observarse el núcleo compuesto por imanes permanentes y resortes comerciales en sus extremos. Se observa un tubo que soporta el arreglo, junto con una tapa y un soporte que se vincula al sistema mecánico.

El diseño mostrado en la Figura 5.13 debió modificarse para poder vincularse con el tercer resorte que cumple con los requisitos de rigidez. Para ello se dispuso una nueva tapa que permitiera el acople con el mencionado resorte. Además, todas las uniones atornilladas con material de bulonería ferromagnética en cercanías de un núcleo de imán permanente ocasionan perturbaciones de fuerza que no son deseadas. Es por este motivo que fue necesario utilizar bulonería de bronce.

La Figura 5.14 muestra un corte del último diseño del actuador inercial donde se observa en rojo una tapa que vincula el último resorte con el tubo donde se desliza el núcleo. Además se observa un separador en gris claro que posiciona el núcleo cerca del centro del solenoide.

5.2. Actuador no inercial

Un actuador no inercial es un dispositivo que realiza fuerza entre dos puntos, sin acelerar una masa. En el caso que el actuador sea electromagnético, básicamente está compuesto por un transductor de corriente a fuerza. Para el funcionamiento de un actuador no inercial es necesario disponer de un soporte rígido donde conectar un extremo y la estructura en la cual vincular el otro extremo.

En la Figura 5.15 se muestra un diagrama de bloques de un actuador no inercial, donde la entrada al dispositivo es la tensión V , luego se convierte a corriente I , y

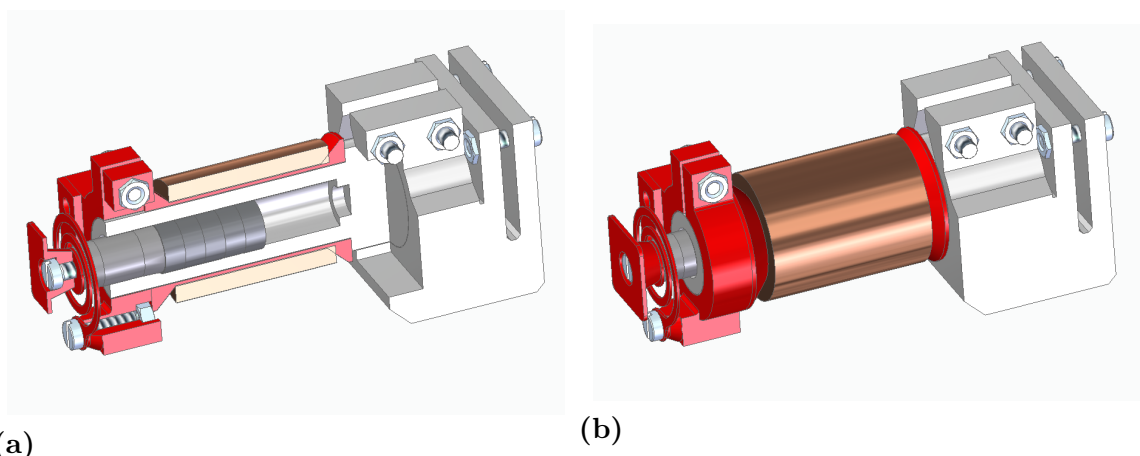


Figura 5.14: Diseño final del actuador inercial, junto con el tercer resorte y sus respectivas vinculaciones.

finalmente se genera una fuerza F_t . De la misma Figura puede notarse que el diagrama es semejante al del actuador inercial (ver Figura 5.1), pero la fuerza depende únicamente de la corriente circulante y del bloque de transformación T .

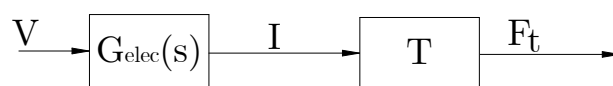


Figura 5.15: Diagrama de bloques de actuador no inercial. La entrada al sistema V es la tensión en bornes del dispositivo, I es la corriente, F_t es la fuerza que realiza el dispositivo.

La función de transferencia del mismo es:

$$G_{act} = G_{elec}T, \quad (5.20)$$

donde G_{act} es la función de transferencia del actuador, G_{elec} es la función de transferencia del modelo eléctrico y T es una constante entre fuerza y corriente.

5.2.1. Modelo del actuador no inercial

Un esquema de este tipo de actuador se observa en la Figura 5.16. Se tiene un soporte rígido, al cual está vinculado el actuador propiamente dicho y éste último se vincula con el sistema a actuar. El actuador se lo modela como un transductor de corriente a fuerza, con constante $f = T i$. En este tipo de actuador es importante que la estructura que soporta el actuador sea lo suficientemente rígida para que no aporte frecuencias de resonancia adicionales.

Debido a que los circuitos eléctricos equivalentes son los mismos en el caso del actuador tanto inercial como no inercial, se utiliza la función de transferencia (5.18) que vincula la tensión aplicada en bornes de solenoide y corriente circulante en el

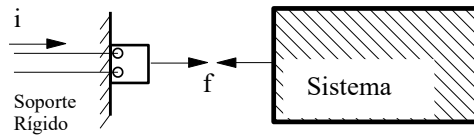


Figura 5.16: Modelo mecánico del actuador no inercial. Se observa el soporte rígido, el actuador y el sistema mecánico.

mismo. De igual forma, las ecuaciones de interacción electromecánica entre la corriente que circula por el solenoide y la fuerza magnética que se realiza son las mismas que las indicadas en la sección 5.1.1. Por último, la ecuación que indica la relación entre corriente y fuerza es la indicada en la expresión (5.14).

Análisis del modelo

En la Figura 5.17 se muestra la respuesta en frecuencia de un actuador no inercial, con las mismas características eléctricas que el mostrado en la Figura 5.6. La resistencia es $R = 11,7 \Omega$ y la inductancia es $L = 10,3 \text{ mH}$. La escala de la magnitud y la fase resulta idéntica a la Figura 5.6. A partir de la expresión (5.20), claramente la respuesta en frecuencia de G_{act} es la misma que G_{elec} escalado por T . Por tanto, tiene una respuesta plana hasta la frecuencia R/L impuesta por las variables del solenoide.

En base a la respuesta en frecuencia observada, el dispositivo puede ser eficaz para generar fuerzas en el rango de $w_{util} = [0, 10w_n]$, donde la amplitud de la transferencia es casi plana y el desfase introducido es mínimo. La frecuencia ω_n se corresponde a la frecuencia natural del sistema mostrado en la Figura 5.6.

5.2.2. Diseño del actuador no inercial

Un actuador no inercial comparte la mayoría de los componentes con uno inercial. La gran diferencia radica en que en el actuador no inercial no es necesario un resorte para su funcionamiento, y requiere dos vínculos en lugar de uno solo. De esta forma, un actuador no inercial se puede subdividir en los siguientes componentes:

- el acople entre el actuador y el sistema,
- el acople entre el actuador y el soporte rígido,
- el núcleo móvil,
- el solenoide,
- y finalmente el cuerpo y el movimiento lineal.

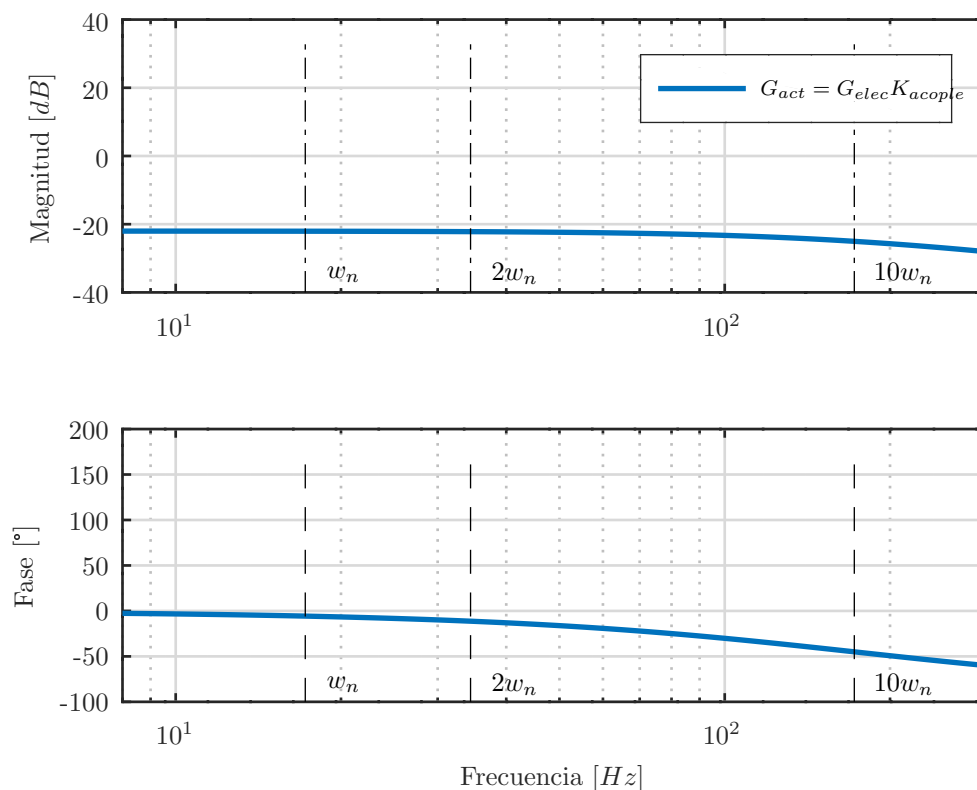


Figura 5.17: Respuesta en frecuencia de un actuador no inercial ejemplo con una resistencia $R= 11,7 \Omega$ e inductancia $L= 10,3 \text{ mH}$. Se observa que se parte con un plateau de amplitud y fase de 0° desde bajas frecuencias hasta pasar por el polo y luego del mismo baja la amplitud con una pendiente de -20 dB/dec . Las marcas de frecuencia ω_n se corresponden con la frecuencia natural del sistema mostrado en la Figura 5.6.

Debe mencionarse que el solenoide y el núcleo móvil en este actuador fueron los mismos que los utilizados en el actuador inercial, para estandarizar componentes y poder comparar actuadores.

Requerimientos

El diseño del actuador no inercial fue realizado en base a requerimientos para cada componente. Los mismos fueron:

- utilizar el mismo núcleo y solenoide que el actuador inercial;
- en caso de haber fricción por el movimiento del núcleo, debe minimizarse;
- el circuito magnético del dispositivo no debe ser ferromagnético;
- los acoples deben permitir posicionar en diferentes ubicaciones el actuador;
- debe cumplirse con las restricciones del diseño impuesto por impresión 3D;
- debe considerarse algún método para generar el movimiento lineal;

- y finalmente debe poder colocarse colinealmente el actuador inercial y no inercial;

En base a estas restricciones, se procedió a diseñar el actuador. Se describirá cada uno de los componentes, y cómo se llegó a lo especificado en cada ítem.

Descripción del diseño

Se muestra en la Figura 5.18 un corte del diseño del actuador no inercial, el detalle de su vínculo con el sistema y el soporte, y cómo se relaciona con el actuador inercial en la facilidad de prueba. En la figura anterior se puede ver el soporte del actuador en azul, y que el mismo presenta imanes de neodimio para vincularse al soporte rígido, y permitir su reubicación con facilidad. El soporte mencionado se vincula por deformación propia y un tornillo con una pieza tubular blanca. Esta última cumple la función de sujetar el porta-solenoides rojo, pero a diferencia del actuador inercial no cumple la función de guiado del núcleo, por lo que no habría fricción.

El núcleo de este actuador consiste en 5 imanes de neodimio y está vinculado a la viga en voladizo, y no tiene ningún tipo de fricción con la pieza tubular del actuador no inercial. El movimiento lineal del núcleo es proporcionado por la viga en voladizo donde el núcleo está acoplado.

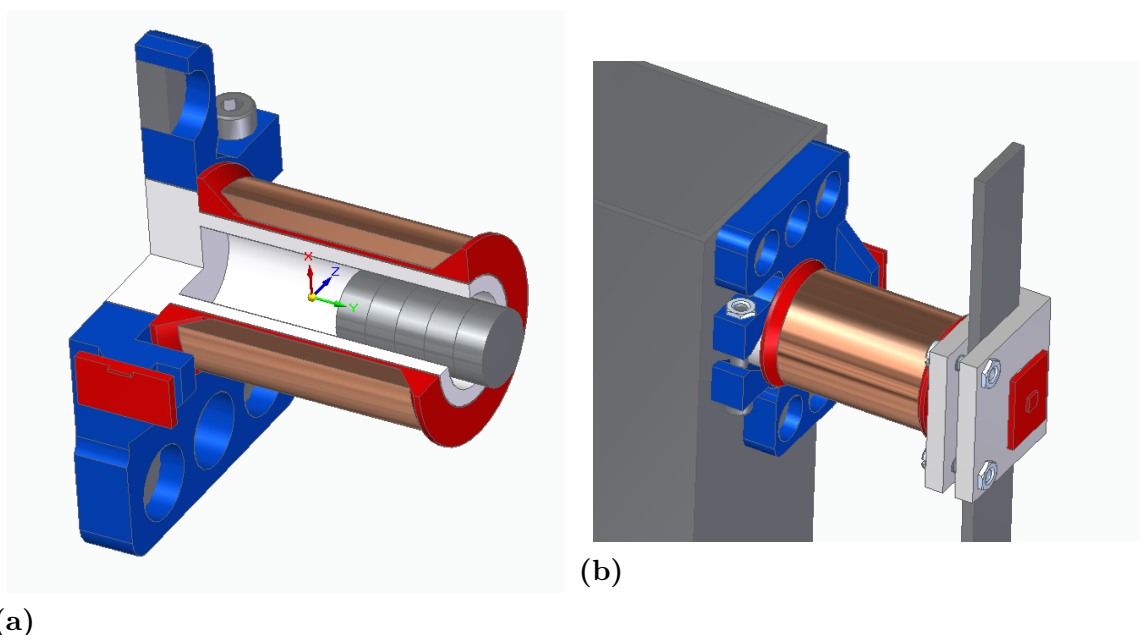


Figura 5.18: Diseño del actuador no inercial. Se observa en blanco el tubo que soporta el solenoide, pero que no está en contacto con el núcleo. El mismo está fijo al sistema a actuar, y la pieza azul está en contacto con el soporte rígido. Para ambos vínculos de este actuador se usó imanes permanentes. Se observa también un soporte en color blanco que sujeta el sensor.

Los dos actuadores diseñados se posicionan sobre la facilidad de prueba, como se muestra en la Figura 5.19. En la misma se puede observar como el diseño tiene la flexibilidad para colocarse en forma colineal los dos actuadores, o bien colocarse en

forma no colineal, en distintas posiciones en la viga en voladizo. Un aspecto importante es que ambos actuadores tienen configuración colocada, ya sea el actuador inercial o el no inercial. En el caso particular de ubicar los dos actuadores en forma colineal, el sensor sería único, y estaría montado sobre la base del actuador inercial.

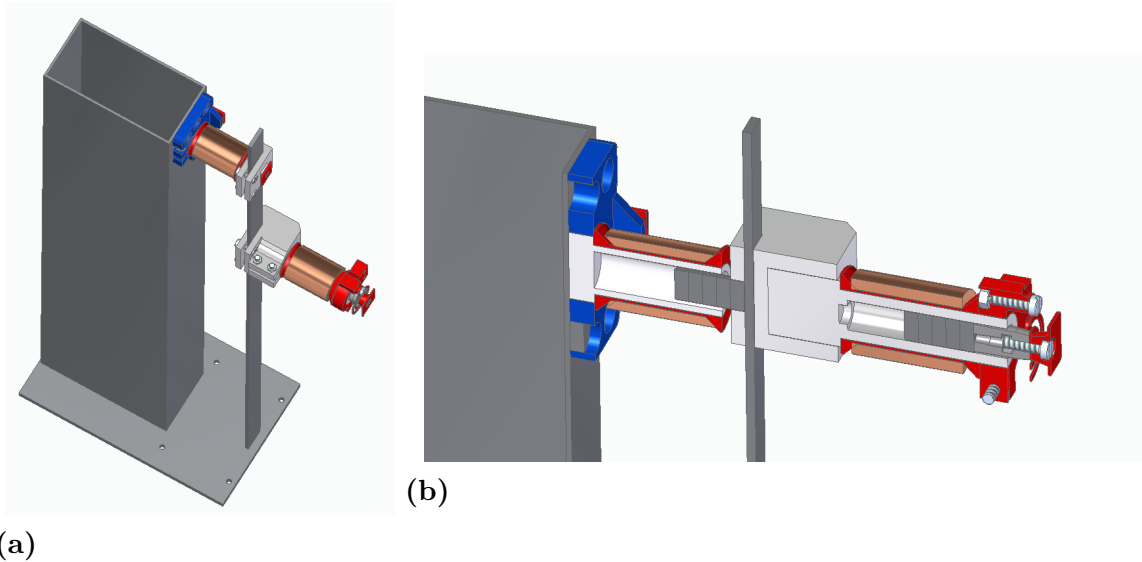


Figura 5.19: Detalle de los dos actuadores ubicados en diferentes posiciones, en un caso la ubicación es colineal y se muestra un corte de los actuadores, y en el otro caso se encuentran separados.

Capítulo 6

Modelo dinámico de la facilidad de prueba

Para diseñar y estudiar distintas alternativas de control activo de vibraciones es necesario un modelo dinámico de la facilidad de prueba. En este capítulo se desarrollan distintos modelos que podrían ser usados tanto para el diseño de los controladores como para su evaluación por simulación. Se plantean dos modelos de la facilidad que integran los modelos de los actuadores presentados en el capítulo anterior. Posteriormente, se identifica la facilidad para determinar los parámetros de los modelos y se validan en forma experimental.

6.1. Modelo de la facilidad de prueba

Como se mencionó en el Capítulo 4, el sistema mecánico al cual se quiere aumentar el amortiguamiento consiste en una viga vertical empotrada. Por el diseño intrínseco que tienen los actuadores que van montados sobre el sistema, tiene que ser considerada su masa en el modelo. De esta forma, sobre la viga en voladizo se colocan dos masas puntuales, una correspondiente al peso del actuador inercial, y la otra al peso de la parte del actuador no-inercial que va montada sobre la viga en voladizo. En la Figura 6.1 se puede observar el sistema junto con sus variables principales. En dicha Figura puede notarse que la viga presenta un largo l , ancho de sección h y profundidad de sección b , tiene un módulo de elasticidad E y un módulo de inercia $I = bh^3/12$. Las masas puntuales que representan los actuadores están ubicadas en un extremo y a una distancia a del extremo de la viga.

Como aproximaciones utilizadas en el sistema se identifica que las deflexiones consideradas son pequeñas, el material de la viga es isotrópico, y la curva de tensión deformación del material de la viga es lineal-elástico. Otra aproximación realizada consiste en considerar que la masa de los actuadores es puntual, y se concentran en ciertos

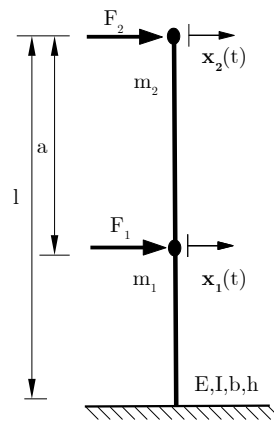


Figura 6.1: Modelo del sistema mecánico a controlar. Se dispone de una viga en voladizo empotrada en el extremo inferior, de largo l , ancho de sección h y profundidad de sección b , módulo de elasticidad E . En un extremo de la viga se presenta el actuador inercial, que se considera como una masa concentrada m_1 . A una distancia a del extremo se ubica el actuador no-inercial, modelado como otra masa puntual m_2 . P_1 y P_2 son las fuerzas realizadas por los actuadores y ejercidas sobre los nodos.

puntos de la estructura.

Se realizaron dos modelos matemáticos para analizar el sistema. Un modelo que se utiliza para diseñar un controlador, el cual debe ser simple y contemplar la dinámica que está presente hasta el ancho de banda del controlador. Por otro lado, se diseñó otro modelo más complejo para validación, que contempla más polos del sistema y fue realizado por el método de barras finitas. Éste último modelo tiene más fidelidad, a costa de una mayor complejidad del mismo. Por último, se efectuaron comparaciones entre los modelos en cuanto a frecuencias de resonancia, respuesta ante un escalón de fuerza y deflexión estacionaria.

6.1.1. Modelo orientado al control

Este modelo tiene como fin representar la dinámica del sistema con el mínimo de complejidad necesaria para realizar un controlador. Para ello se buscó minimizar los grados de movimientos y el número de masas asociadas para que el modelo resultara simple pero que al mismo tiempo representara aproximadamente el comportamiento del sistema.

Utilizando el método de elementos finitos tipo barra de orden 2 indicado en los apuntes de Ferrari y Alonso [7] se procedió a realizar el modelo simplificado, cuyo objetivo es obtener un modelo que vinculara deflexiones y rotaciones en puntos de la estructura en función de fuerzas aplicadas por actuadores. La viga en voladizo puede dividirse en dos barras rígidas ① y ② justo en el punto donde se ubican los actuadores y considerarse que los mismos están ubicados en posiciones diferentes. La división en elementos indicada se puede observar en el esquema mostrado en la Figura 6.2. Dichos

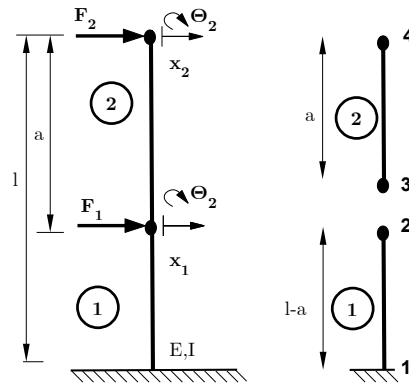


Figura 6.2: Modelo de elementos finitos tipo barra, donde se observa la barra ① con sus nodos 1, 2, y la barra ② con sus nodos 3, 4. Los desplazamientos en los nodos son x_1 y x_2 , y las rotaciones en los mismos son θ_1 y θ_2 .

elementos y los correspondientes nodos y grados de libertad se resumen en la Tabla 6.1.

Elementos	Nodos	Grados de libertad
1	1 2	1 2 3 4
2	3 4	3 4 5 6

Tabla 6.1: Tabla donde se resumen los elementos tipo barra del modelo, sus nodos asociados y los grados de libertad que cada nodo presenta.

El sistema de ecuaciones diferenciales que rige el comportamiento dinámico del sistema flexible es el siguiente:

$$\mathbf{M}_g \ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}_g \dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}_g \mathbf{x} = \mathbf{L}_u \mathbf{u}, \quad (6.1)$$

donde \mathbf{M}_g es la matriz de masa, \mathbf{C}_g es la matriz de amortiguamiento, \mathbf{K}_g es la matriz de rigidez del sistema y \mathbf{L}_u es la matriz de influencia de fuerzas de entrada. Como se indica en la Figura 6.2, los desplazamientos en los nodos son x_1 y x_2 , y las rotaciones en los mismos son θ_1 y θ_2 . Las aceleraciones en los nodos son \ddot{x}_1 y \ddot{x}_2 y las aceleraciones angulares en los nodos son $\ddot{\theta}_1$ y $\ddot{\theta}_2$. Por último, F_1 y F_2 son las fuerzas que actúan sobre los nodos 1 y 2 y están generadas por los actuadores.

Debido a que se usan acelerómetros, la salida medida tiene la siguiente forma:

$$\mathbf{y} = \mathbf{L}_y^T \ddot{\mathbf{x}}. \quad (6.2)$$

donde \mathbf{L}_y^T es la matriz de influencia de salida. Las variables \mathbf{x} , $\dot{\mathbf{x}}$, $\ddot{\mathbf{x}}$ son

$$\mathbf{x}^T = [x_1, \theta_1, x_2, \theta_2], \quad (6.3)$$

$$\dot{\mathbf{x}}^T = [\dot{x}_1, \dot{\theta}_1, \dot{x}_2, \dot{\theta}_2], \quad (6.4)$$

$$\ddot{\mathbf{x}}^T = [\ddot{x}_1, \ddot{\theta}_1, \ddot{x}_2, \ddot{\theta}_2], \quad (6.5)$$

mientras que las entradas y salidas son:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix}. \quad (6.6)$$

Se cumple la igualdad $\mathbf{L}_u = \mathbf{L}_y$ porque el sistema es colocado, y su valor es para este caso en particular

$$\mathbf{L}_u = \mathbf{L}_y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.7)$$

La matriz \mathbf{C}_g es la matriz de amortiguamiento del sistema, la cual puede ser aproximada por Rayleigh como sigue:

$$\mathbf{C}_g = \alpha \mathbf{M}_g + \beta \mathbf{K}_g. \quad (6.8)$$

Para una mejor interpretación desde el punto de vista de control, la formulación puede ser escrita según el sistema de ecuaciones en variables de estado:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A} \mathbf{z} + \mathbf{B} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{z} + \mathbf{D} \mathbf{u} \end{cases} \quad (6.9)$$

donde en este caso, se define la variable de estado \mathbf{z} :

$$\mathbf{z}^T = [\mathbf{x}^T, \dot{\mathbf{x}}^T]. \quad (6.10)$$

Las matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} son como se indica a continuación:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I} \\ -\mathbf{M}_g^{-1}\mathbf{K}_g & -\mathbf{M}_g^{-1}\mathbf{C}_g \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{M}_g^{-1}\mathbf{L}_u \end{bmatrix}, \quad (6.11)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_y^T\mathbf{M}_g^{-1}\mathbf{K}_g & \mathbf{L}_y^T\mathbf{M}_g^{-1}\mathbf{C}_g \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_y^T\mathbf{M}_g^{-1}\mathbf{L}_u \end{bmatrix}, \quad (6.12)$$

donde \mathbf{I} es la matriz de identidad. Luego de describir las ecuaciones que rigen el sistema mecánico flexible, junto con una formulación por variables de estado, se mostrará un método por el cual pueden obtenerse las matrices \mathbf{M}_g y \mathbf{K}_g .

Método de las matrices locales

En este método se define para cada barra una matriz de rigidez local, que relaciona cada extremo de la viga con su deflexión y rotación relativa. A continuación, se indican qué valor toman las matrices de rigidez locales $\mathbf{K}_{\text{local}_1}$ y $\mathbf{K}_{\text{local}_2}$ en cada barra ① y ②:

$$\mathbf{K}_{\text{local}_1} = k_1 \begin{bmatrix} 12 & 6l_1 & -12 & 6l_1 \\ 6l_1 & 4l_1^2 & -6l_1 & 2l_1^2 \\ -12 & -6l_1 & 12 & -6l_1 \\ 6l_1 & 2l_1^2 & -6l_1 & 4l_1^2 \end{bmatrix}, \quad (6.13)$$

$$\mathbf{K}_{\text{local}_2} = k_2 \begin{bmatrix} 12 & 6l_2 & -12 & 6l_2 \\ 6l_2 & 4l_2^2 & -6l_2 & 2l_2^2 \\ -12 & -6l_2 & 12 & -6l_2 \\ 6l_2 & 2l_2^2 & -6l_2 & 4l_2^2 \end{bmatrix}, \quad (6.14)$$

donde las constantes k_1 , k_2 , l_1 y l_2 son

$$k_1 = \frac{EI}{l_1^3}, \quad k_2 = \frac{EI}{l_2^3}, \quad l_1 = l - a \quad y \quad l_2 = a, \quad (6.15)$$

donde l_1 es el largo del tramo entre el extremo y la masa puntual central, y l_2 es la diferencia entre el largo total l y la distancia a .

Utilizando las matrices de rigideces locales, se las ensambla en la matriz de rigidez global. Luego se calcula la matriz de rigidez global reducida \mathbf{K}_g , la cual se calcula a partir de la matriz de rigidez global, pero eliminando las columnas y filas que multiplican a grados de libertad restringidos del sistema.

En el caso analizado y observando la Tabla 6.1, el nodo 1 está empotrado, por lo que el grado de libertad 1 y 2 es rígido. Debido a esto último es posible eliminar las columnas y filas que multiplican a estos. La matriz \mathbf{K}_g calculada, teniendo en cuenta lo anterior, presenta la siguiente forma:

$$\mathbf{K}_g = \begin{bmatrix} 12(k_1 + k_2) & -6l_1k_1 + 6l_2k_2 & -12k_2 & 6l_2k_2 \\ (6l_1k_1 + 6l_2k_2) & 4(l_1^2k_1 + l_2^2k_2) & -6l_1k_2 & 2l_2^2k_2 \\ -12k_2 & -6l_2k_2 & 12k_2 & -6l_2k_2 \\ 6l_2k_2 & 2l_2^2k_2 & -6l_2k_2 & 4l_2^2k_2 \end{bmatrix}. \quad (6.16)$$

Si se procede de un modo similar a las matrices de rigidez locales, se pueden definir las matrices de masa locales:

$$\mathbf{M}_{\text{local}_1} = \frac{m_1}{420} \begin{bmatrix} 156 & 22l_1 & 54 & -13l_1 \\ 22l_1 & 4l_1^2 & 13l_1 & -3l_1^2 \\ 54 & 13l_1 & 156 & -22l_1 \\ -13l_1 & -3l_1^2 & -22l_1 & 4l_1^2 \end{bmatrix}, \quad (6.17)$$

$$\mathbf{M}_{\text{local}_2} = \frac{m_2}{420} \begin{bmatrix} 156 & 22l_2 & 54 & -13l_2 \\ 22l_2 & 4l_2^2 & 13l_2 & -3l_2^2 \\ 54 & 13l_2 & 156 & -22l_2 \\ -13l_2 & -3l_2^2 & -22l_2 & 4l_2^2 \end{bmatrix}. \quad (6.18)$$

Por último, si se ensamblan las matrices de masa locales en la matriz global, y procediendo de un modo similar al realizado en la matriz de rigidez, se puede obtener la matriz de masa reducida \mathbf{M}_g :

$$\mathbf{M}_g = \begin{bmatrix} 156(M_1 + M_2) + m_{act_1} & -22l_1M_1 + 22l_2M_2 & 54M_2l_2 & -13l_2M_2 \\ -22l_1M_1 + 22l_2M_2 & 4(l_1^2M_1 + l_2^2M_2) & 13l_2M_2 & -3l_2^2M_2 \\ 54l_2M_2 & 13l_2M_2 & 156M_2 + m_{act_2} & -22l_2M_2 \\ -13l_2M_2 & -3l_2^2M_2 & -22l_2M_2 & 4l_2^2M_2 \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

donde $M_1 = m_1/420$, $M_2 = m_2/420$, m_{act_1} es la masa del actuador 1 y m_{act_2} es la masa del actuador 2. Los símbolos m_1 y m_2 son la masa de los tramos de barra discretizados.

6.1.2. Modelo para validación

Considerando como base el modelo de control simplificado planteado anteriormente, pero extendiéndolo para un número arbitrario N de elementos y siguiendo el procedimiento indicado en [7], se obtiene el esquema que se indica en la Figura 6.3.

El sistema de ecuaciones que rige el problema planteado es el que se indica en las Ecuaciones (6.1) y (6.2), donde expandiendo la variable \mathbf{x} se pueden notar que los nodos en los que se encuentra el actuador inercial y el no inercial son el nodo j y k respectivamente,

$$\mathbf{x}^T = [x_1, \theta_1, \dots, x_j, \theta_j, \dots, x_k, \theta_k, \dots, x_N, \theta_N]. \quad (6.20)$$

Para una mejor interpretación desde el punto de vista de control, se puede hacer el mismo sistema de ecuaciones en variables de estado que el indicado en la Ecuación (6.9), empleando las variables de estado indicadas en (6.10), con la salvedad de usar \mathbf{x} indicado anteriormente. La formulación matricial es idéntica a la mostrada en las Ecuaciones (6.11) y (6.12).

La diferencia entre los métodos radica en el tamaño de las matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} ,

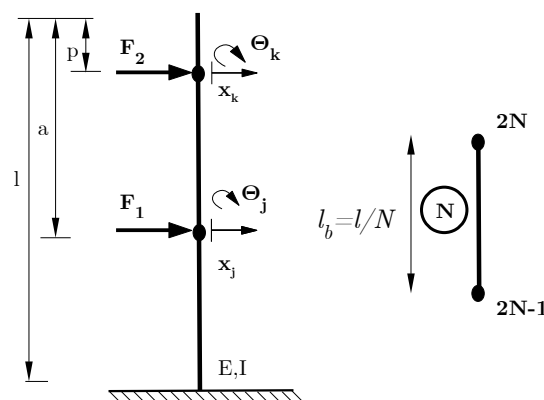


Figura 6.3: Modelo de elementos finitos con N elementos iguales tipo barra. Se observa la barra \textcircled{N} con sus nodos $2N$, $2N - 1$ y su largo $l_b = l/N$. La fuerza F_2 actúa sobre el nodo k , a una distancia aproximada p del extremo de la viga. La fuerza F_1 actúa sobre el nodo j , a una distancia aproximadamente a del extremo de la viga.

\mathbf{L}_u , \mathbf{L}_y . A continuación, se muestra un método que resulta útil para calcular la matriz de masa y rigidez globales reducidas \mathbf{M}_g y \mathbf{K}_g .

Método de las matrices locales

En este caso la matriz de rigidez local del sistema, para una barra elemental es \mathbf{K}_γ

$$\mathbf{K}_\gamma = k \begin{bmatrix} 12 & 6l_\delta & -12 & 6l_\delta \\ 6l_\delta & 4l_\delta^2 & -6l_\delta & 2l_\delta^2 \\ -12 & -6l_\delta & 12 & -6l_\delta \\ 6l_\delta & 2l_\delta^2 & -6l_\delta & 4l_\delta^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{k}_{\delta 1} & \mathbf{k}_{\delta 2} \\ \mathbf{k}_{\delta 3} & \mathbf{k}_{\delta 4} \end{bmatrix}, \quad k = \frac{EI}{l_\delta^3}, \quad (6.21)$$

donde E es el módulo de elasticidad, I es la inercia, l_δ es el largo de barra elemental.

La matriz de rigidez global $\mathbf{K}_{\text{global}}$ es un ensamble de matrices de rigideces locales, donde se suman los términos que corresponden a cada nodo:

$$\mathbf{K}_{\text{global}} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{\gamma 1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{K}_{\gamma 2} & \ddots & 0 \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{K}_{\gamma n} \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

Si se desarrolla la expresión anterior para los primeros dos nodos se obtiene la matriz

que se muestra a continuación,

$$\mathbf{K}_{\text{global}} = k \begin{bmatrix} 12 & 6l_\delta & -12 & 6l_\delta & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 6l_\delta & 4l_\delta^2 & -6l_\delta & 2l_\delta^2 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -12 & -6l_\delta & 12 + 12 & -6l_\delta + 6l_\delta & -12 & -6l_\delta & \cdots & 0 \\ 6l_\delta & 2l_\delta^2 & -6l_\delta + 6l_\delta & 4l_\delta^2 + 4l_\delta^2 & -6l_\delta & 2l_\delta^2 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & -12 & -6l_\delta & 12 & -6l_\delta & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 6l_\delta & 2l_\delta^2 & -6l_\delta & 4l_\delta^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{K}_{\gamma n}/k \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

La matriz de rigidez global reducida \mathbf{K}_g se obtiene a partir de la matriz $\mathbf{K}_{\text{global}}$, pero luego de eliminar las columnas y filas que multiplican a variables de nodos restringidos del sistema. Para el caso de una barra empotrada, el primer nodo no tiene ni desplazamiento x , ni giro angular θ , por lo que se eliminan las columnas que multiplican a este nodo.

Del mismo modo en que fue definida la matriz de rigidez local \mathbf{K}_γ , se tienen las matrices de masa locales \mathbf{M}_γ ,

$$\mathbf{M}_\gamma = \frac{m}{420} \begin{bmatrix} 156 & 22l_\delta & 54 & -13l_\delta \\ 22l_\delta & 4l_\delta^2 & 13l_\delta & -3l_\delta^2 \\ 54 & 13l_\delta & 156 & -22l_\delta \\ -13l_\delta & -3l_\delta^2 & -22l_\delta & 4l_\delta^2 \end{bmatrix}, \quad (6.24)$$

donde m es la masa del tramo de barra discretizado.

La matriz global reducida \mathbf{M}_g se ensambla de una manera similar a la matriz de rigidez global reducida \mathbf{K}_g ,

$$\mathbf{M}_g = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{\gamma 1} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{M}_{\gamma 2} & \ddots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{M}_{\gamma j} + m_{act2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{M}_{\gamma n} + m_{act1} \end{bmatrix}, \quad (6.25)$$

siendo m_{act1} la masa del actuador 1 que está en el nodo n y m_{act2} la masa del actuador 2 que está en el nodo j . Si se desarrolla lo anterior para los primeros nodos y los que

presentan una masa puntual mayor por presencia de algún actuador:

$$\mathbf{M}_{\mathbf{g}} = \frac{m}{420} \begin{bmatrix} 156 & 22l_{\delta} & 54 & -13l_{\delta} & 0 & 0 & \cdots & \cdot & \cdot & 0 \\ 22l_{\delta} & 4l_{\delta}^2 & 13l_{\delta} & -3l_{\delta}^2 & 0 & 0 & \cdots & \cdot & \cdot & 0 \\ 54 & 13l_{\delta} & 156 + 156 & 0 & -12 & -6l_{\delta} & \cdots & \cdot & \cdot & 0 \\ -13l_{\delta} & -3l_{\delta}^2 & 0 & 4l_{\delta}^2 + 4l_{\delta}^2 & -6l_{\delta} & 2l_{\delta}^2 & \cdots & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & 54 & 13l_{\delta} & 156 & -22l_{\delta} & \cdots & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & -13l_{\delta} & -3l_{\delta}^2 & -22l_{\delta} & 4l_{\delta}^2 & \cdots & \cdot & \cdot & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \cdot & \cdot & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \cdot & \cdot & 0 \\ & & & & & & & m_{lj} + m_{act2} \frac{420}{m} & \cdot & 0 \\ & & & & & & & & m_{ln} & m_{ln} \\ & & & & & & & & m_{ln} & m_{ln} + m_{act1} \frac{420}{m} \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

6.1.3. Comparación de los modelos de la facilidad

Los dos modelos desarrollados se compararon respecto a la deflexión estática, respuesta ante un escalón y frecuencias naturales. Se implementaron los dos modelos mencionados en la sección anterior, con las características indicadas en la Tabla 6.2. La respuesta de la posición x frente a una entrada de tipo escalón de fuerza aplicada a los dos modelos del sistema se puede observar en la Figura 6.4. Se observa que la respuesta transitoria y la deflexión estática entre los modelos es muy similar y la viga deflecta 1,6 mm para una fuerza aplicada de 1 N.

Parámetro	Valor
l	0,63 m
a	0,25 m
p	0,25 m
m_{pert}	0,17 kg
m_{act}	0,023 kg
α	1,25
β	0,000075
N	26
ρ	10200 kg/m ³

Tabla 6.2: Parámetros de los modelos de control y verificación para realizar ensayos de simulación. l es el largo de la barra, a y p son las distancias de los actuadores inercial y no inercial al extremo libre de la barra, m_{act} y m_{pert} son las masas de los actuadores, α y β son los coeficientes de la aproximación de Rayleigh de la matriz de amortiguamiento y por último N es el número de nodos del modelo de verificación. Por último, ρ es la densidad de la viga fabricada en acero al carbono, pero que considera el peso de los cables vinculados a la misma.

Por último se verificaron las frecuencias naturales del sistema obteniendo los autovalores de la matriz \mathbf{A} de cada modelo, usando las constantes indicadas en la Tabla 6.2. En principio el modelo de verificación tiene $2N$ autovalores, y el modelo de control presenta 4 de ellos. Las frecuencias obtenidas fueron:

- para el modelo de verificación $N = 26$: $f_1 = 5,4$ Hz, $f_2 = 33,4$ Hz, $f_3 = 106$ Hz, $f_4 = 220$ Hz, ...

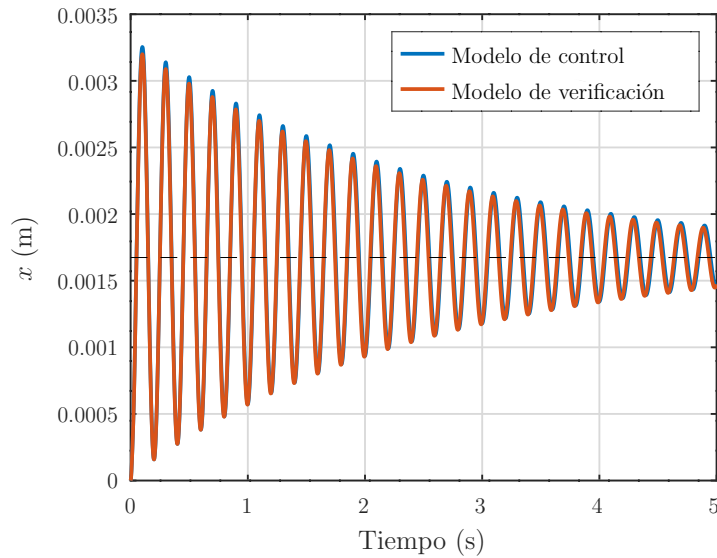


Figura 6.4: Respuesta de la posición x del sistema frente a un escalón de 1 N de fuerza aplicados sobre la punta de la viga empotrada. Los parámetros del sistema son los indicados en la Tabla 6.2.

- y para el modelo de control $N = 2$: $f_1 = 5,38$ Hz, $f_2 = 33,8$ Hz, $f_3 = 154$ Hz, $f_4 = 505$ Hz.

Los modelos de control y de validación anteriormente descritos consideran que sus entradas son fuerzas, mientras que estas últimas son realizadas por actuadores. A continuación se agrega la dinámica propia de los actuadores inercial y no inercial a los modelos orientados al control y la validación. Para el caso del actuador inercial, la transferencia que relaciona la tensión de entrada con la fuerza realizada es representada en la Ecuación (5.1). En cambio, para el actuador no inercial, la función de transferencia es la Ecuación (5.20). En la Figura 6.5 se muestra la respuesta en frecuencia para los actuadores inercial y no inercial implementados.

En el caso del actuador inercial, se observa la falta de ganancia para frecuencias muy bajas, una resonancia y posteriormente un *plateau* de amplitud. Para el caso de la fase, la misma tiene un valor cercano a cero al superar la frecuencia de resonancia. El actuador no inercial, en cambio, no presenta resonancia y tiene respuesta para frecuencias muy bajas.

Los modelos teóricos del sistema presentan dos entradas (tensiones aplicadas al actuador inercial y no inercial) y dos salidas (aceleración en nodos donde se encuentran los actuadores). Debido a que se seleccionó en la Tabla 6.2 la misma distancia en el parámetro a y p , los actuadores están ubicados en forma colineal. Esto resulta en que finalmente el sistema tenga una única salida que es la aceleración del nodo donde se encuentran los dos actuadores ubicados.

La respuesta en frecuencia de la Figura 6.6 corresponde a la transferencia desde la

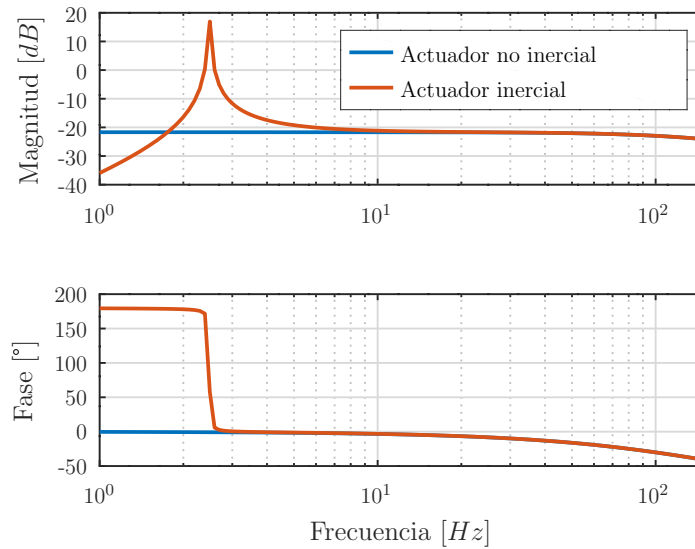


Figura 6.5: Respuesta en frecuencia y fase de los actuadores inercial y no inercial implementados con los parámetros indicados en la tabla 5.1.

fuerza F_1 (actuador inercial) hasta la aceleración x_1 , multiplicada por la transferencia G_{act} del actuador inercial (Ecuación (5.1)). En cambio, la respuesta en frecuencia de la Figura 6.7 corresponde a la transferencia desde F_2 (actuador inercial) hasta la aceleración x_2 , multiplicada por la transferencia G_{act} del actuador no inercial (Ecuación (5.20)).

En ambas figuras se puede observar que las respuestas de ambos modelos son muy cercanas en el rango de frecuencias de interés, por tanto el modelo orientado a control es una buena aproximación para el diseño de controladores. Además, se puede notar que el actuador inercial agrega un pico de resonancia asociado a su propia frecuencia de resonancia. También se observa que el modelo de verificación presenta un mayor número de resonancias fuera del rango de frecuencias de interés, y que difieren respecto al modelo orientado al control. Teniendo en cuenta esto último, debe tenerse la precaución de no excitar estas frecuencias con el controlador desarrollado.

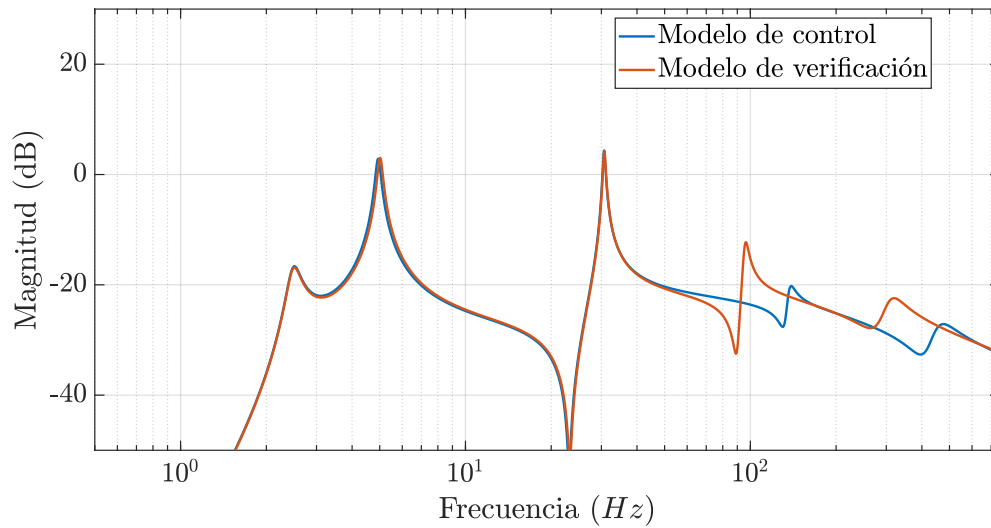


Figura 6.6: Respuesta en frecuencia de los modelos de control y verificación junto con el actuador inercial. Se observa la resonancia del actuador inercial en 2,5 Hz, y las resonancias del modelo de control en 5,4, y 33,4 Hz.

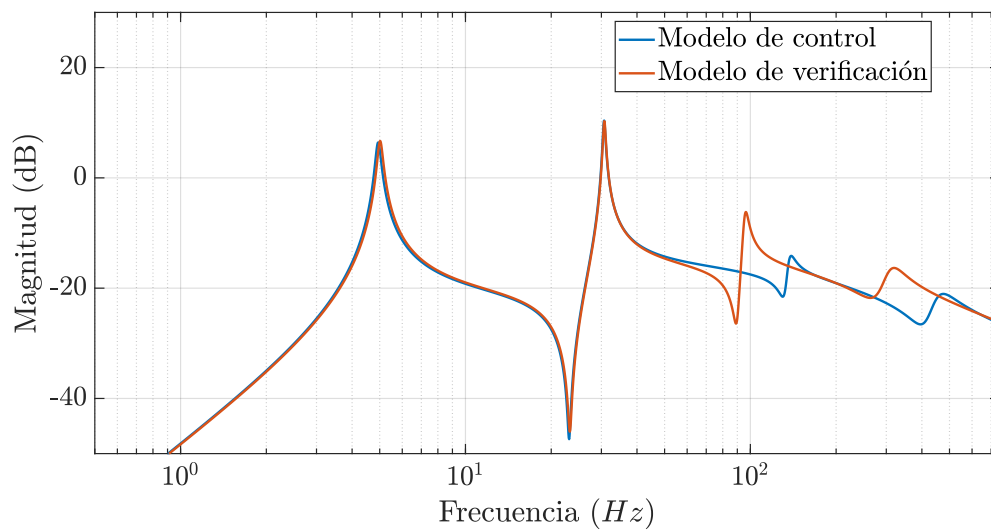


Figura 6.7: Respuesta en frecuencia de los modelos de control y verificación junto con el actuador no inercial. Se observan las resonancias del modelo de control en 5,4 y 33,8 Hz.

6.2. Identificación de la facilidad

A fin de validar los modelos teóricos presentados anteriormente, se realizaron diferentes experimentos en la facilidad de prueba. Los experimentos efectuados consistieron primero en apartar el sistema de su posición de equilibrio y obtener la respuesta libre; en segundo lugar, se relevó el sistema excitándolo con una señal senoidal de frecuencia variable (señal tipo *chirp*); y por último se realizaron ensayos con una señal rectangular de período aleatorio.

Para todos los experimentos se colocó el actuador inercial y no inercial a una distancia $a = 250$ mm del extremo de la viga en voladizo. De acuerdo con el modelo realizado y analizado en la Sección 6.1.3, la primera resonancia prevista por el modelo debería ser alrededor de 5 Hz., mientras que la segunda resonancia debería ser alrededor de 31 Hz.

6.2.1. Respuesta libre

El experimento de respuesta libre consiste en apartar al dispositivo de la posición de equilibrio y relevar los datos de la evolución temporal de la viga en voladizo. La forma del apartamiento indica qué modo se excitará en mayor medida. La posición inicial adoptada consistió en desplazar el extremo libre, por lo que el modo mayormente excitado es el modo 1 del sistema. Parámetros como las frecuencias naturales del sistema y los amortiguamientos se pueden obtener con este experimento. La Figura 6.8 muestra la aceleración correspondiente al punto donde se encuentra ubicado el conjunto sensor-actuador. Pueden observarse dos frecuencias naturales con distinto grado de amortiguamiento.

En la Figura 6.9 se observa un periodograma de la respuesta del sistema mostrada en la Figura 6.8, centrado en las frecuencias 0,1 – 50 Hz. Mediante el periodograma mostrado se observan picos en las frecuencias 5, 31 y 41 Hz.

A partir de este experimento e información previa del modelo, se puede estimar que el sistema presenta tres pares de polos, con una ubicación en el semiplano complejo del lado izquierdo (por ir disminuyendo en amplitud en su respuesta libre), y valores de $\omega_n = 5, 31$ y 41 Hz. En principio, los valores obtenidos de este experimento son similares a los calculados en el modelo teórico, a excepción de la resonancia detectada en 41 Hz. El valor de amortiguamiento puede estimarse mediante el decremento logarítmico, que se explica a continuación.

Decremento logarítmico

El decremento logarítmico permite estimar el amortiguamiento de una señal mediante la atenuación de la amplitud de la respuesta del sistema ante un impulso o

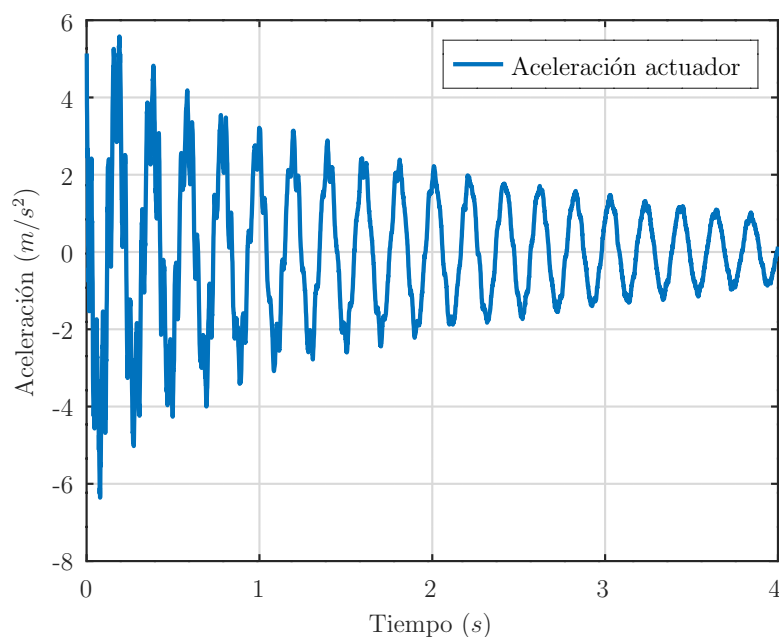


Figura 6.8: Respuesta libre de aceleración del nodo donde se encuentra el actuador, habiendo partido de una deflexión inicial.

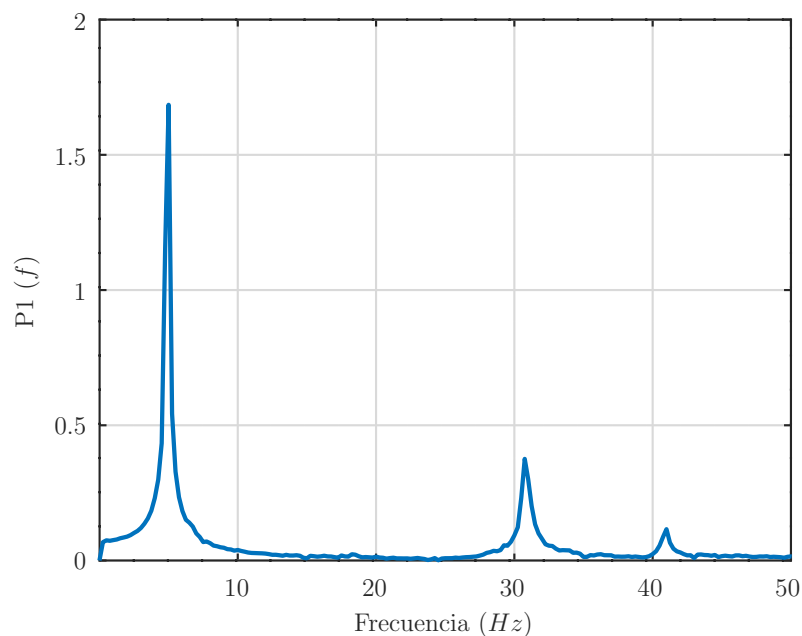


Figura 6.9: Periodograma del experimento de respuesta libre a partir de una deflexión inicial. Se observa un pico en la frecuencia 5, 31 y 41 Hz.

condición inicial no nula del mismo. Es posible aplicar este método al considerar el sistema con una fricción viscoelástica y ser subamortiguado.

El decremento logarítmico tiene la siguiente expresión:

$$\delta = \frac{1}{n} \ln \left(\frac{A}{A_n} \right) = \frac{2\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (6.27)$$

y despejando el amortiguamiento puede ser calculado como sigue:

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi/\delta)^2}} \quad (6.28)$$

A partir de la respuesta observada en 6.8, el decremento logarítmico es $\delta = 0,096$ y el amortiguamiento relevado es $\zeta = 1,5\%$ para el modo 1 del sistema.

6.2.2. Respuesta forzada

Los experimentos de respuesta forzada permiten determinar la relación entre las señales de excitación producidas por los actuadores y las señales registradas por los sensores. Para este experimento se utilizaron dos señales estándares: chirp y pseudo-random. Para ambos casos, las señales de excitación se aplicaron a cada actuador por separado y se relevó la respuesta del sistema.

Señal chirp

La señal de tipo senoidal con frecuencia variable, más conocida como señal chirp, tiene la ventaja de poder barrer continuamente un rango de frecuencias seleccionado, y permite evitar la excitación del sistema con altas frecuencias generalmente no deseadas. Se realizaron experimentos de este tipo para cada actuador con los siguientes parámetros:

- rango de frecuencias: 3,5-45 Hz,
- tiempo total experimento: 64 s,
- amplitud de 3 V tanto para el actuador inercial como para el no inercial,
- y rampa inicial y final: 5 % del tiempo total.

Las Figuras 6.10 y 6.11 comparan la respuesta en frecuencia correspondiente a un experimento (línea roja) con las correspondientes a los modelos teóricos de la Sección 6.1 (líneas azul y verde), un modelo identificado de cuatro polos y dos ceros (línea negra) utilizando identificación de tipo ARX. En la Figura 6.10, la fuerza es generada por el actuador inercial, y se observa que la identificación funciona correctamente para ubicar los polos del sistema, pero no posiciona correctamente los ceros. Los modelos teóricos predicen tres resonancias; sin embargo, en las mediciones sólo pueden observarse dos de ellas, y con una magnitud menor en una de ellas. Es posible que la fricción no modelada atenúe la respuesta del sistema para frecuencias menores a 10 Hz.

En la Figura 6.11 la fuerza es generada por el actuador no inercial, y se sigue observando que la identificación posiciona correctamente los polos, pero no así los

ceros. La magnitud y posición de los picos de resonancia resulta muy similar entre mediciones y modelos.

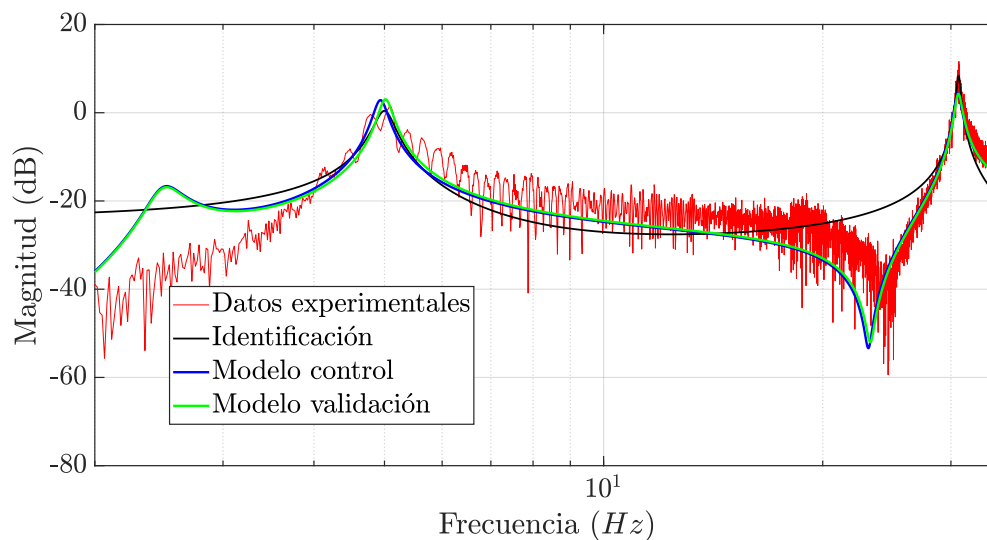


Figura 6.10: Respuesta en frecuencia del sistema con una señal tipo chirp al actuador inercial. Se observan resonancias en 5 y 31 Hz.

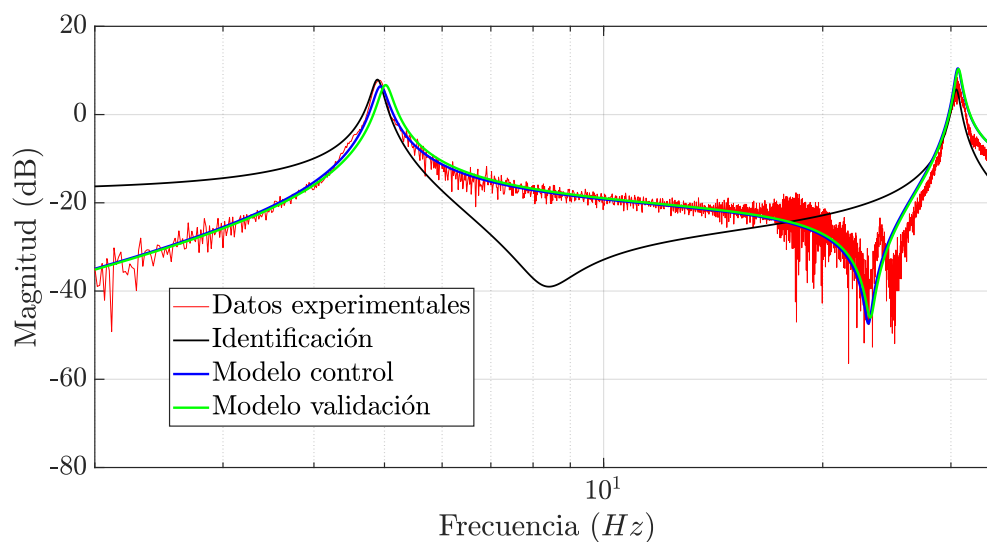


Figura 6.11: Respuesta en frecuencia del sistema con una señal tipo chirp al actuador no inercial. Se observan resonancias en 4,9 y 31 Hz.

Para poder validar los modelos realizados también se verificaron los mismos con otra señal de prueba, que será explicada a continuación. Con esa nueva señal de prueba, también se realizó identificación de paramétrica de tipo ARX.

Señal pseudorandom

La señal tipo pseudorandom es una señal cuadrada cuyo valor de amplitud oscila entre un mínimo y un máximo. El período de esta señal es elegido aleatoriamente, para que la potencia entregada por la señal en un cierto rango de frecuencias sea aproximadamente plana. A diferencia de la señal tipo chirp, la señal pseudorandom suele excitar altas frecuencias no deseadas del sistema identificado. A fin de disminuir el ruido presente en las mediciones con esta señal, se efectuaron repeticiones de un conjunto de señales cuadradas. Los parámetros que se usaron en esta señal fueron:

- amplitud: $\pm 2,5$ V para los dos actuadores,
- número de repeticiones: 16,
- rango de frecuencias 0 a 125Hz,
- y largo de experimento 64 s.

Las Figuras 6.12 y 6.13 muestran la respuesta en frecuencia correspondiente a datos experimentales (línea roja), con las correspondientes a los modelos teóricos (líneas azul y verde) y un modelo identificado de cuatro polos y dos ceros (línea negra), obtenido por identificación paramétrica de tipo ARX. En la Figura 6.12 se excita con el actuador inercial, y se observan en los datos experimentales dos resonancias, mientras que los modelos predicen tres de ellas. La posición de los picos de resonancia difieren ligeramente entre modelos y datos experimentales. Por último, se observa que la identificación posiciona correctamente los polos de las resonancias en 31 Hz y 5 Hz, pero no ubica correctamente los ceros.

En la Figura 6.13, en donde se excita con el actuador no inercial, la identificación posiciona correctamente los polos del sistema, pero no los ceros. Al igual que en las figuras anteriores, se observa que la posición en frecuencia de los picos de resonancia de los modelos son muy similares a los datos experimentales, con leves diferencias en amplitud de picos.

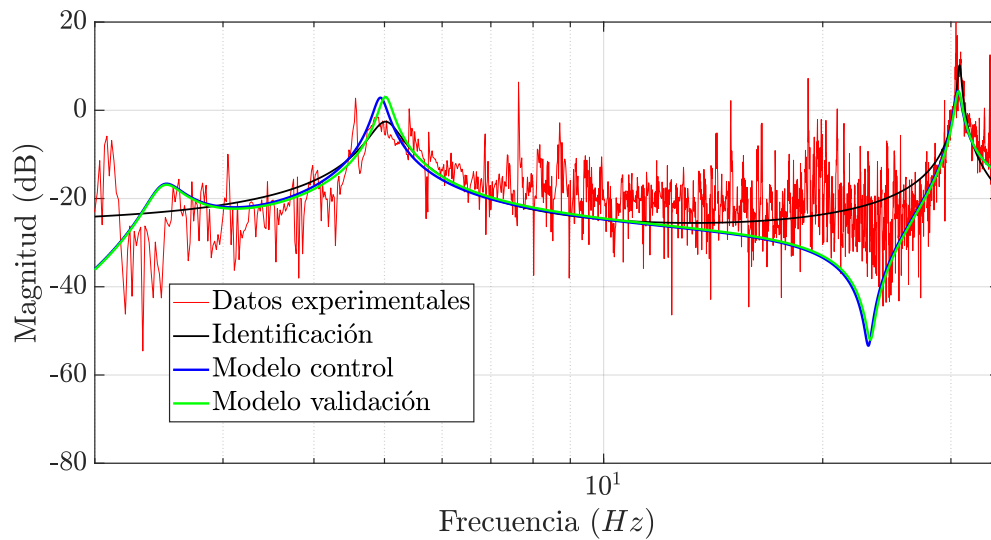


Figura 6.12: Respuesta en amplitud del sistema con una señal tipo pseudorandom al actuador inercial. Se observan resonancias en 5 y 31 Hz.

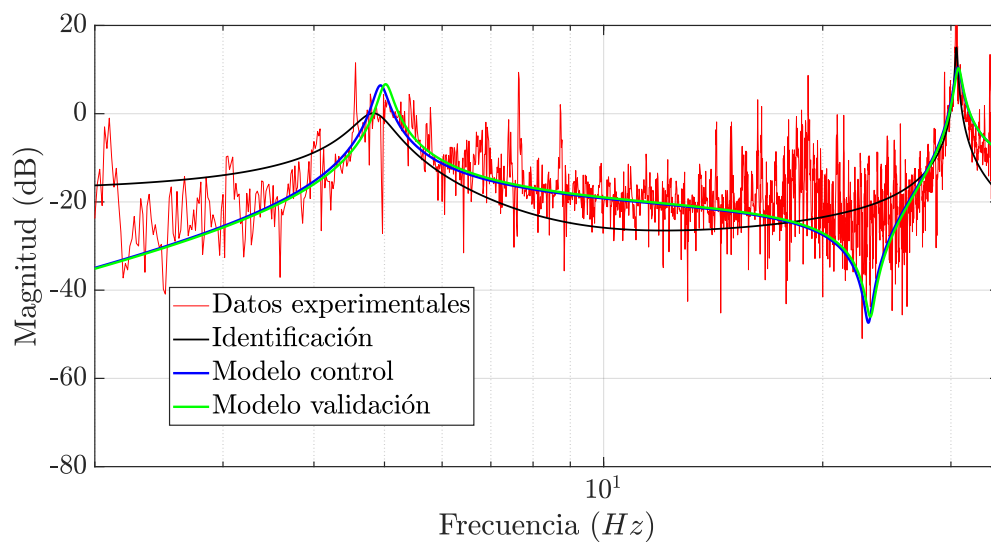


Figura 6.13: Respuesta en amplitud del sistema con una señal tipo pseudorandom al actuador no inercial. Se observan resonancias en 5 y 31 Hz.

6.3. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se propuso un modelo teórico del sistema, y posteriormente se modificaron levemente los valores de constantes de los mismos para que se ajusten en mejor medida a los datos experimentales.

A partir de la respuesta en frecuencia del sistema, usando el actuador inercial, el actuador no inercial y gracias a la excitación con diferentes señales, se observa que el modelo de control propuesto es válido en el rango frecuencial de interés.

Se puede notar que la identificación de sistemas flexibles presenta un gran reto, particularmente usando identificación de tipo paramétrica o ARX. Este tipo de identificación aplicada a este sistema posiciona correctamente los polos del sistema, pero no así los ceros del mismo.

Se observa que el rango frecuencial en cercanías del origen (frecuencias bajas) no presenta suficiente información como para una buena estimación de los parámetros por identificación. En el caso del actuador inercial, la fricción no es despreciable y es un fenómeno no lineal que no puede ser cubierto por técnicas de identificación lineal. Esto puede ser otra fuente de error en los modelos identificados.

Por último, comparando la respuesta en frecuencia de las dos señales de excitación, se observa que la señal tipo chirp presenta menor ruido en las mediciones. Comparando entre actuadores, se puede observar el comportamiento del sistema mecánico de manera más clara en el caso de la excitación con actuador no inercial.

Capítulo 7

Implementación de Control y Resultados

En este capítulo, primero se estudia el filtrado de señales para seleccionar el rango de frecuencias de interés y evitar excitar el sistema en altas frecuencias no modeladas. Luego se diseña y utilizan diferentes controladores con el fin de aumentar el amortiguamiento del sistema modelado y validado en el Capítulo 6. Para ello se utiliza la técnica del lugar de raíces, herramienta con la cual se diseñan los controladores junto con el filtrado. Finalmente, se efectúan dos tipos de experimentos para validar los controladores, uno consiste en la respuesta libre del sistema con una condición inicial no nula y el segundo radica en excitar el sistema con una señal tipo chirp y se verifica la respuesta en frecuencia del sistema con y sin controlador.

7.1. Filtrado del sensor

El sensor utilizado es un acelerómetro de tipo MEMS modelo MPU6050. El mismo tiene incorporado un filtro pasabajo digital configurable [18]. Por la posición de montaje del acelerómetro, el valor de aceleración medido en estado de reposo es distinto de cero. Como la variable medida debe pasar por un integrador y por la presencia de ruido en las mediciones, se utiliza un filtro pasaalto para evitar la saturación de los actuadores. Luego se usa un filtro pasabajo para limitar la frecuencia máxima en la cual el sistema de control actúa.

7.1.1. Filtro de *Butterworth*

El filtro de *Butterworth* es un filtro analógico del tipo IIR (*Infinite Impulse Response*) [49] que tiene la particularidad de tener una respuesta aproximadamente plana en la frecuencia de paso de señal. Comparado con otros filtros analógicos como podría ser un filtro Chebychev o Elíptico, el filtro de *Butterworth* presenta una pendiente menos

agresiva que los anteriores, pero con la ventaja de no poseer lóbulos en la zona pasa banda.

La frecuencia de corte ω_c o ω_p de un filtro es la frecuencia en la cual un filtro atenúa el 70 % de la señal. Para el caso de un filtro pasabajo, las frecuencias mayores a ω_c tienen más atenuación que el 70 % de su señal. En el caso de un filtro pasaalto, la frecuencia de corte se indica como ω_p , y frecuencias menores a ella implican atenuaciones mayores al 70 %.

La función de transferencia que tiene un filtro *Butterworth* para un pasabajo de orden 2 y una frecuencia de corte $\omega_c = 1$ rad/s es

$$H_{LP}(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}. \quad (7.1)$$

La misma función puede ser transformada a otra frecuencia de corte ω_c reemplazando s por s/ω_c . Para el caso de querer transformar este filtro en un pasaalto, debe reemplazarse s por ω_p/s , resultando para el filtro pasabajos

$$H_{LP}(s) = \frac{w_c^2/2}{s^2 + w_c/2\sqrt{2}s + w_c^2/2}, \quad (7.2)$$

y para el filtro pasaalto:

$$H_{HP}(s) = \frac{s^2}{s^2 + w_p\sqrt{2}s + w_p^2}. \quad (7.3)$$

Para la implementación en un microcontrolador, es necesario transformarlo al dominio discreto usando e.g. la transformación bilineal, que mapea del plano complejo negativo a la circunferencia unitaria en z . La fórmula de la transformación es

$$s = \frac{2}{dt} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (7.4)$$

donde dt es el período de muestreo del sistema. Si se aplica esta transformación tanto a las funciones de transferencia de los filtros pasabajos como pasaaltos se obtiene:

$$H_{LP}(z) = \frac{dt^2 w_c^2 z^2 + 2dt^2 w_c^2 z + dt^2 w_c^2}{(4 + \sqrt{2}dt w_c + dt^2 w_c^2) z^2 + (-8 + 2dt^2 w_c^2) z + (4 - 2\sqrt{2}dt w_c + dt^2 w_c^2)} \quad (7.5)$$

y

$$H_{HP}(z) = \frac{2 z^2 - 4 z + 2}{(2 + \sqrt{2}dt w_c + dt^2 w_c^2) z^2 + (-4 + 2dt^2 w_c^2) z + (2 - \sqrt{2}dt w_c + dt^2 w_c^2)}, \quad (7.6)$$

respectivamente. Se debe tener el cuidado de hacer el *pre-warping* de las frecuencias

elegidas para no realizar distorsión. Si se multiplican tanto numerador como denominador por z^{-2} y se dividen por $(2 + \sqrt{2}dt w_c + dt^2 w_c^2)$, se obtiene tiene la siguiente transferencia discreta, que representa un filtro genérico de orden 2:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}. \quad (7.7)$$

7.1.2. Implementación del filtro

Para implementar la función de transferencia discreta del filtro pasabanda se usó el método de la transpuesta de la forma directa II. Se describirá cómo obtener la implementación utilizada, a partir de la ejecución más simple posible de una ecuación en diferencias. El método trivial de implementación de una función de transferencia discreta es la forma directa I, que se muestra en la Figura 7.1. En la misma, $x[n]$ es la entrada al filtro en el período n , $x[n-1]$ es la entrada del período anterior; $y[n]$ es la salida del filtro en el período n , $y[n-1]$ es la salida del período anterior.

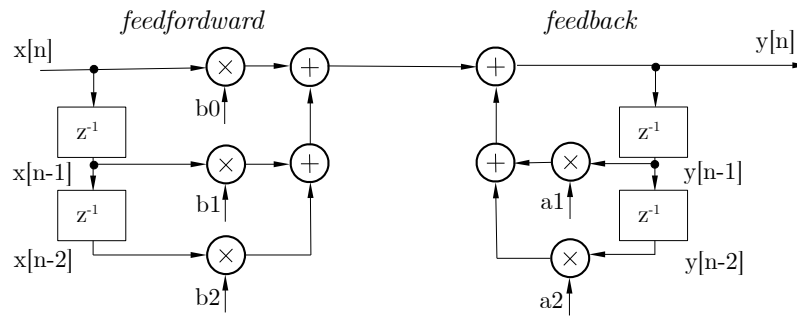


Figura 7.1: Implementación de filtro por la forma directa I. Se observa la parte que corresponde al *feedback* y al *feedforward*.

Si se utiliza la propiedad de linealidad del sistema puede escribirse la forma directa II, moviendo las multiplicaciones de los coeficientes antes de la suma. Esto último se muestra en la Figura 7.2 y 7.3. En dichas figuras, $w[n]$ es un estado intermedio del filtro en el período n y $w[n-1]$ es el mismo estado pero del período anterior.

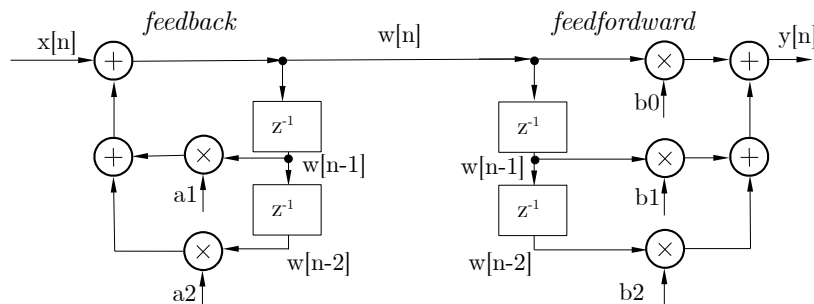


Figura 7.2: Implementación intermedia de filtro por el método de la forma directa II. Se observa la parte que corresponde al *feedback* y al *feedforward*.

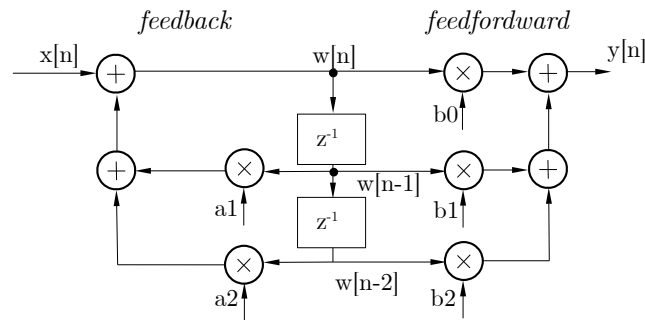


Figura 7.3: Implementación final de filtro por el método *Direct Form II*. Se observa la parte que corresponde al *feedback* y al *feedforward* y el hecho que el número de unidades de delay presente es 2, convirtiéndose en una forma canónica de implementación.

Partiendo de la implementación mostrada en la Figura 7.2, se puede hacer su transposición, y se obtiene la implementación de la Figura 7.3. Para transponer el filtro, se cambian los nodos por sumas y las sumas por nodos, y se invierten las direcciones de las líneas. La transposición no modifica la ecuación en diferencias de la implementación.

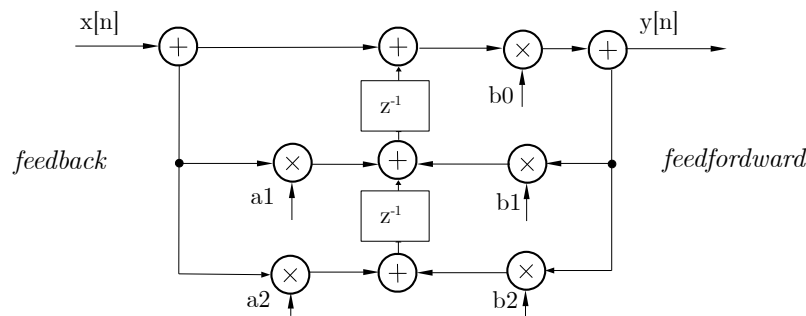


Figura 7.4: Implementación final de filtro por el método transpuesto de *Direct Form II*. Se observa la parte que corresponde al *feedback* y al *feedforward* y el hecho que el número de unidades de delay presente es 2, convirtiéndose en una forma canónica de implementación.

La ecuación en diferencias final de la implementación desarrollada es:

$$y[n] = b_0 x[n] + w_1[n - 1] \quad (7.8)$$

$$w_1[n] = w_2[n - 1] + b_1 x[n] - a_1 y[n] \quad (7.9)$$

$$w_2[n] = b_2 x[n] - a_2 y[n] \quad (7.10)$$

Con esto se logra minimizar el número de veces que se almacenan las variables y preceder con ceros la acción de los polos del filtro, mejorando el aspecto numérico del mismo [4], [19].

7.2. Control activo de vibraciones

Para el control activo de vibraciones en la facilidad de prueba presentada previamente, se adoptó la técnica DVF que logra resultados satisfactorios con una implementación muy sencilla. La técnica DVF consiste en realimentar la velocidad a través de una ganancia, esto tiene un efecto similar a incrementar el amortiguamiento de un modo del sistema.

En las Figuras 7.5 y 7.6 se muestran los diagramas en bloques de los dos esquemas de control analizados. Debido a que los actuadores están colineales, su fuerza se aplica a un mismo punto de la estructura, y pueden sumarse sus acciones. De igual modo, el sistema presenta una única salida que es la aceleración de ese nodo. La señal d representa la perturbación, r es la referencia, y es la aceleración de salida, f es la fuerza aplicada al sistema y u es la tensión aplicada al actuador.

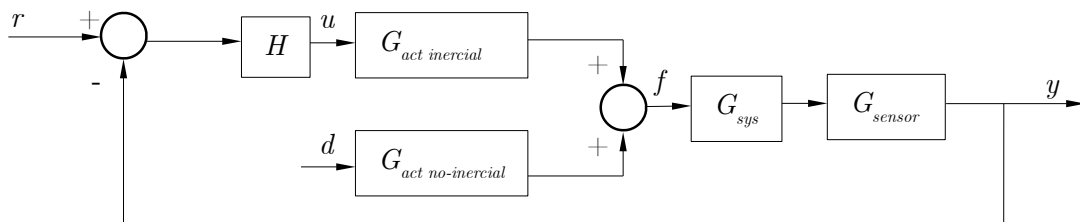


Figura 7.5: Diagrama de bloques de control con el actuador inercial, donde la perturbación d se aplica a través del actuador no inercial, y se aumenta el amortiguamiento del sistema utilizando el actuador inercial y el controlador H .

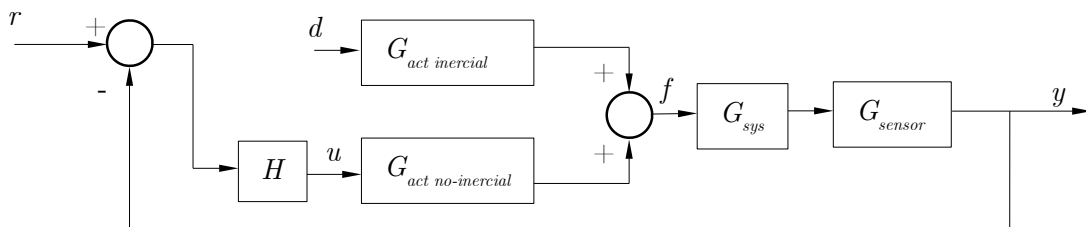


Figura 7.6: Diagrama de bloques de control con el actuador no inercial, donde la perturbación d se aplica a través del actuador inercial, y se aumenta el amortiguamiento del sistema utilizando el actuador no inercial y el controlador H .

A fin de obtener la velocidad del sistema partiendo de la aceleración, debe integrarse esta última. Para evitar la saturación de salida por integración, se usa un filtro

pasabanda de tipo *Butterworth*. Este filtro quita el componente de continua de la aceleración medida, y al mismo tiempo limita la respuesta del sistema en zonas de altas frecuencias, fuera del ancho de banda del sistema de control. El rango de frecuencias de interés para amortiguar son los modos del sistema de 5 y 31 Hz. Por este motivo, inicialmente se configuró el filtro pasabanda en las frecuencias de 0,1 a 150 Hz. Sin embargo, posteriormente se observó que la frecuencia del pasalto debe ser 1 Hz como mínimo, para evitar una dinámica lenta que tarde en converger.

7.2.1. Control utilizando el actuador no inercial

Como se observó en el Capítulo 3, los sistemas flexibles que presentan una configuración colocada (sensor y actuador en un mismo punto de la estructura), y despreciando la dinámica de los actuadores, presentan una sucesión de polos y ceros en cercanías del eje imaginario. Cuando se dan esas condiciones, si se realimenta la velocidad del sistema aplicando control DVF, los polos de lazo cerrado resultan estables para cualquier valor de ganancia. Esto último se observa en la Figura 3.12. El sistema junto con el actuador no inercial tiene la característica de presentar una sucesión de polos y ceros en cercanías del eje imaginario, por tener una configuración colocada y despreciando la dinámica del actuador. Por esta razón, resulta conveniente aplicar un controlador tipo DVF. El lugar de raíces del sistema con el actuador no inercial y aplicando el controlador DVF se muestra en la Figura 7.7.

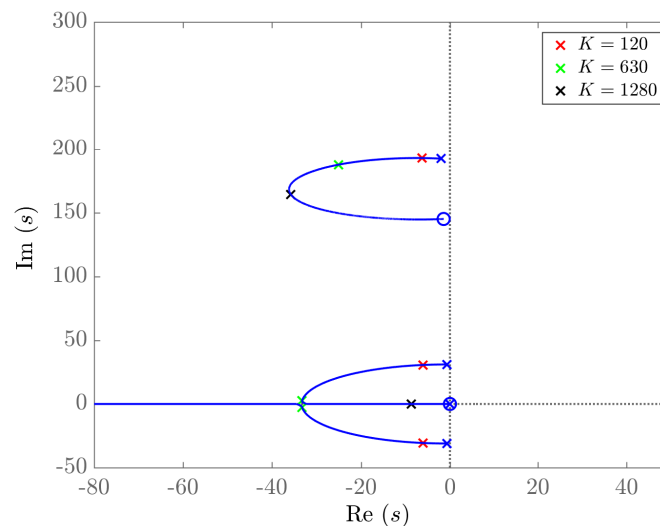


Figura 7.7: Lugar de raíces del sistema aplicando un controlador tipo DVF en el caso del sistema con actuador no inercial, con ganancias de retroalimentación de 120, 630 y 1280.

Debe mencionarse que con la selección de la ganancia en general no se pueden llevar todos los polos del sistema a la posición de máximo amortiguamiento. Se puede

elegir la misma para que el comportamiento sea similar entre polos, pero no resulta factible obtener el mejor desempeño en cada polo. La ganancia para lograr el máximo amortiguamiento del modo 2 del sistema (31 Hz) es 1280 (cruces negras en la Figura 7.7), obteniéndose de esta forma un amortiguamiento del 21 %, habiendo partido del 1 %. En verde se muestran los polos con una ganancia de 630 obteniendo un amortiguamiento de 100 % para el modo 1 (5 Hz) y alrededor de 13 % para el modo 2. Por último, una posición más conservadora en cuanto a fuerzas realizadas por el actuador (para evitar saturación) resulta de colocar una ganancia de 120, obteniéndose los polos indicados en rojo, con un 20% de amortiguamiento del modo de 5 Hz.

En la Figura 7.8 se muestra la respuesta en frecuencia del sistema modelado a lazo abierto y el sistema a lazo cerrado con el controlador DVF y una ganancia $K = 120$. Se observa una atenuación de 19 dB en la altura del pico de la primera resonancia y se atenúan 9 dB el alto de la segunda resonancia, en 31 Hz.

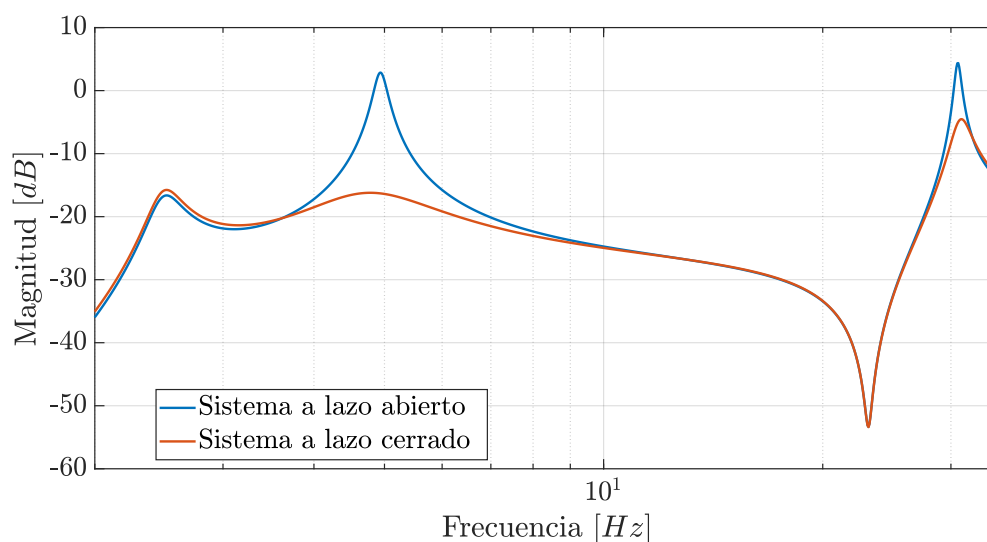


Figura 7.8: Respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto original y del sistema a lazo cerrado con un controlador DVF, y ganancia $K = 120$. Se observa que a lazo cerrado las resonancias de 5 y 31 Hz son atenuadas por el cambio de amortiguamiento producido por el controlador.

Por último, en la Figura 7.9 se observa la respuesta frente a un impulso del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado con un controlador DVF y una ganancia de $K = 120$.

Resultado experimental

A fin de verificar el correcto funcionamiento de los controladores, se realizaron dos tipos de experimentos de prueba. El primero consistió en la respuesta libre del sistema a partir de una cierta deflexión inicial de la viga. En este experimento, el sistema funciona a lazo abierto hasta que en el instante 1 s se conecta el controlador. En la Figura 7.10 se muestra la respuesta obtenida cuando se usa una ganancia $K = 120$.

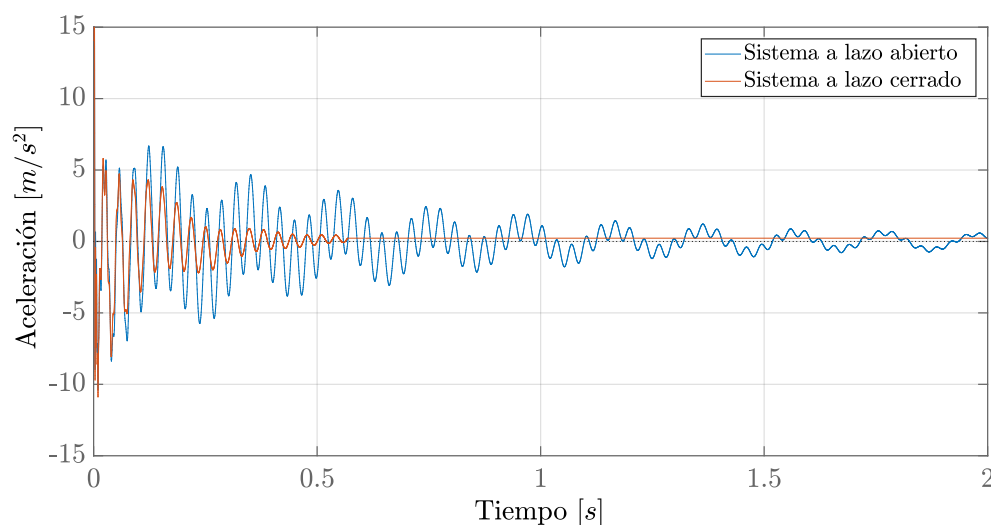


Figura 7.9: Respuesta al impulso del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado, con un controlador DVF y una ganancia de $K = 120$.

En el gráfico superior se muestra la aceleración, en el intermedio la velocidad y en el inferior la tensión aplicada al actuador no inercial. Claramente, es posible observar un notable incremento del amortiguamiento cuando el sistema funciona a lazo cerrado.

El segundo tipo de experimento consistió en una excitación con una señal tipo chirp, con el controlador activo. De esta forma, es posible comparar la respuesta del sistema en un amplio rango de frecuencias. El experimento consiste en usar el otro actuador disponible (inercial) para generar una perturbación emulando el efecto de la herramienta en el mecanizado, como se indica en la Figura 7.6. Dicha perturbación es una señal tipo chirp para hacer un barrido en frecuencia. La respuesta obtenida se muestra en la Figura 7.11 cuando la ganancia del controlador es $K = 120$. De la Figura anterior puede observarse que la respuesta del sistema a lazo cerrado atenúa el pico de la resonancia de 5 Hz, y también la de 31 Hz, en 14 dB la primera y 5 dB la segunda.

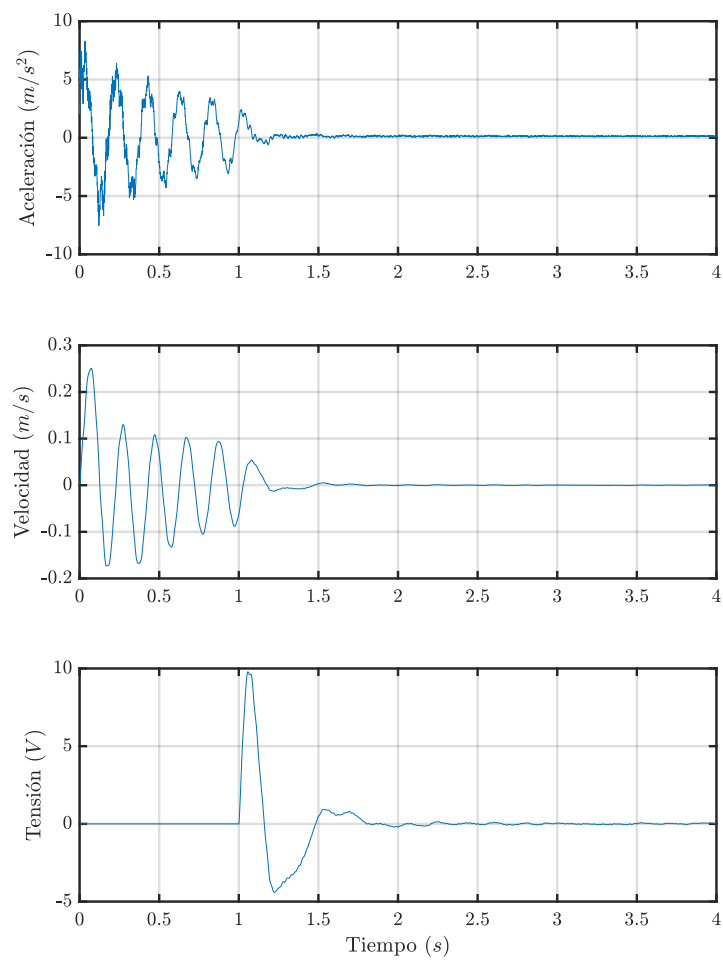


Figura 7.10: Respuesta libre del sistema con el actuador no inercial, partiendo de una deflexión inicial no nula. 1 s después de iniciado el experimento se activa el control, con una ganancia $K = 120$.

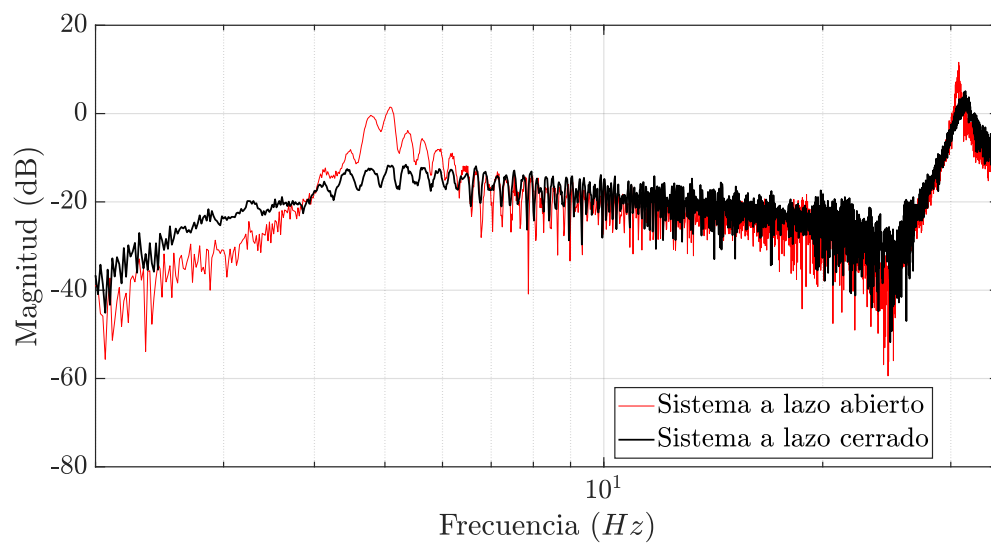


Figura 7.11: Respuesta del sistema con el actuador no inercial frente a una señal tipo chirp, con características similares a la Figura 6.11. El controlador presenta una ganancia $K = 120$, y se observa a lazo cerrado aumento de amortiguamiento por atenuación de los picos de resonancia.

7.2.2. Control usando el actuador inercial

El actuador inercial, a diferencia del no inercial, presenta una dinámica que no puede ser despreciada. La dinámica del mismo consiste en dos ceros en el origen y un par de polos complejos conjugados que representan la resonancia del actuador. Esta dinámica es la responsable de romper la secuencia de polos y ceros que garantizan estabilidad para toda ganancia con un controlador tipo DVF. Al aplicar este controlador al sistema, se obtiene el lugar de raíces que se indica en la Figura 7.12, donde se observa que se presentan ramas que hacen inestable el sistema para ganancias superiores a 110.

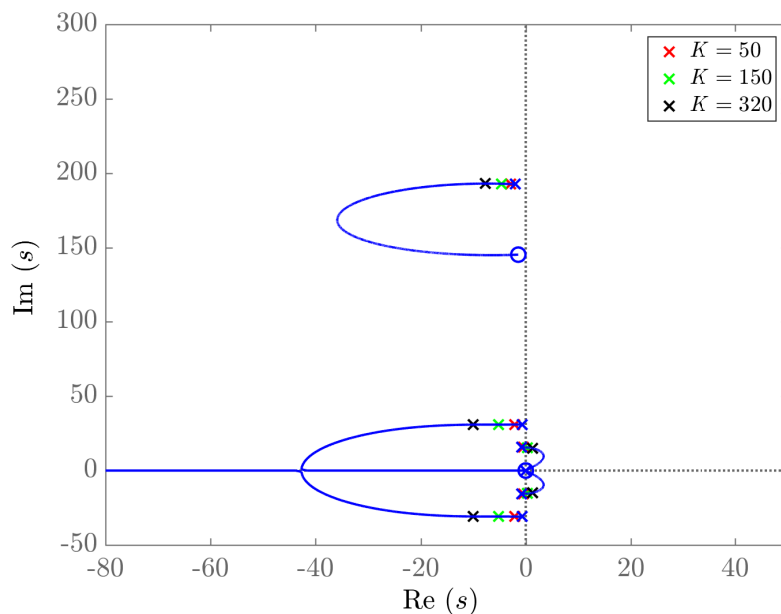


Figura 7.12: Lugar de raíces del sistema junto al actuador inercial aplicando un controlador tipo DVF. Se observa que hay dos ramas que cruzan el eje imaginario hacia a zona derecha del semiplano complejo, y la ganancia máxima para evitarlo es 110.

Al agregar el efecto de filtro pasabanda *Butterworth*, con una frecuencia del pasaalto conveniente de 3,5 Hz, se obtiene el lugar de raíces que se muestra en la Figura 7.13, y un detalle de las bajas frecuencias en la Figura 7.14. Si bien las ramas inestables siguen estando, permiten una ganancia máxima del sistema de 320 antes de presentar inestabilidad.

En la Figura 7.15 se muestra la respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado con el controlador diseñado y ganancia $K = 50$. Se observa una atenuación de 5 dB y 2 dB en los picos de la resonancia en 5 Hz y 31 Hz, respectivamente.

En la Figura 7.16 se observa la respuesta frente a un impulso del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado con el mismo controlador y una ganancia $K = 50$.

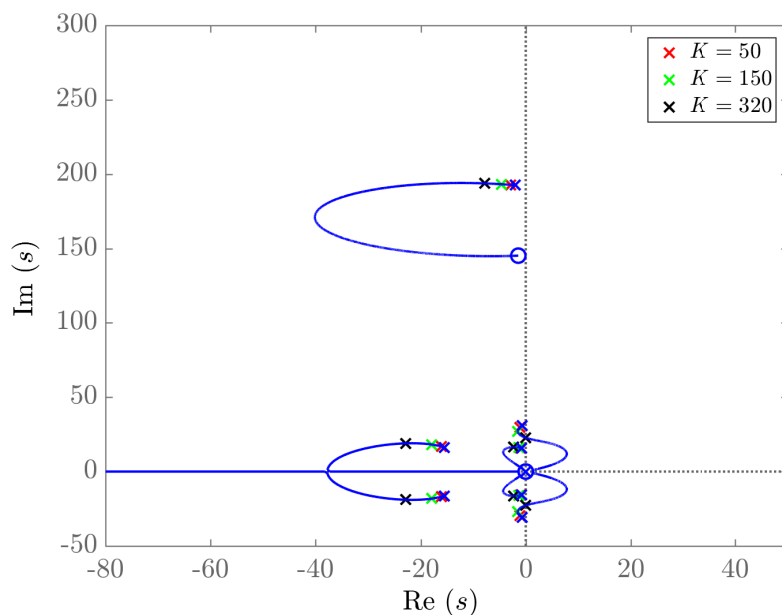


Figura 7.13: Lugar de raíces del sistema junto al actuador inercial, aplicando un controlador tipo DVF y un filtro pasabanda de orden 2 en las frecuencias [3,5 – 150] Hz . Se observa que hay ramas que van hacia la derecha del plano complejo, inestabilizando el sistema para ganancias superiores a 320.

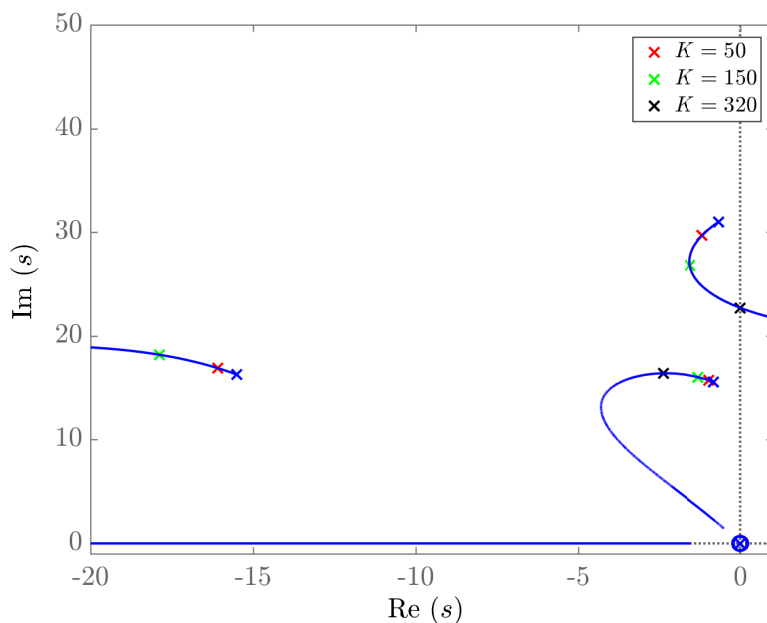


Figura 7.14: Detalle del lugar de raíces de la Figura 7.13. Se observa que hay ramas que van hacia la derecha del plano complejo, inestabilizando el sistema para ganancias superiores a 320.

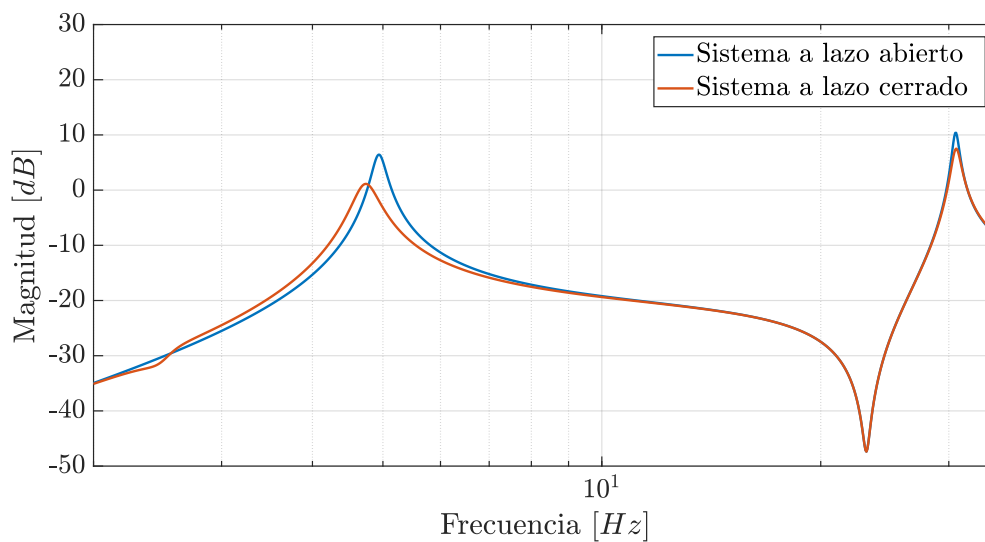


Figura 7.15: Respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado con una ganancia $K = 50$. Se observa que a lazo cerrado se atenúan los picos de las resonancias del sistema.

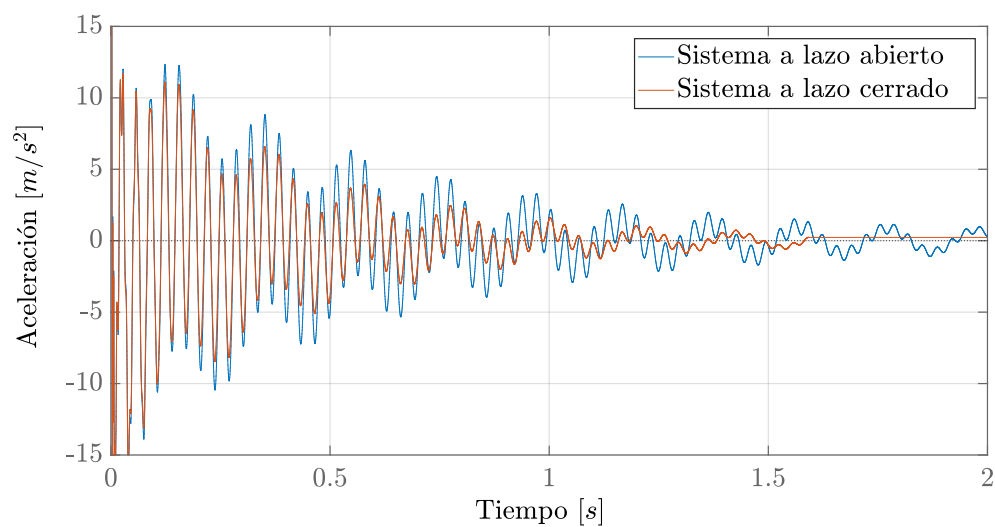


Figura 7.16: Respuesta al impulso del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado, con un controlador tipo DVF y un filtro pasa banda, con una ganancia de $K = 50$.

Resultado experimental

A fin de verificar los controladores diseñados en el apartado anterior, se realizaron los mismos experimentos de prueba que los realizados para el actuador no inercial. En el primer experimento, se apartó la viga de su posición de equilibrio y se registró la respuesta libre. El controlador se mantiene inactivo hasta el instante 1 s. En la Figura 7.17 se muestra la aceleración, velocidad y tensión aplicada en el actuador inercial. Nuevamente puede observarse que el controlador es capaz que incrementar el amortiguamiento.

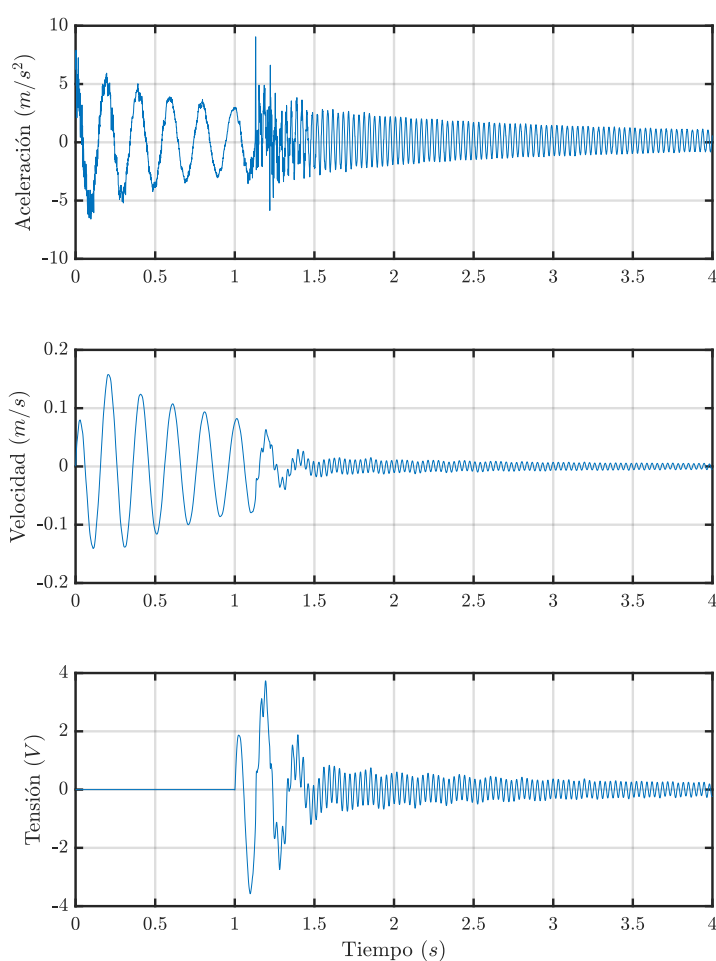


Figura 7.17: Respuesta libre del sistema con el actuador inercial, partiendo de una deflexión inicial no nula. 1 s después de iniciado el experimento se activa el control, con una ganancia $K = 50$.

El segundo tipo de experimento, al igual que con el actuador no inercial, consistió en una excitación con una señal tipo chirp con el controlador encendido. En este caso, la perturbación es generada con el controlador no inercial y la acción de control por

el inercial, como se indica en la Figura 7.5. En la Figura 7.18 es posible observar los resultados obtenidos con este ensayo con una ganancia $K = 50$, donde se nota una atenuación de 9 dB del pico de la resonancia de 5 Hz, y una amplificación de 14 dB en el pico de la resonancia de 31 Hz.

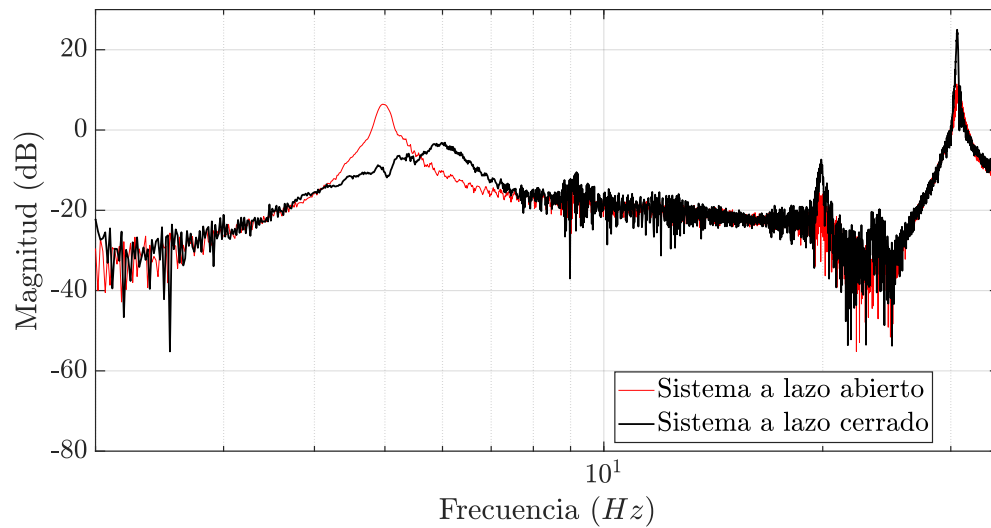


Figura 7.18: Respuesta del sistema frente a una señal tipo chirp, con características similares a la Figura 6.10. El controlador presenta una ganancia $K = 50$. Se observa una atenuación del pico de la resonancia de 5 Hz, y una amplificación en el pico de la resonancia de 31 Hz.

7.2.3. Control usando el actuador inercial más un filtro *notch*

Con el fin de obtener una distribución de polos y ceros lo más cercana posible a un sistema colocado con actuador con dinámica despreciable, se utilizó un filtro tipo *notch* en una frecuencia mayor a la del actuador inercial y menor al primer par de polos de la estructura. El lugar seleccionado de los ceros del *notch* fue 2,7 Hz con un amortiguamiento $\zeta = 0$ y para que el filtro sea causal, se agregaron un par de polos reales en -20 . Se recuerda que el modelo del actuador inercial presenta la resonancia en una frecuencia de 2,5 Hz, con un amortiguamiento $\zeta = 5 \%$. Además del filtro anterior se agregó un integrador y un polo en -8 para que funcione como si fuera un compensador de adelanto, junto con uno de los ceros en el origen del sistema.

El lugar de raíces del sistema con este compensador es el que se muestra en la Figura 7.19. En la misma, la ganancia para lograr el máximo amortiguamiento del modo de 5 Hz es 24000, obteniéndose de esta forma un amortiguamiento del 32 %, habiendo partido del 1 %. Un detalle de las bajas frecuencias del lugar de raíces de la Figura 7.19 se puede ver en la Figura 7.20, donde puede visualizarse ramas que tienden a cruzar hacia la derecha del eje imaginario, inestabilizando el sistema para ganancias mayores a 56000. En esta Figura se observa que con una ganancia $K = 3000$, 4500 o 9000, se pasa a tener un amortiguamiento para el primer modo de 7, 10 o 22 % respectivamente sin cambiar significativamente el amortiguamiento del segundo modo.

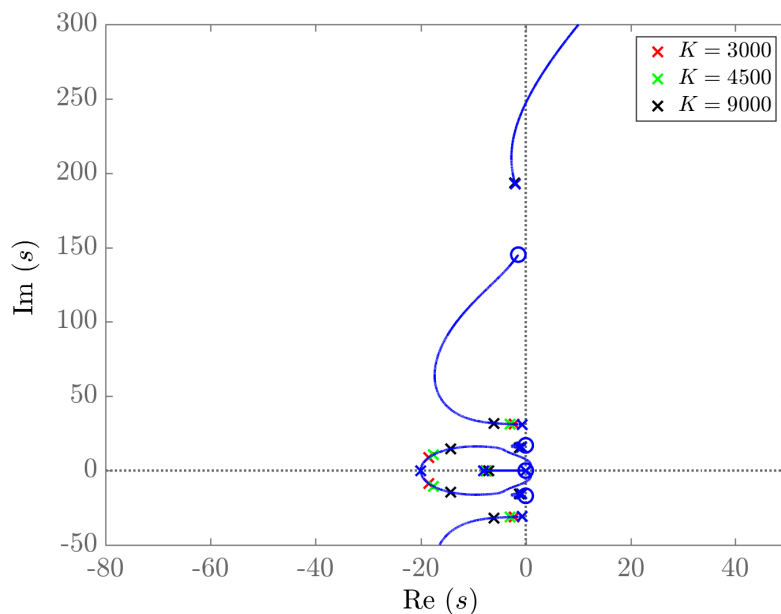


Figura 7.19: Lugar de raíces del sistema junto al actuador inercial aplicando un controlador que tiene un filtro *notch*, un integrador, y tres polos. Se observa que hay ramas que tienden al semiplano complejo derecho.

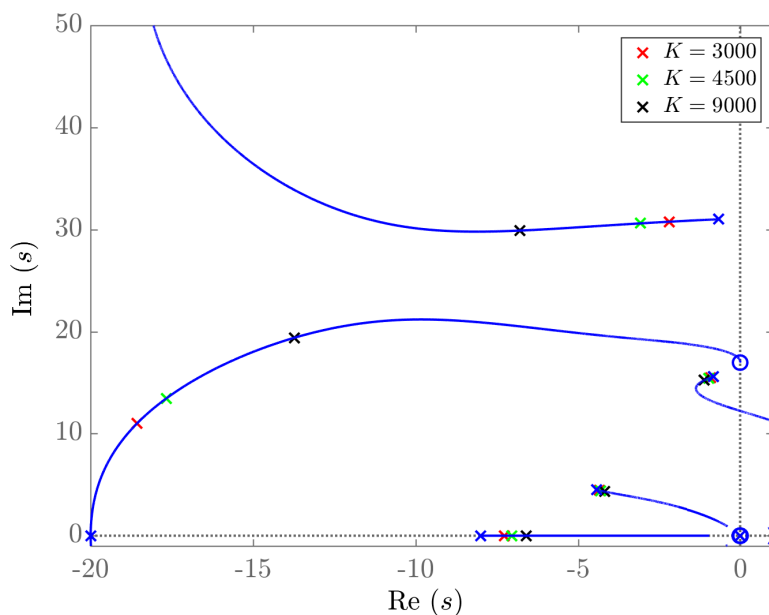


Figura 7.20: Detalle del lugar de raíces de la Figura 7.19. Se observa que hay un par de ramas que inestabilizan el sistema para ganancias mayores a 56000.

Por último, se muestra en la Figura 7.21 la respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado con el controlador diseñado y una ganancia $K = 3000$. Se observa una atenuación de 9 dB en el pico de la resonancia en 5 Hz, sin cambiar significativamente el alto de la segunda resonancia.

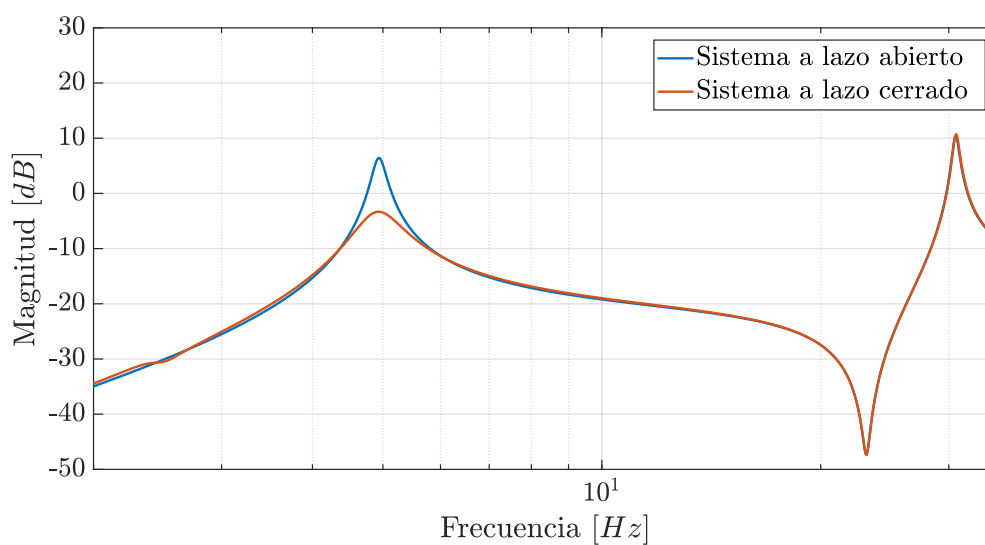


Figura 7.21: Respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto original y del sistema a lazo cerrado con un controlador basado en un filtro *notch*, un integrador, tres polos y ganancia $K = 3000$. Se observa atenuación del la altura de la primera resonancia.

En la Figura 7.22 se observa la respuesta frente a un impulso del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado con el mismo controlador y una ganancia de $K = 3000$. De esta Figura es muy difícil interpretar un aumento en el amortiguamiento del sistema.

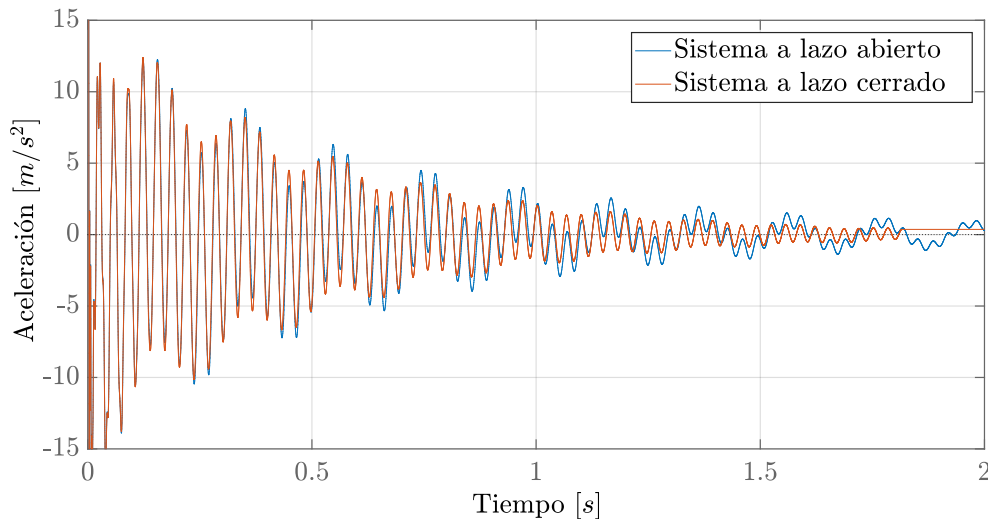


Figura 7.22: Respuesta al impulso del sistema a lazo abierto y a lazo cerrado, con un controlador basado en un filtro *notch*, un integrador, dos polos y una ganancia de $K = 3000$.

Resultado experimental

Del mismo modo que con el actuador no inercial, se realizaron dos tipos de experimentos de prueba. El primero fue la respuesta libre del sistema a partir de una cierta deflexión inicial de la viga. En dicho experimento, a partir de un determinado tiempo se activa el controlador, y se puede contrastar el cambio del amortiguamiento en ambas partes de la señal.

En la Figura 7.23 se observa el experimento de respuesta libre con una ganancia de $K = 3000$, y se muestra la aceleración, velocidad y tensión en el actuador inercial. En dicha figura no se puede distinguir aumento del amortiguamiento, de forma similar a lo sucedido en el modelado de este controlador.

El segundo tipo de experimento, al igual que con el actuador no inercial, consistió en una excitación con una señal tipo chirp con el controlador encendido, como se indica en la Figura 7.5. De esta forma, se puede comparar la respuesta del sistema con y sin controlador. En la Figura 7.24 se puede observar el experimento con una ganancia de $K = 3000$, donde se observa una atenuación de 5 dB en la altura de la primera resonancia, y un incremento de 2 dB en el alto de la segunda resonancia del sistema.

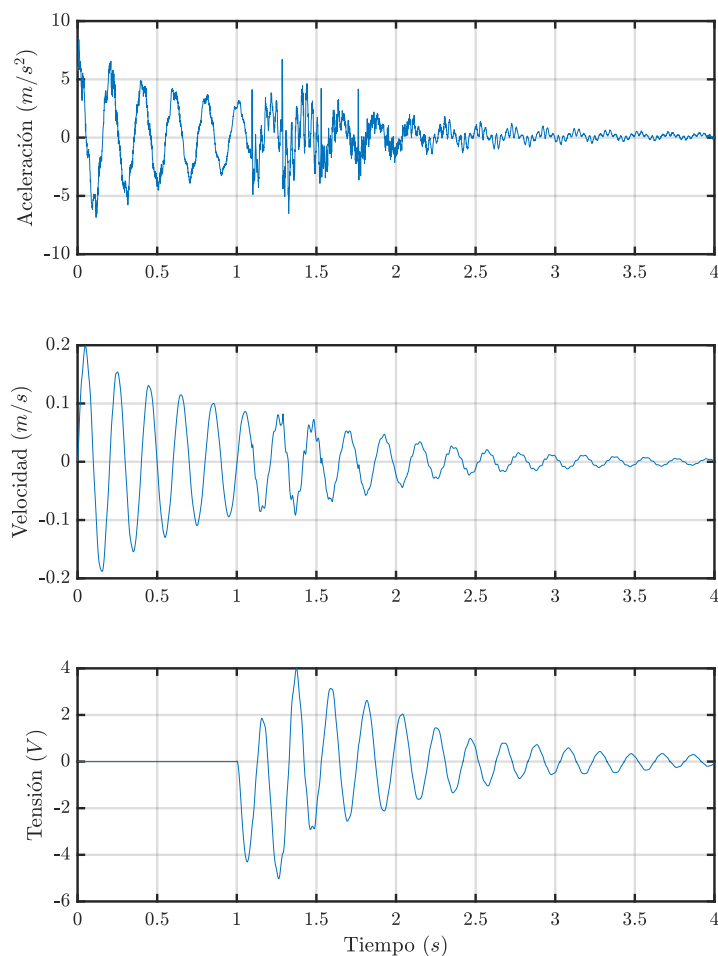


Figura 7.23: Respuesta libre del sistema con el actuador inercial, partiendo de una deflexión inicial no nula.

7.3. Conclusiones del capítulo

En este capítulo, se comprobó que el modelado es representativo del sistema, y que es posible realizar controladores basados en dichos modelos. Se observa que con la elección de la ganancia se puede aumentar el amortiguamiento de un modo en particular, pero es más difícil amortiguar en mayor medida todos los modos con la misma ganancia. Sin embargo, hay fenómenos no modelados como la fricción en el actuador inercial, que limitan la máxima ganancia posible de los controladores aplicados particularmente con este actuador.

Se observa que el controlador DVF aplicado a un actuador tipo no inercial sin fricción presenta buenos resultados, aumentando correctamente el amortiguamiento del sistema. Se atenúan 14 dB y 2 dB los picos de las resonancias del primer y segundo

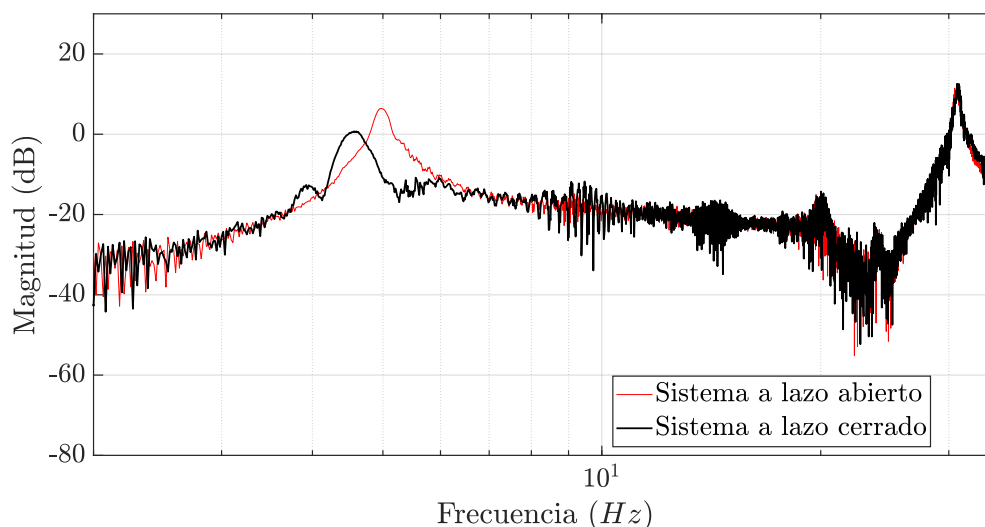


Figura 7.24: Respuesta del sistema frente a una señal tipo chirp, con características similares a la Figura 6.10. El controlador presenta una ganancia $K = 3000$.

modo del sistema.

Se nota que el controlador tipo DVF, aplicado a un actuador tipo inercial con dinámica no despreciable, tiene límites en cuanto a la ganancia y máximo amortiguamiento logrado, particularmente en los modos más cercanos a la resonancia del actuador. Se observa que es posible que la frecuencia seleccionada como requisito al actuador inercial deba ser menor a la mitad de la frecuencia de uso. Se propone que sea 5 veces más pequeña este valor respecto de la frecuencia de uso. Para esta aplicación particular, 1 Hz sería conveniente. En este mismo controlador se observó que un filtro pasabanda con una frecuencia de pasaalto ajustada en cercanías al modo flexible puede ser útil para aumentar el amortiguamiento y la ganancia en esa zona crítica. Se logra atenuar el primer pico de resonancia 9 dB, pero aumentando el pico de resonancia del segundo modo en 14 dB.

A partir del segundo tipo de controlador aplicado al actuador inercial se observó que un filtro *notch*, junto con un controlador tipo adelanto de fase, pueden mejorar el amortiguamiento del modo primer modo del sistema. Atenuaciones del primer pico de resonancia de hasta 5 dB fueron realizados, con un leve aumento de 2 dB en el alto del pico de la segunda resonancia.

Capítulo 8

Conclusión

Las vibraciones en el mecanizado son un problema importante y afectan la productividad en el mecanizado. Se ha podido observar al respecto que el amortiguamiento tiene un factor de relevancia para atenuar las consecuencias del chatter. Por esta razón, en el presente trabajo se abordó el problema mencionado utilizando control activo de las vibraciones, mediante una facilidad de prueba donde se emplearon distintos algoritmos de control. Para ello, se diseñaron e implementaron dos tipos diferentes de actuadores, los que fueron probados como dispositivos para aumentar el amortiguamiento de la facilidad.

En el control activo de vibraciones asociadas a fenómenos de *chatter*, existen diferentes estrategias de posicionamiento de actuadores y tipo de controladores utilizados. Los dispositivos actuadores se pueden posicionar en la pieza a mecanizar o bien se puede ubicar en la herramienta o husillo. También es común realizar facilidades de prueba de tipo *Hardware In the Loop* (HIL) que simulan las condiciones de mecanizado. En cuanto a los controladores utilizados, también resulta frecuente el uso de control de realimentación directa de velocidad (DVF), o control *LQR*, *LQG* o H_∞ .

Al igual que en otros trabajos, en esta tesis se realizó una facilidad de prueba tipo *HIL* representativa de posicionar el actuador sobre la pieza a mecanizar. Se diseñaron e implementaron diferentes tipos de actuadores electromagnéticos para minimizar vibraciones, posicionándolos en la facilidad de prueba. Basándose en un modelo de la facilidad de prueba y los actuadores, validado por identificación, se realizaron controladores de tipo DVF y DVF más el agregado de un filtro *notch*. En la investigación realizada, el problema particular enfrentado en el control fue que la resonancia del actuador inercial resultó muy cercana al rango de frecuencias de uso como actuador de aumento de amortiguamiento. En base a lo experimentado, se pudo observar que el control DVF aplicado sobre un actuador no inercial en configuración colocada presentó un buen desempeño para aumentar el amortiguamiento del sistema. Del mismo modo, los controladores de tipo DVF y DVF más filtro *notch* aplicados al actuador inercial

con configuración colocada permitieron aumentar el amortiguamiento del primer modo del sistema.

Sin embargo, se observó que el actuador inercial tiene dos limitaciones: la primera consiste en presentar su resonancia muy cerca del rango de frecuencias útil del dispositivo. En tanto que la segunda limitación resulta ser la fricción no modelada, que probablemente atenúe la respuesta del actuador y lo haga en mayor medida en las bajas frecuencias, por debajo de la resonancia del actuador.

Por último, y a los fines de futuras investigaciones, sería interesante rediseñar el actuador inercial, teniendo en cuenta una mayor separación entre la resonancia del mismo y el rango frecuencial útil, con menor o nula fricción. Por otra parte, y en cuanto a la identificación del sistema, sería preciso profundizar en técnicas y/o señales de excitación que permitieran posicionar en mejor forma los ceros identificados. Finalmente, se considera que sería muy positivo continuar con el estudio e implementación de técnicas modernas de control de vibraciones (controladores LQR , LQG o H_∞) aplicadas en la facilidad de prueba desarrollada en esta tesis.

Bibliografía

- [1] Hoja técnica de material DELRIN-POM, <https://www.aislantessh.com.ar/delrin/>. Aislantes SH. Distribuidor, 11/10/2020. 63
- [2] Altintas, Y. y Weck, M. Chatter stability of metal cutting and grinding. *CIRP Annals - Manufacturing Technology*, 53:619–642, 12 2004. doi: 10.1016/S0007-8506(07)60032-8. 2, 7, 13
- [3] Aly, A. Hardware-in-the-loop of simulation for a hydraulic antilock brake system. *International Journal of Intelligent Systems and Applications*, 5:91–95, 01 2013. doi: 10.5815/ijisa.2013.02.11. 5
- [4] Atmel. *AVR223: Digital Filters with AVR*. Atmel Application Note, rev. 2527b-avr-07 edition, 2008. 92
- [5] Benassi, L. y Elliott, S. Active vibration isolation using an inertial actuator with local displacement feedback control. *Journal of Sound and Vibration*, 278(4):705 – 724, 2004. 4, 37
- [6] Dal Borgo, M., Ghandchi-Tehrani, M., y Elliott, S. Active nonlinear control of a stroke limited inertial actuator: Theory and experiment. *Journal of Sound and Vibration*, 465:115009, 10 2019. doi: 10.1016/j.jsv.2019.115009. 4
- [7] Ferrari, C. y Alonso, M. *Introducción al método de los elementos finitos en mecánica del sólidos I: apunte de clase*. Instituto Balseiro, preliminar edition, 2018. 71, 75
- [8] Foudhaili, H. y Reithmeier, E. Concepts of active noise aircraft cockpits reduction employed in high noise level. In *Proc. de Variational Analysis and Aerospace Engineering*, pages 229–241, New York, EEUU, 2009. Springer New York. 1
- [9] Fu, T. A novel kind of proportional electromagnetic dynamic vibration absorber. In *Proc. de la Noise and Vibration Conference and Exhibition*. SAE International, jun 2019. doi: 10.4271/2019-01-1586. 54

- [10] Ganguli, A. *Chatter reduction through active vibration damping*. PhD thesis, Univ. de Bruxelles, Active Structures Laboratory, 2005. 37
- [11] Ganguli, A., Deraemaeker, A., y Preumont, A. Regenerative chatter reduction by active damping control. *Journal of Sound and Vibration*, 300:847–862, 03 2007. doi: 10.1016/j.jsv.2006.09.005. 1, 3, 5, 7, 19
- [12] GmbH, P. H. Installation and setup manual, electrohydraulic control for pv series. Technical report, Parker Technical Manual, Bulletin Hy11 PVI017GB, 2000. 36
- [13] Hassan, Ali, Torres, Angel, Stefan, Kaczmarczyk, Picton, y Phil. Vibration control of a stirling engine with an electromagnetic active tuned mass damper. *Control Engineering Practice*, 51:108–120, 06 2016. doi: 10.1016/j.conengprac.2016.03.014. 1, 37
- [14] Hermanrud, O. Active and passive damping systems for vibration control of metal machining equipment. Master's thesis, Norwegian University of Science and Technology, 2017. 36
- [15] Howes, P. The reduction of chatter and vibration in metal cutting machine tools. *Production Engineer*, 47, 01 1968. doi: 10.1049/tpe.1968.0092. viii, 2
- [16] Iglesias, A., Munoa, J., Ciurana, J., y Z. Dombovari, G. S. Analytical expressions for chatter analysis in milling operations with one dominant mode. *Journal of Sound and Vibration*, 375, 05 2016. doi: 10.1016/j.jsv.2016.04.015. 2
- [17] *MPU-6000 and MPU-6050 Product Specification Revision 3.4*. Invensense, 2013. 39
- [18] *MPU-6000 and MPU-6050 Register Map and Descriptions Revision 4.2*. Invensense, 2013. 89
- [19] Irvine, T. Shock and vibration signal analysis. Technical report, 2005. 92
- [20] Jin, G., Zhang, Q., Hao, S., y Xie, Q. Stability prediction of milling process with variable pitch cutter. *Mathematical Problems in Engineering*, 2013, 01 2013. doi: 10.1155/2013/932013. 18
- [21] Kassem, M., Yang, Z., Gu, Y., Wang, W., y Safwat, W. Active dynamic vibration absorber for flutter suppression. *Journal of Sound and Vibration*, page 115110, 12 2019. doi: 10.1016/j.jsv.2019.115110. viii, 1, 2, 36
- [22] Knospe, C. R. Active magnetic bearings for machining applications. In *Proc. del 3rd IFAC Symposium on Mechatronic Systems*, volume 37, pages 7 – 12, Sydney, Australia, 2004. 1

- [23] Kras, A. y Gardonio, P. Active vibration control unit with a flywheel inertial actuator. *Journal of Sound and Vibration*, 464:114987, 09 2019. doi: 10.1016/j.jsv.2019.114987. 37
- [24] Lee, B. y Lee, C. Model based feed-forward control of electromagnetic type activecontrol engine-mount system. *Journal of Sound and Vibration*, 323:574–593, 2009. 37
- [25] Lee, K.-C., Jeon, J.-W., Hwang, Don-Ha, L., Se-Han, K., y Yong, J. Development of antilock braking controller using hardware in-the-loop simulation and field test. *IECON 2004*, pages 2137 – 2141 Vol. 3, 12 2004. doi: 10.1109/IECON.2004.1432127. 5
- [26] Lemon, J. R. y Ackermann, P. C. Application of self-excited machine-tool chatter theory: Contribution to machine-tool chatter research. *Journal of Engineering for Industry*, 87(4):471–479, 1965. doi: 10.1115/1.3670864. ix, 2, 7, 8, 11, 12
- [27] Li, Yan, He, Lin, Shuai, Chang-geng, Wang, y Chun-yu. Improved hybrid isolator with maglev actuator integrated in air spring for active-passive isolation of ship machinery vibration. *Journal of Sound and Vibration*, 407:226–239, 10 2017. doi: 10.1016/j.jsv.2017.07.007. 1
- [28] Loussert, G. An efficient and optimal moving magnet actuator for active vibration control. In *Proc. de la Actuator Conference*, 2016. 37
- [29] Lv, S. y Zhao, Y. Stability of milling process with variable spindle speed using runge?kutta-based complete method. *Mathematical Problems in Engineering*, 2021:1–10, 02 2021. doi: 10.1155/2021/6672513. 18
- [30] Mancisidor, I., Beudaert, X., Etxebarria, A., Bárcena, R., Munoa, J., y Jugo, J. Hardware-in-the-loop simulator for stability study in orthogonal cutting. *Control Engineering Practice*, 44:31–44, 11 2015. doi: 10.1016/j.conengprac.2015.07.006. 3, 5, 19, 37
- [31] Marneffe, B. D. y Preumont, A. Active and passive vibration isolation and damping via shunted transducers. 2007. 23
- [32] Monnin, J., Kuster, F., y Wegener, K. Optimal contro for chatter mitigation in milling- part1: Modeling and control design. *Control Engineering Practice*, 24: 150–166, 2014. viii, 3, 4, 19, 37
- [33] Monnin, J., Kuster, F., y Wegener, K. Optimal control for chatter mitigation in milling- part2: Experimental validation. *Control Engineering Practice*, 24:167–175, 2014. 3, 19

- [34] Oh, J.-S., Han, Y.-M., Choi, S.-B., Nguyen, V.-Q., y Moon, S.-J. Design of a one-chip board microcontrol unit for active vibration control of a naval ship mounting system. *Smart Materials and Structures*, 21(8), 2012. 36
- [35] Parus, A., Powalka, B., Marchelek, K., Domek, S., y Hoffmann, M. Active vibration control in milling flexible workpieces. *Journal of Vibration and Control*, 19(7):1103–1120, 2013. viii, 3, 4, 19, 36
- [36] Preumont, A. *Vibration Control of Active Structures: An Introduction*. Springer, 4 edition, 2018. 21
- [37] *Qt documentation*, <https://doc.qt.io/>. Qt, 2020. 41
- [38] Rao, S. S. *Mechanical Vibrations*. Pearson, 5ta edition, 2018. 1
- [39] Schimpf, P. A detailed explanation of solenoid force. *International Journal on Recent Trends in Engineering & Technology (IJRTET)*, 8:7–14, 2013. 53
- [40] Seguy, S., Desein, G., Arnaud, L., y Insperger, T. Chatter control by spindle speed variation in high-speed milling. volume 112, pages 179–186, 09 2009. 18
- [41] Shamoto, E., Fujimaki, S., Sencer, B., Suzuki, N., Kato, T., y Hino, R. A novel tool path/posture optimization concept to avoid chatter vibration in machining: Proposed concept and its verification in turning. *CIRP Annals*, 61(1):331–334, 2012. ISSN 0007-8506. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cirp.2012.03.133>. URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0007850612001357>. 18
- [42] Song, C.-W. y Lee, S.-Y. Design of a solenoid actuator with a magnetic plunger for miniaturized segment robots. *Applied Sciences*, 5:595–607, 09 2015. doi: 10.3390/app5030595. 53, 54
- [43] *L298 Dual Full-Bridge Driver Datasheet*. ST, 2000. 41
- [44] *STM32F446xC/E datasheet*. ST, 2016. 40
- [45] *STM32 IDE*, <https://www.st.com/en/development-tools/software-development-tools.html>. ST, 2020. 40
- [46] Thusty, J. *Manufacturing Processes and Equipment*. Prentice Hall, New York, EEUU, 1999. 13, 14
- [47] Tobias, S. y Fishwick, W. Theory of regenerative machine tool chatter. *The Engineer*, 205:199–203, 01 1958. 2, 7

-
- [48] Wang, C., Zhang, X., Yan, R., Chen, X., y Cao, H. Multi harmonic spindle speed variation for milling chatter suppression and parameters optimization. *Precision Engineering*, 55:268–274, 2019. ISSN 0141-6359. doi: <https://doi.org/10.1016/j.precisioneng.2018.09.017>. URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0141635918302721>. 18
- [49] Wickert, M. Chapter 8: IIR filters. Technical report, 2020. 89
- [50] Zaeh, M., Kleinwort, R., Fagerer, P., y Altintas, Y. Automatic tuning of active vibration control systems using inertial actuators. *CIRP Annals - Manufacturing Technology*, 66, 05 2017. doi: 10.1016/j.cirp.2017.04.051. 3, 19, 37