

Diseño y construcción de un prototipo de plataforma que simula la dinámica de un cuarto del sistema de suspensión activa de vehículo aplicando estrategia de control no lineal.

Brayan Edixon Pabon Duran

Wilman Daniel Bulla Galeano

Proyecto de Grado

Director Proyecto de Grado:

M. Sc. Hernando González Acevedo

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUCARAMANGA

INGENIERÍA MECATRÓNICA

BUCARAMANGA

2022

Diseño y construcción de un prototipo de plataforma que simula la dinámica de un cuarto del sistema de suspensión activa de vehículo aplicando estrategia de control no lineal.

Brayan Edixon Pabon Duran

Wilman Daniel Bulla Galeano

Proyecto presentado para el grado de:

Ingeniero Mecatrónico

Director Proyecto de Grado:

M. Sc. Hernando González Acevedo

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUCARAMANGA

INGENIERÍA MECATRÓNICA

BUCARAMANGA

2022

Agradecimiento

Después de un semestre, hoy es el día en el que escribimos este apartado de agradecimientos para concluir con nuestro proyecto de fin de grado. Ha sido una época de aprendizaje intenso no solo en el campo académico sino también a nivel personal. Escribir este trabajo ha tenido un gran impacto como personas y por ello nos gustaría dar las gracias a todas aquellas personas que nos han ayudado y apoyado durante este proceso.

En primer lugar, nos gustaría agradecer a nuestros compañeros de ingeniería por su colaboración. Nos han dado su apoyo enormemente y siempre han estado ahí para ayudarnos cuando lo he necesitado.

Además, nos gustaría dar las gracias a nuestro coordinador de proyecto de grado Hernando González Acevedo por su valiosa ayuda. Definitivamente nos han ofrecido todas las herramientas necesarias para completar nuestro proyecto de fin de grado de forma satisfactoria y a la auxiliar del laboratorio de electrónica Jegnny Rocío Pabon por siempre estar pendiente del desarrollo de nuestro proyecto.

También nos gustaría agradecer a nuestros padres por sus sabios consejos y su comprensión. Siempre han estado ahí cuando los hemos necesitado.

Finalmente, a nuestros amigos y parejas por su apoyo, consejos y ayuda cada vez que lo requerimos, siempre nos extendieron la mano cuando los necesitábamos.

¡Muchas gracias a todos!

Dedicatoria

El presente proyecto de grado lo dedicamos principalmente a Dios, por ser el inspirador y darnos fuerza para continuar en este proceso de obtener uno de los anhelos más deseados.

A nuestros padres, por su amor, trabajo y sacrificio en todos estos años, gracias a ustedes hemos logrado llegar hasta aquí y convertirnos en lo que somos. Ha sido el orgullo y el privilegio de ser sus hijos, son los mejores padres.

A nuestros hermanos por estar siempre presentes, acompañándonos y por el apoyo moral, que nos brindaron a lo largo de esta etapa de nuestras vidas.

A todas las personas que nos han apoyado y han hecho que el trabajo se realice con éxito en especial a aquellos que nos abrieron las puertas y compartieron sus conocimientos.

Tabla de contenido

| | |
|---|-----------|
| 1. Objetivos | 12 |
| 1.1 Objetivo general..... | 12 |
| 1.1.1 Objetivos específicos | 12 |
| 2. Abstract | 13 |
| 3. Resumen..... | 14 |
| 4. Introducción | 15 |
| 5. Marco Conceptual..... | 17 |
| 5.1 Marco Teórico..... | 18 |
| 5.1.1 Controladores a implementar..... | 20 |
| 5.1.2 Regulador lineal cuadrático (LQG) | 20 |
| 5.1.3 Controlador PID | 21 |
| 5.1.4 Técnica de control robusto Loop shaping | 23 |
| 5.2 Metodología | 25 |
| 6. Diseño Mecánico y Eléctrico de la Suspensión | 26 |
| 6.1 Diseño Mecánico | 26 |
| 6.1.1 Planteamiento del problema del diseño mecánico..... | 26 |
| 6.1.2 Modelo CAD | 27 |
| 6.1.3 Piezas del modelo CAD | 28 |
| 6.1.4 Diseño Mecanismo Generador de Oscilación..... | 30 |
| 6.1.5 Diseño Mecánico de la suspensión..... | 31 |
| 6.1.6 Diseño Actuador | 34 |
| 6.1.7 Diseño Mecánico Total | 35 |
| 6.1.8 Matrices QFD..... | 36 |
| 6.2 Diseño eléctrico | 38 |
| 6.2.1 Matrices QFD..... | 40 |
| 6.3 Captación de Datos | 41 |
| 7. Modelo matemático y técnicas de control..... | 43 |
| 7.1 Caracterización del modelo de la suspensión activa | 43 |
| 7.1.1 Modelo matemático del motor Dc | 43 |
| 7.1.2 Caracterización del tornillo de potencia | 44 |
| 7.1.3 Modelo y simulación de un cuarto de suspensión activa | 45 |
| 7.1.4 Determinación del modelo matemático de la suspensión | 47 |
| 7.2 Determinación de parámetros del modelo | 48 |

| | |
|---|-----------|
| 7.4 Estrategias de Control Planteadas | 52 |
| 7.4.1 Planteamiento del problema del sistema de control | 53 |
| 7.5 Controlador LQG implementado | 53 |
| 7.5.1 Control LQG simulado | 56 |
| 7.6 Controlador PID implementado..... | 57 |
| 7.6.1 Control PID simulado | 60 |
| 7.7 Técnica de control robusto Loop Shaping implementado | 61 |
| 7.7.1 Técnica de control robusto Loop-shaping simulado..... | 64 |
| 7.8 Control por modos deslizantes | 65 |
| 7.8.1 Control deslizante simulado..... | 68 |
| 8. Sistemas de control implementados experimentalmente..... | 70 |
| 8.1 Comportamiento de la perturbación y respuesta pasiva de la planta | 70 |
| 8.1.1 Perturbación | 70 |
| 8.2 Pruebas de controladores con setpoint variables | 71 |
| 8.2.1 Variaciones de setpoint con LQG | 72 |
| 8.2.2 Variaciones de setpoint con PID..... | 72 |
| 8.2.3 Variaciones de setpoint con técnica de control robusto Loop-shaping | 73 |
| 8.2.4 Variaciones de setpoint con Deslizante | 73 |
| 8.2.5 Comparación de estrategias con setpoint variable | 74 |
| 8.3 Respuesta de controladores del sistema planteado | 74 |
| 8.4 Frecuencia de 0.192 Hz..... | 75 |
| 8.4.1 Controlador LQG | 75 |
| 8.4.2 Controlador PID | 76 |
| 8.4.3 Técnica de controlador robusto Loop-shaping..... | 76 |
| 8.4.4 Controlador Deslizante | 77 |
| 8.4.5 Comparación gráfica de las estrategias de control a 0.192 Hz..... | 78 |
| 8.5 Frecuencia de 0.294 Hz..... | 79 |
| 8.5.1 Controlador LQG | 79 |
| 8.5.2 Controlador PID | 80 |
| 8.5.3 Técnica de controlador robusto Loop-shaping..... | 80 |
| 8.5.4 Controlador Deslizante | 81 |
| 8.5.5 Comparación gráfica de las estrategias de control a 0.294 Hz..... | 82 |
| 8.6 Frecuencia de 0.344 Hz..... | 83 |
| 8.6.1 Controlador LQG | 83 |

| | |
|---|------------|
| 8.6.2 Controlador PID | 84 |
| 8.6.3 Técnica de control robusto Loop-shaping | 84 |
| 8.6.4 Controlador Deslizante | 85 |
| 8.6.5 Comparación gráfica de las estrategias de control a 0.344 Hz..... | 86 |
| 8.7 Evaluación de índices de error | 87 |
| 8.7.1 Criterio de la integral del valor absoluto del error | 87 |
| 8.7.2 Criterio de la integral del error al cuadrado..... | 87 |
| 8.7.3 Criterio de la integral del valor absoluto del error por el tiempo..... | 87 |
| 8.7.4 Integral del error cuadrado multiplicado por el tiempo | 88 |
| 8.7.5 Cálculo y comparación de errores | 88 |
| 8.7.6 Frecuencia de 0.192 Hz..... | 88 |
| 8.7.7 Frecuencia de 0.294 Hz..... | 89 |
| 8.7.8 Frecuencia de 0.344 Hz..... | 90 |
| 9. Conclusiones | 91 |
| 10. Anexos..... | 93 |
| 11. Referencias | 101 |

Tabla de Figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1.Suspensión activa quanser | 19 |
| Figura 2.Configuración PID discreto..... | 22 |
| Figura 3. Configuración de técnica de control robusto Loop shaping..... | 23 |
| Figura 4. Función de transferencia lazo abierto L(s), especificaciones en el diagrama de bode | 24 |
| Figura 5. Función de transferencia lazo abierto L(s), especificaciones en el diagrama de Nyquist | 24 |
| Figura 6.Metodología en V..... | 25 |
| Figura 7.Modelo CAD y modelo construido | 27 |
| Figura 8.Placa base superior e inferior..... | 28 |
| Figura 9.Placa chasis del vehículo [Zs]..... | 28 |
| Figura 10.Placa Neumático [Zus] y Carretera [Zr] | 29 |
| Figura 11.Base de ejes lineales de 1 [Cm]..... | 29 |
| Figura 12. Mecanismo Generador de Oscilación..... | 30 |
| Figura 13. Mecánica de la suspensión | 31 |
| Figura 14.Simulación de cargas placa gris..... | 33 |
| Figura 15.Simulación de cargas placa roja..... | 34 |
| Figura 16. Diseño Actuador | 34 |
| Figura 17. Modelo construido..... | 35 |
| Figura 18. Diagrama de conexiones de potencia | 38 |
| Figura 19. Autotransformador trifásico | 39 |
| Figura 20. Conexiones del sistema de potencia | 40 |
| Figura 21. Configuración de bloques para el sensado de Zs | 41 |
| Figura 22. Configuración de bloques del PWM | 42 |
| Figura 23.Modelo matemático del Motor DC [8] | 43 |
| Figura 24.Sistema doble masa-resorte-amortiguador de una suspensión activa [13] | 45 |
| Figura 25. Diagrama de cuerpo libre de la masa Ms [13] | 46 |
| Figura 26. Diagrama de cuerpo libre de la masa Mus [13] | 46 |
| Figura 27.Configuración simulink comparación planta experimental vs simulado | 49 |
| Figura 28. Comparación datos de planta experimental vs simulados | 49 |
| Figura 29.Respuesta al step del modelo | 50 |
| Figura 30.Respuesta en frecuencia del modelo | 51 |
| Figura 31.Torque y velocidad angular simulados del actuador..... | 52 |
| Figura 32. Código diseño control LQG | 54 |
| Figura 33. Código filtro de Kalman..... | 54 |
| Figura 34. Respuesta al escalón control LQG..... | 55 |
| Figura 35. Acción de control LQG..... | 55 |
| Figura 36. Respuesta simulada, variación de setpoint LQG | 56 |
| Figura 37.Respuesta a diferentes frecuencias LQG..... | 57 |
| Figura 38.Controlador PID diseñado en Sisotool..... | 58 |
| Figura 39.Código Matlab control PID | 58 |
| Figura 40.Respuesta al escalón del control PID..... | 59 |
| Figura 41.Respuesta de la acción de control PID..... | 59 |
| Figura 42. Respuesta simulada, variación de setpoint PID..... | 60 |
| Figura 43. Respuesta a diferentes frecuencias PID..... | 60 |
| Figura 44.Repuesta en frecuencia para el diseño del control | 61 |
| Figura 45.Respuesta al escalón de la técnica de control robusto Loop.shaping | 62 |
| Figura 46. Acción de control de la técnica de control robusto Loop.shaping..... | 62 |
| Figura 47.Código Matlab técnica de control robusto Loop shaping..... | 63 |
| Figura 48. Respuesta simulada, variación de setpoint técnica de control robusto Loop shaping | 64 |
| Figura 49. Respuesta a diferentes frecuencias técnica de control robusto Loop shaping | 65 |
| Figura 50. Implementación del control por modos deslizantes, suspensión activa..... | 66 |
| Figura 51. Superficie de deslizamiento..... | 67 |
| Figura 52.Respuesta simulado, variación de setpoint control deslizante | 68 |
| Figura 53. Respuesta a diferentes frecuencias control deslizante | 68 |
| Figura 54.Comportamiento del desplazamiento y velocidad de la perturbación..... | 70 |
| Figura 55.Comportamiento del LQG con setpoint variable | 72 |
| Figura 56.Comportamiento de PID con setpoint variable..... | 72 |
| Figura 57.Comportamiento de técnica de control robusto Loop-shaping con setpoint variable | 73 |
| Figura 58. Comportamiento del Deslizante con setpoint variable | 73 |
| Figura 59.Comparación de los controladores con setpoint variable..... | 74 |
| Figura 60.Comportamiento Activo LQG Vs Pasivo de la planta 0.192 Hz..... | 75 |
| Figura 61.Comportamiento Activo PID Vs Pasivo de la planta 0.192 Hz | 76 |
| Figura 62. Comportamiento Activo técnica de control robusto Loop-shaping Vs Pasivo de la planta 0.192 Hz..... | 76 |
| Figura 63.Comportamiento Activo deslizante y Pasivo de la planta 0.192 Hz..... | 77 |
| Figura 64.Comparación de técnicas de control a 0.192 Hz con la pasiva | 78 |
| Figura 65.Comportamiento Activo LQG y Pasivo de la planta 0.294 Hz | 79 |

| | |
|---|-----|
| Figura 66.Comportamiento Activo PID y Pasivo de la planta 0.294 Hz | 80 |
| Figura 67.Comportamiento Activo técnica de control robusto Loop-shaping y Pasivo de la planta 0.294 Hz | 80 |
| Figura 68.Comportamiento Activo Deslizante y Pasivo de la planta 0.294 Hz | 81 |
| Figura 69.Comparación de las estrategias de control a 0.294 Hz | 82 |
| Figura 70. Comportamiento Activo LQG y Pasivo de la planta 0.344 Hz | 83 |
| Figura 71.Comportamiento Activo PID y Pasivo de la planta 0.344 Hz | 84 |
| Figura 72. Comportamiento Activo técnica de control robusto Loop-shaping y Pasivo de la planta 0.344 Hz | 84 |
| Figura 73.Comportamiento Activo Deslizante y Pasivo de la planta 0.344 Hz | 85 |
| Figura 74.Comparación de técnicas de control a 0.344 Hz | 86 |
| Figura 75.Simulink simulaciones control LQG | 98 |
| Figura 76.Simulink simulaciones control PID..... | 99 |
| Figura 77.Simulink simulaciones, técnica de control robusto Loop shaping..... | 99 |
| Figura 78.Simulink simulaciones control deslizante..... | 100 |

Tablas anexas

| | |
|--|----|
| Tabla 1.Especificaciones requeridas..... | 35 |
| Tabla 2. Materiales usados para la construcción mecánica del prototipo | 36 |
| Tabla 3.Matriz QFD, Material de las placas..... | 37 |
| Tabla 4.Matriz QFD, Mecanismo del actuador | 37 |
| Tabla 5.Matriz QFD, Material Ejes Lineales | 37 |
| Tabla 6.Matriz QFD, Mecanismo de transmisión de potencia | 37 |
| Tabla 7.Matriz QFD, Uniones | 37 |
| Tabla 8.Matriz QFD, Actuador y alimentación de potencia | 40 |
| Tabla 9.Matriz QFD, Sistema de cambio de giro..... | 41 |
| Tabla 10.Parámetros..... | 49 |
| Tabla 11.Puntos máximos y Mínimos..... | 78 |
| Tabla 12. Comparación de Puntos máximos y mínimos | 82 |
| Tabla 13. Comparación de punto máximos y mínimos..... | 86 |
| Tabla 14.Índices de errores a 0.192 Hz | 88 |
| Tabla 15.Índices de errores a 0.294 Hz | 89 |
| Tabla 16.Índices de errores a 0.344 Hz | 90 |

1. Objetivos

1.1 Objetivo general

Diseñar un control no lineal y lineales el cual se validará en un prototipo de plataforma que simula la dinámica de un cuarto de suspensión activa vehicular.

1.1.1 Objetivos específicos

- Diseñar el sistema mecánico que simule el comportamiento dinámico de un cuarto de suspensión activa.
- Determinar el modelo matemático del prototipo para la cuarta parte de una suspensión activa.
- Diseñar estrategias de control lineales para comprobar su eficiencia ante una planta no lineal.
- Diseñar una estrategia de control no lineal que garantice la mejora en la respuesta transitoria del sistema.
- Construir la plataforma que simule un cuarto de suspensión activa.
- Validar la estrategia de control no lineal del prototipo funcional.

2. Abstract

The following degree thesis focuses on the design of a simulation bench of an active suspension quarter, focusing on linear control techniques (LQG, technique robust Loop shaping, PID) and a non-linear one (Slider mode control), for the reduction of the oscillations caused by a constant variation of vertical linear displacement.

The design is proposed from the power part to its electronic system for the control of each required stage, its measured and data acquisition system, it shows each stage developed from construction to evidence of each control technique raised and simulated by its members.

3. Resumen

El siguiente trabajo de grado se enfoca en el diseño de un banco de simulaciones de un cuarto de suspensión activa, centrándose en técnica de control lineales (LQG, técnica de control robusto Loop shaping, PID) y una no lineal (Control modo deslizantes), para la disminución de las oscilaciones provocadas por una variación constante de desplazamiento lineal vertical a está.

Se plantea el diseño desde la parte de potencia hasta su sistema electrónico para el control de cada etapa requerida, su sistema de sensado y adquisición de datos, en él se evidencia cada etapa desarrollada desde la construcción hasta evidencias de cada técnica de control planteadas y simuladas por sus integrantes.

4. Introducción

El transporte Colombiano permite observar diferentes tipos de carretera como lo publica la empresa INVIAS que está a cargo de la asignación, regulación y supervisión de los contratos para la construcción de autopistas y carreteras y el mantenimiento de las vías, esta informó que el estado real de las vías en cuanto a los departamentos del Meta, Santander y Nariño, el 88% están pavimentadas, y un 12% no tiene pavimentación, el porcentaje equivalente al 88% en vías pavimentadas, se distribuye de la siguiente forma, un 62% está en buen estado, un 26% regular y finalmente un 12% en mal estado. Permitiendo observar la variedad de irregularidades que existen en las carreteras en los que los transportistas deben recorrer, debido a esto surge la necesidad de realizar estrategias de control en sistemas prototipados de laboratorio que simulan la dinámica de suspensiones activas, para luego aplicar un buen resultado a suspensiones reales.

Al existir tal variedad en las vías de Colombia, las suspensiones pasivas no son tan efectivas a la hora de cumplir con las condiciones, de allí surge la necesidad de implementar otro tipo de sistema, como lo son las suspensiones activas que permiten absorber dichos cambios y adaptarse a ellos asociando diferentes parámetros gracias a la información obtenida de sus sensores y a la respuesta de sus actuadores, a partir de la instrumentación se le implementarán diferentes estrategias de control en este caso, control lineal y no lineal.

Los sistemas de suspensión tienen como principal objetivo mejorar tres índices que son: desviación de la suspensión, facilidad de conducción y perturbaciones en la carretera. Aunque las suspensiones pasivas tienen grandes ventajas, no logran cumplir las características anteriormente mencionadas, esto se debe a la desventaja, de tener las oscilaciones no deseadas que se producen a través de superficies de carreteras ásperas. Bajo los parámetros normales, el rendimiento pasivo se limita, ya que incluye muelle fijo y amortiguador, del mismo modo su eficiencia depende del estándar fijo de ciertos parámetros del automóvil, lo cual la convierte en un sistema robusto (configuración fija, no permite cambios en los componentes lineales), e incapaz de acoplarse ante perturbaciones generando poco confort en los pasajeros de vehículos.

A lo largo de la búsqueda por mejorar estos tres objetivos se han estudiado distintas técnicas de control para lograr a cavidad cada uno de ellos, entre ellos se encuentra la implementación de controladores LQG, referenciados en varios artículos cuando se habla de suspensión activa, por los buenos resultados obtenidos al aplicarlos en este tipo de mecanismos de potencia.

También se han venido presentando problemas con las estrategias de control lineal implementadas en los sistemas de suspensión activa, como lo han determinado diferentes resultados en artículos, uno de estos resultados muestra que la respuesta de desviación en la suspensión activa se asimila a la de una pasiva, por lo que también se estaría incumpliendo el objetivo principal de un sistema de suspensión

vehicular, por lo que se propone diseñar un control no lineal el cual se validará en un prototipo de plataforma que simula la dinámica de un cuarto de suspensión activa vehicular, con el fin de cumplir dos objetivos, proporcionar comodidad de conducción y tratar de mantener la desviación de la suspensión dentro de la restricción del espacio de los sonajeros.

Con este fin se diseña un prototipo simplificado de la mecánica de un cuarto de suspensión vehicular (mecánica de una llanta), el cual contará con tres niveles que simulará las masa suspendida (chasis), la masa no suspendida (la rueda) y la perturbación (tierra o superficie de desplazamiento), con dos pares de resortes para para la integración del factor de amortiguamiento en las anteriores etapas mencionadas, contando con un sistema de control electrónico para la generación de las perturbaciones y el control, el cual serán determinadas mediante el sensado de la distancia con sensores ultrasónicos, para la implementación de tres sistemas de control lineales que son: técnica robusta Loop shaping, PID y LQG, comparada con el comportamiento de una cuarta estrategia no lineal escogida (modo deslizante).

Cada una de las anteriores estrategias, serán implementadas en el prototipo diseñado, comparando cada respuesta con el comportamiento en pasivo de este y evaluando los índices de error respecto a cada simulación realizada, para tomar como punto de partida la decisión de la mejor técnica para satisfacer la necesidad de disminuir las oscilaciones inducidas en el sistema.

5. Marco Conceptual

La función principal de un sistema de suspensión es aislar a los pasajeros de la perturbación de la carretera. El rendimiento de un sistema de suspensión pasiva bajo diferentes perfiles de carretera es limitado debido a la naturaleza fija de su configuración, siendo la problemática en común que han abarcado diferentes artículos que se presentarán a continuación: en el año 2012 el autor S. Chen et al [6] plantearon una sonda con control LQG para suspensión activa, obteniendo como resultado que las mediciones de diferentes variables se asimilaban mucho a los de una suspensión semi-activa con control LQG, por lo que se concluyó que no era necesario realizar una suspensión activa con control LQG. En los últimos años en la literatura se ha venido trabajando otras estrategias de control no lineal, en el año 2017 el autor Deshpande, V.S et al aplicaron técnicas de control no lineal con el fin de cumplir dos objetivos, proporcionar comodidad de conducción y tratar de mantener la desviación de la suspensión dentro de la restricción del espacio de los pasajeros, en el artículo se hicieron investigaciones de control lineal, pero no la aplicaron por qué dicho tipo de control no sería capaz de cumplir dos objetivos, sino solamente uno de ellos, por eso se evoluciona o se busca la solución en un sistema de suspensión activa que emplea una nueva ley de control no lineal, analizando el control y evaluándolo en diferentes perfiles de carretera a través de simulación y mediante una configuración de laboratorio en plataforma, llegando así a obtener resultados mejores ante las perturbaciones, comparándoseles con los resultados que les generó la suspensión pasiva.

Por otro lado, se tienen los últimos diseños que se han venido presentando para dar solución a las distintas problemáticas planteadas ya sean suspensiones pasivas o activas con estrategias lineales, siempre pensando en tener una mejor respuesta a la hora de medir las variables, surge el control deslizante, un control no lineal, propuesta que realizaron el autor Sunny Gupta et al, en 2016, que presentaron un sistema de suspensión activo basado en un observador de retardo inercial combinado con control de modo deslizante. El observador de retardo inercial estima los estados y las incertidumbres y perturbaciones de un sistema simultáneamente, así teniendo que usar un solo sensor para medir la posición, en cuanto a resultados el sistema presentado con un solo sensor fue todo un éxito en el banco de pruebas, dio la comodidad buscada. Uno de los artículos más recientes publicados le pertenece al autor Wu et al, 2020, trabajaron diferentes estrategias de control como, control deslizante de orden superior, de primer orden e integral por ese lado haciendo referencia al control no lineal, y respecto al control lineal se estudió PID, regulador cuadrático lineal y finalmente un sistema de suspensión pasiva.

Se ejecutaron todos los sistemas con diferentes estrategias de control anteriormente nombradas, y realizaron comparaciones en cuanto a rendimiento,

variables de desplazamiento vertical, desplazamiento en la suspensión y desviación generada en la rueda, los resultados conllevaron a la conclusión de que el sistema más apto o de buen rendimiento fue el de modo deslizante de orden superior basado en un algoritmo de súper torsión, debido a que este sistema tuvo la capacidad de disminuir las perturbaciones externas de la carretera que podrían afectar la estabilidad del vehículo.

Finalmente se puede analizar que las estrategias de control que mejor se están ejecutando en suspensiones activas son las de control no lineal, dejando así en poco uso las de control lineal, por lo que es el aporte más grande de la literatura hacia el proyecto planteado debido a que orienta de una solución viable respecto a la estrategia de control a diseñar.

En el año 2011, la ingeniera Carolina Alejandra Evangelista, en su estudio de tesis de doctorado presentado en la universidad Nacional de la Plata, Argentina, realizó la implementación de un sistema de control deslizante para la optimización de un generador eólico, buscando, evaluar la estrategia de control propuesta y el desempeño del sistema controlado con los algoritmos seleccionados, desarrollando pruebas de simulación. En primer lugar, se verifican los controladores sobre los modelos de diseño. Luego se efectúan simulaciones de evaluación y análisis empleando el modelo completo del sistema de conversión de energía eólica, con la dinámica eléctrica y la mecánica, en condiciones realistas de funcionamiento dentro de la zona de carga parcial. En ambos casos se incorporan perturbaciones externas y variaciones de los parámetros semejantes a las consideradas en la instancia de diseño. El objetivo principal consiste en maximizar la potencia de conversión del sistema de conversión de energía eólica (SCEE), manteniendo un adecuado desempeño mecánico y mejorando el comportamiento en cuanto al efecto de chattering. De manera global, los resultados obtenidos permiten estudiar, analizar y evaluar la viabilidad y las características de la aplicación de los métodos deslizantes de dos grados de libertad SISO y MIMO. Las estrategias propuestas son simples, robustas y de implementación relativamente sencilla.

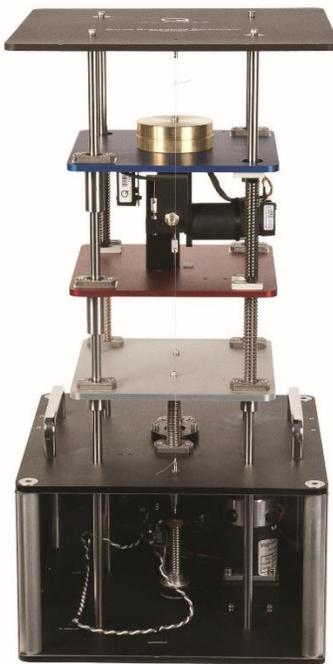
5.1 Marco Teórico

Una suspensión activa almacena, disipa e introduce energía al sistema por medio de actuadores, cuyo accionar es regulado por la instrumentación como sensores y actuadores, como se puede observar en la figura 1. El actuador que se encarga de ejercer la fuerza de control puede ser del tipo electro-hidráulico, neumático y electromagnético. Los sensores se emplean para monitorear el comportamiento del vehículo ante perturbaciones y así dar un análisis de respuesta de la estrategia de control. Comúnmente las suspensiones activas utilizan acelerómetros en las esquinas del chasis y en las ruedas, cuya función es proporcionar las respectivas velocidades, igualmente como transductores lineales que tienen como función la medición del desplazamiento relativo entre el chasis y la rueda. En la suspensión activa se introducen restricciones de maniobrabilidad y confort, así mismo, se

consideran las irregularidades en las vías a la hora de diseñar el modelo y finalmente y la gran diferencia respecto a la pasiva es que permite controlar las fuerzas transmitidas.

La suspensión activa es una plataforma ideal para enseñar desafíos de control activo para un modelo de cuarto de automóvil. Esta configuración de planta ofrece a los estudiantes superiores de ingeniería mecánica y mecatrónica, un aprendizaje práctico único y relevante para la industria automotriz actual.

Figura 1. Suspensión activa quanser



El funcionamiento de la plataforma de suspensión activa tipo Quanser es el siguiente: Se pueden observar tres plataformas de colores, azul, roja, y blanca, las diferentes masas multicolores (plataformas) tienen una función que es asimilar una parte del vehículo, ya sea la de ser la carrocería, la rueda o la superficie de contacto. Este sistema viene instrumentado por sensores (codificadores) que se encargan de medir el desplazamiento lineal y la desviación en la suspensión, y actuadores (motores cc) que accionan diferentes plataformas y que generan el control de la suspensión activa, por último, el sensor (acelerómetro) se implementa en la plataforma azul o de carrocería para medir la aceleración.

5.1.1 Controladores a implementar

Los controladores planteados a utilizar en esta suspensión son tres controladores lineales (LQG, PID y técnica de control robusto Loop shaping) y un controlador no lineal, control por modos deslizantes, estos fueron seleccionados para evaluar su comportamiento a diferentes frecuencias.

5.1.2 Regulador lineal cuadrático (LQG)

En la teoría de control, el problema de control lineal-cuadrático (LQG) es uno de los problemas de control óptimo más fundamentales. Se trata de sistemas lineales impulsados por ruido gaussiano blanco aditivo. El problema es determinar una ley de retroalimentación de salida que sea óptima en el sentido de minimizar el valor esperado de un criterio de costo cuadrático. Se supone que las medidas de salida están dañadas por el ruido gaussiano y, de igual forma, se supone que el estado inicial es un vector aleatorio gaussiano.

A continuación, se plantean las ecuaciones del control LQG discreto, las cuales son similares a las de tiempo continuo. Las ecuaciones del sistema lineal de tiempo discreto son:

$$\mathbf{x}_{i+1} = \mathbf{A}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{u}_i + \mathbf{v}_i \quad (1)$$

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{C}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{w}_i$$

Aquí se representa el índice de tiempo discreto y los procesos de ruido blanco gaussiano en tiempo discreto con matrices de covarianza, respectivamente, y son independientes entre sí.

La función de costo cuadrático a minimizar es:

$$J = E[\mathbf{x}_N^T \mathbf{F} \mathbf{x}_N + \sum_{i=0}^{N-1} (\mathbf{x}_i^T \mathbf{Q}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{u}_i^T \mathbf{R}_i \mathbf{u}_i)] \quad (1)$$

$$\mathbf{F} \geq \mathbf{0}, \mathbf{Q}_i \geq \mathbf{0}, \mathbf{R}_i > \mathbf{0}$$

El controlador LQG de tiempo discreto es:

$$\hat{\mathbf{x}}_{i+1} = \mathbf{A}_i \hat{\mathbf{x}}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{u}_i + \mathbf{L}_{i+1} (\mathbf{y}_{i+1} - \mathbf{C}_{i+1} \{\mathbf{A}_i \hat{\mathbf{x}}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{u}_i\}), \hat{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{E}[\mathbf{x}_0] \quad (2)$$

$$\mathbf{u}_i = -\mathbf{K}_i \hat{\mathbf{x}}_i \quad (3)$$

La ganancia de Kalman es igual a:

$$\mathbf{L}_i = \mathbf{P}_i \mathbf{C}_i^T (\mathbf{C}_i \mathbf{P}_i \mathbf{C}_i^T + \mathbf{W}_i)^{-1} \quad (4)$$

Donde se determina mediante la siguiente ecuación de diferencias de matriz de Riccati que avanza en el tiempo: \mathbf{P}_i

$$P_{i+1} = A_i \left(P_i - P_i C_i^T (C_i P_i C_i^T + W_i)^{-1} C_i P_i \right) A_i^T + V_i, \quad P_0 = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] \quad (5)$$

La matriz de ganancia de retroalimentación es igual a:

$$K_i = (B_i^T S_{i+1} B_i + R_i)^{-1} B_i^T S_{i+1} A_i \quad (6)$$

Donde se determina mediante la siguiente ecuación de diferencias de Riccati, que corre hacia atrás en el tiempo: S_i

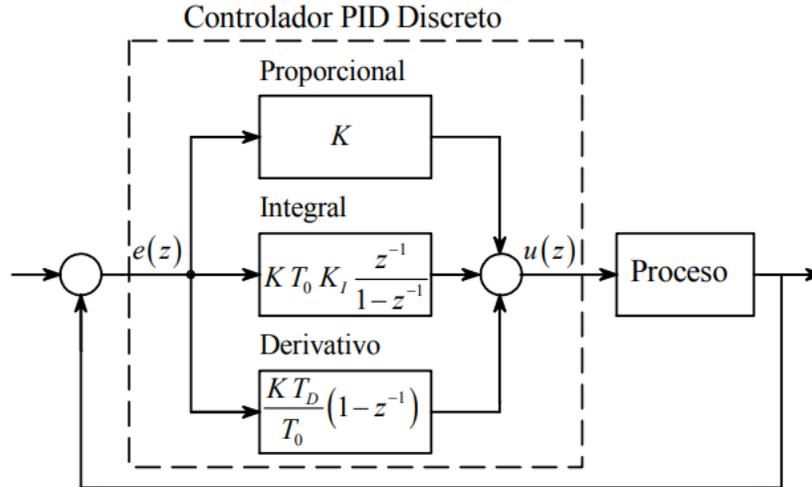
$$S_i = A_i^T \left(S_{i+1} - S_{i+1} B_i (B_i^T S_{i+1} B_i + R_i)^{-1} B_i^T S_{i+1} \right) A_i + Q_i, \quad S_N = F \quad (7)$$

Si todas las matrices en la formulación del problema son invariantes en el tiempo y si el horizonte tiende al infinito, el controlador LQG de tiempo discreto se vuelve invariante en el tiempo. En ese caso, las ecuaciones en diferencias matriciales de Riccati pueden reemplazarse por sus ecuaciones de Riccati algebraicas de tiempo discreto asociadas. Estos determinan el estimador lineal cuadrático invariante en el tiempo y el regulador lineal cuadrático invariante en el tiempo en tiempo discreto.

5.1.3 Controlador PID

El controlador digital más difundido es sin lugar a dudas el controlador PID, cuya estructura se ha obtenido por semejanza con su homónimo continuo, como se muestra en la figura 2. Este controlador es del tipo “parámetros optimizados”, donde su implementación es capaz de calcular una ecuación en diferencias en cada intervalo de muestreo o lo que también se llama “en tiempo real”. Esta ecuación en diferencias representa el algoritmo de control y en él están incluidos todos los parámetros del controlador. Cualquier modificación de un parámetro del controlador, implica modificar uno o más términos de la ecuación en diferencias. Estos controladores con solo tres parámetros se pueden ajustar para tener un comportamiento PID, PI, PD, P e I.

Figura 2. Configuración PID discreto



Diseñar un controlador discreto es encontrar una expresión simple del controlador PID de la figura 2 y que se pueda implementar en un proceso digital. Desarrollando el diagrama de bloque se obtiene la ecuación 10 y 11.

$$u(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} [K(1-z^{-1}) + KT_0K_1z^{-1} + \frac{KT_D}{T_0}(1-z^{-1})^2]e(z) \quad (10)$$

$$u(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} [(K + \frac{KT_D}{T_0}) + (KT_0K_1 - K - \frac{2KT_D}{T_0})z^{-1} + \frac{KT_D}{T_0}z^{-2}]e(z) \quad (11)$$

Haciendo los reemplazos (12), (13) y (14) se obtiene (15) y (16).

$$A = (K + \frac{KT_D}{T_0}) \quad (12)$$

$$B = (KT_0K_1 - K - \frac{2KT_D}{T_0}) \quad (13)$$

$$C = (\frac{KT_D}{T_0}) \quad (14)$$

$$G_C(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{A+Bz^{-1}+Cz^{-2}}{1-z^{-1}} \quad (15)$$

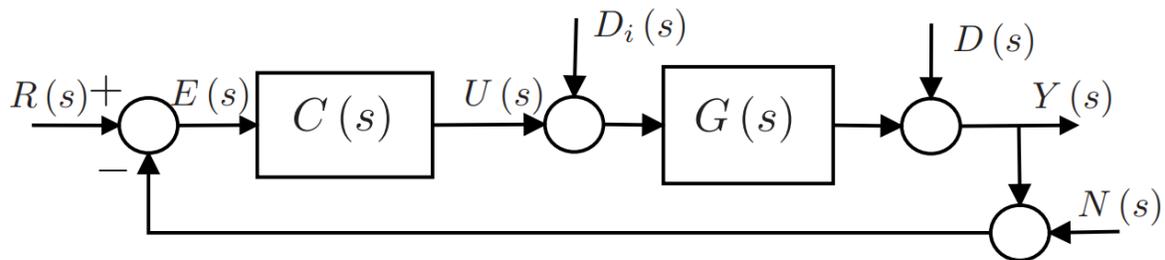
$$u(k) = u(k-1) + Ae(k) + Be(k-1) + Ce(k-2) \quad (16)$$

Con un controlador como el presentado en (15) se puede lograr un PID, PI, PD, P e I con solo calcular adecuadamente las constantes A, B, y C. La ecuación en diferencias (16) es muy simple y el procesador digital la debe calcular en cada intervalo de muestreo.

5.1.4 Técnica de control robusto Loop shaping

La figura 3 muestra la estructura de una técnica de control robusto Loop shaping donde $G(s)$ representa la planta (sistema a controlar), $C(s)$ es el sistema de control a diseñar, $Y(s)$ es la señal de salida, $R(s)$ es la referencia, $E(s)$ es la señal error, $U(s)$ es la acción de control, $N(s)$ es el ruido de medición y $D(s)$ y $D_i(s)$ son perturbaciones de entrada y salida respectivamente.

Figura 3. Configuración de técnica de control robusto Loop shaping



El controlador por la técnica robusta Loop shaping es un control diseñado a partir de la respuesta en frecuencia dado por un diagrama de Nyquist, Nichols o de Bode, siendo posible utilizar cualquiera de estos para el diseño.

El primer paso para analizar el comportamiento del sistema en lazo cerrado es obtener las funciones de transferencia más relevantes, estas son:

- Función de transferencia en lazo abierto: $L(s) = C(s)G(s)$
- Función de transferencia de sensibilidad: $S(s) = \frac{1}{1+L(s)}$
- Función de transferencia de sensibilidad complementaria: $T(s) = \frac{L(s)}{1+L(s)}$

El objetivo del controlador es diseñar una función de transferencia $L(s)$ que cumpla los siguientes rangos de frecuencia:

- **Rango de frecuencias bajas**, esta región corresponde a frecuencias en el rango $[0, \omega_{banda}]$. En este rango de frecuencia el objetivo es rastrear referencias y rechazar perturbaciones, por lo tanto $T(j\omega) \approx 1$ y $S(j\omega) \approx 0$ para $\omega \in [0, \omega_{banda}]$.
- **Rango de alta frecuencia**, esta región corresponde a frecuencias en el rango $[\omega_{ruido}, \infty]$. En este rango de frecuencia el objetivo es evitar amplificar el ruido, por lo tanto $T(j\omega) \approx 0$ y $S(j\omega) \approx 1$ para $\omega \in [\omega_{ruido}, \infty]$.
- **Rango de frecuencias medias**, esta región corresponde a frecuencias en el rango $[\omega_{banda}, \omega_{ruido}]$. En este rango de frecuencia no se hacen ninguna especificación, corresponde a la respuesta cambiante de un valor a otro.[24]

Figura 4. Función de transferencia lazo abierto $L(s)$, especificaciones en el diagrama de bode

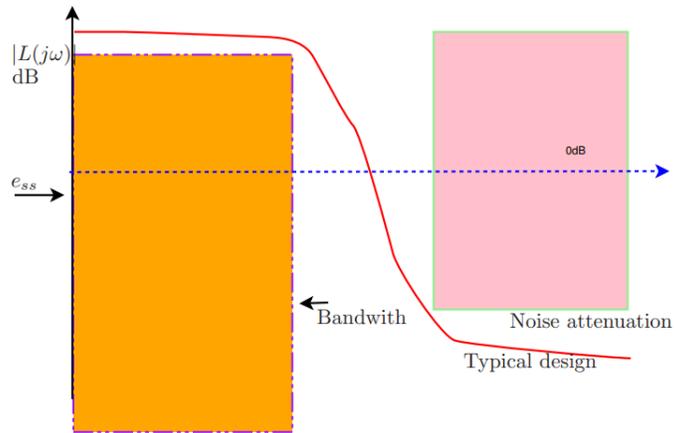
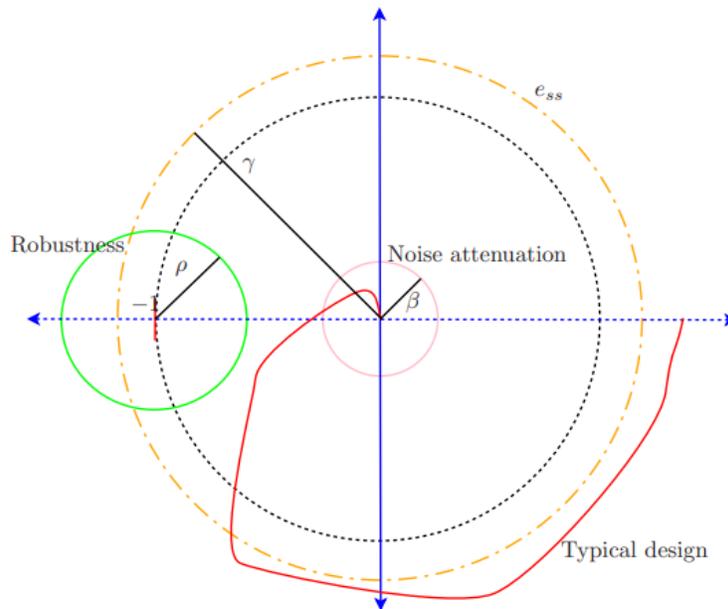


Figura 5. Función de transferencia lazo abierto $L(s)$, especificaciones en el diagrama de Nyquist

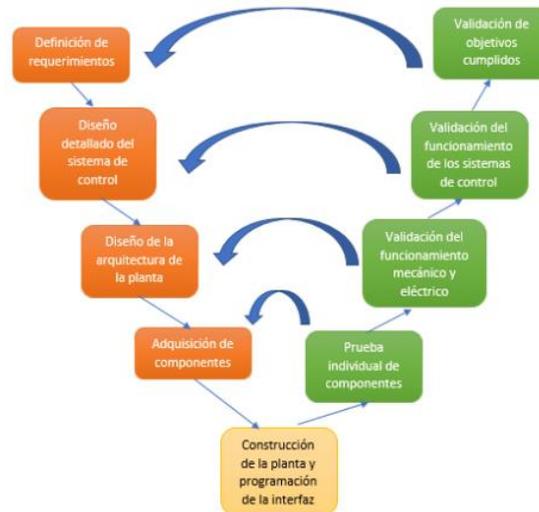


En la figura 32 y 33 se agregan ejemplos de diseño, tanto con el diagrama de bode, como el diagrama de Nyquist, donde lo que se busca es reducir el impacto de las perturbaciones con las frecuencias bajas y disminuir el ruido con las frecuencias altas.

5.2 Metodología

Para el desarrollo de este prototipo, se hizo uso de la metodología en V (Waterfall model), siguiendo el desarrollo de cada etapa como se muestra en la figura 6, detallando el avance del proyecto.

Figura 6. Metodología en V



Definición de requerimientos: A partir de fuentes bibliográficas (artículos o tesis recientes), se aporta conocimiento necesario, hacia el proyecto planteado, resolviendo dudas para tomar más criterios en cuenta al momento de diseñar el prototipo y sus acciones de control.

Diseño detallado del sistema de control: A partir de la información recopilada, se realiza el modelo matemático que más se aproxime al comportamiento real, y también los controladores propuestos en este proyecto.

Diseño de la arquitectura de la planta: Luego de plantear el modelo matemático, debe realizarse el modelo CAD (Modelo Asistido por computadora) tomando en cuenta los parámetros encontrados anteriormente y la bibliografía revisada.

Adquisición de componentes: De igual forma, se efectúa la adquisición de los componentes con mayor viabilidad en el proyecto, apropiándose del conocimiento anteriormente obtenido, para poder construir una planta funcional.

Construcción de la planta y programación de la interfaz: Por último, integrando tanto el modelo matemático y controladores como los materiales adquiridos, se realiza el ensamble del prototipo y se procede a hacer comparación de pruebas pasivas y activas, comparadas con comportamiento simulado.

6. Diseño Mecánico y Eléctrico de la Suspensión

Se detallará los diseños mecánicos y eléctricos elaborados para el desarrollo del prototipo de un cuarto de suspensión vehicular, CAD (Modelo Asistido por computadora) y simulaciones de resistencia de materiales en la estructura.

6.1 Diseño Mecánico

Planteando el diseño del prototipo, se expone los modelos CAD (Modelo Asistido por Computadora) tanto por separado como ensamblados, agregando el diseño construido, la selección de materiales y la explicación de cada mecanismo que compone la suspensión activa.

6.1.1 Planteamiento del problema del diseño mecánico

La suspensión debe ser diseñada para los siguientes parámetros:

Dimensiones mínimas: Longitud de 1 [m], con placas cuadradas de 20 [cm].

Masas mínimas: La masa correspondiente al chasis debe alcanzar mínimo 2 [Kg] incluyendo sistema de variación de masas para simular pruebas con y sin carga. Las demás placas deben tener mínimo 0.5 [Kg] de peso con un ancho mínimo de 0.1 [cm].

Rango de operación en frecuencia: La suspensión debe garantizar variaciones de frecuencia de 0 [Hz] a 0.4 [Hz], realizando pruebas de tres controladores lineales (LQG[Control Lineal cuadrático gaussiano],PID[Controlador proporcional, integral y derivativo],Técnica de control robusto loop-shaping) y un control no lineal (Control por modos deslizantes), realizando pruebas a tres diferentes frecuencias para verificar el comportamiento y mejorías de cada controlador.

Constantes mínimas de resortes: Los resortes deben tener una constante mínima de 10 [N/m], evitando una contracción natural que afecte el movimiento activo y pasivo de la suspensión.

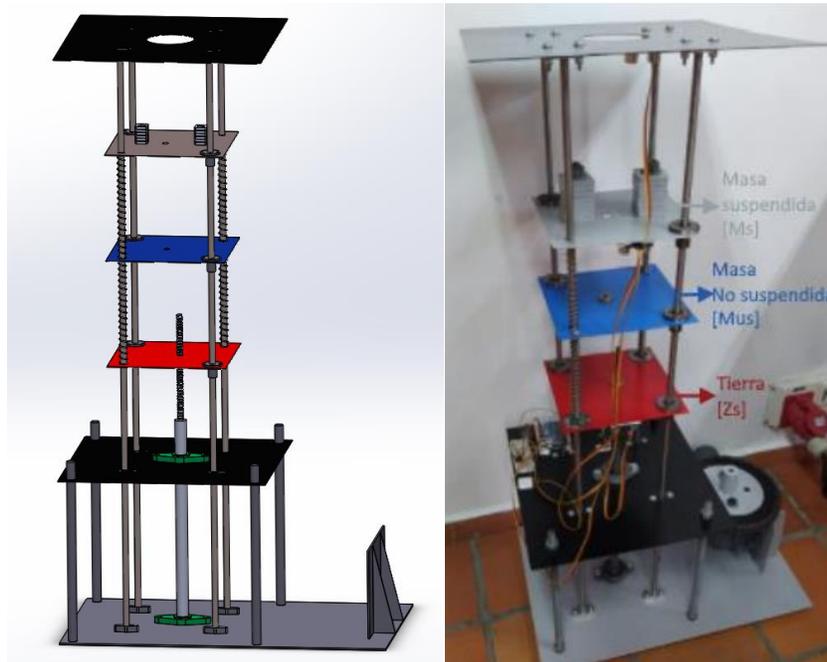
Torque máximo aplicado al eje principal de potencia: El máximo torque aplicado al eje que transmite el movimiento de perturbación al prototipo debe ser de 1 [Nm], para evitar flexión en los ejes principales.

Torque mínimo en el actuador: El mínimo torque a máxima acción de control por el actuador es de 8×10^{-6} [Nm], garantizando una respuesta que puede seguir el movimiento pasivo de la planta, generando control.

6.1.2 Modelo CAD

El diseño mecánico se planteó en ingeniería inversa del banco de suspensión activa de la empresa Quanser. En primer lugar, se diseñó un modelo CAD (Modelo Asistido por Computadora), para realizar cortes precisos con punzonadora para ensamblar cada uno de los componentes.

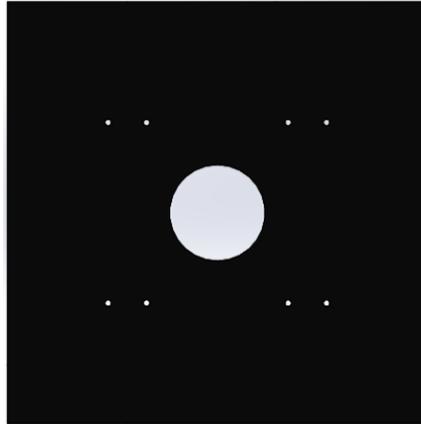
Figura 7. Modelo CAD y modelo construido



Para un mejor entendimiento de lo anterior expuesto, en la figura 7 se anexa el diseño CAD y el modelo construido. Las partes cortadas por maquinaria, corresponden a la placa de tierra (Placa roja), masa no suspendida (Placa azul), masa suspendida (Placa gris), y por ultimo las placas base (Placas negras). Estas fueron cortadas por punzonadora para disminuir el rozamiento entre piezas, evitando un movimiento rígido del proyecto.

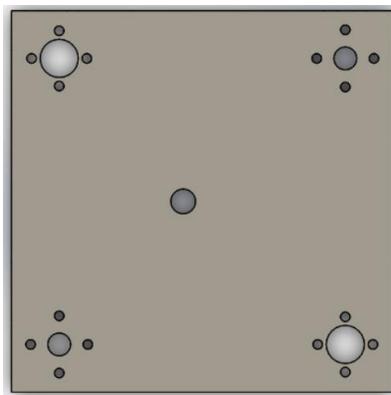
6.1.3 Piezas del modelo CAD

Figura 8. Placa base superior e inferior



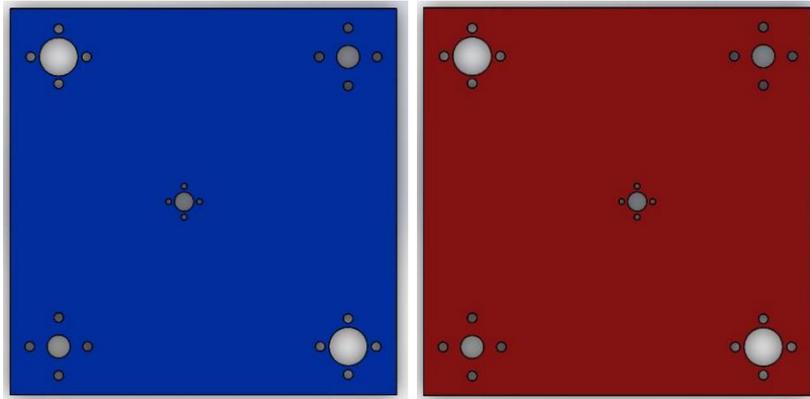
La placa superior presentada en la figura 8, fue diseñada para dar un apoyo a la estructura y un eje de referencia para ubicar los sensores. La placa cuadrada consta de 350 [mm] de largo y ancho, con ocho perforaciones de 5.5 [mm] de diámetro para agregar los cuatro soportes de los ejes lineales que dan resistencia a la estructura. Además, incluye un orificio central de 80 [mm] de diámetro, que permite un mejor movimiento del motor pasiva y activamente. La placa inferior, garantiza la estabilidad de la planta al momento de oscilar, estas también incluyen los orificios para ensamblar las bases de los ejes lineales y funciona como soporte de la chumacera que permite el movimiento del tornillo de potencia.

Figura 9. Placa chasis del vehículo [Zs]



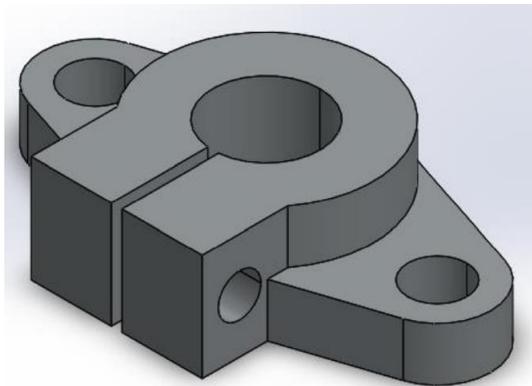
Siguiendo el diseño CAD, se diseñaron las placas de cada nivel mostradas en la figura 9 y 10, se diseñaron de 200 [mm] de largo y ancho, con dos orificios de 12 [mm], para permitir el paso de los ejes lineales y cuatro agujeros circundantes, que facilitan el atornillado de los resortes usados. Otros dos orificios de 20 [mm] permiten el ensamble de los rodamientos lineales y su atornillado. Por último, en la parte central se ubicó un orificio descentrado por 10 [mm] que posibilita el movimiento de los tornillos de potencia.

Figura 10. Placa Neumático [Zus] y Carretera [Zr]



De igual forma, se diseñaron dos placas cuadradas de 200 [mm], diferenciadas por el orificio descentrado ubicado en extremos opuestos, con el fin de no obstaculizar el movimiento activo generado por la planta.

Figura 11. Base de ejes lineales de 1 [Cm]



Además, para evitar la soldadura y tornillería en uniones, se optó por utilizar bases de ejes lineales como la mostrada en la figura 11, garantizando superficies sin problemas de nivel e imperfecciones generadas por soldadura.

Para la determinación de la separación de las placas se tuvo en cuenta el largo de los ejes lineales, más el número de secciones como se muestra a continuación:

$$Longitud_{eje} = 100[cm]$$

$$Dis_{eje\ de\ potencia} = 28[cm]$$

$$\# \text{ secciones} = 4$$

$$Separación\ de\ láminas = \frac{Longitud_{eje} - Dis_{eje\ de\ potencia}}{\# \text{ secciones}} \quad (17)$$

$$Separación\ de\ láminas = 18[cm]$$

6.1.4 Diseño Mecanismo Generador de Oscilación

Se realizó una separación entre cada una de las partes mecánicas del modelo, para así explicar cada pieza y su correspondiente aplicación.

Figura 12. Mecanismo Generador de Oscilación



Como se observa en la figura 12, el diseño fue enfocado en generar una onda sinusoidal con un motor de potencia de 12 V con una velocidad de 120 RPM y de alto torque [6 Nm], anclado por un acople a una corona y enlazado por medio de la cadena a un piñón, este corresponde al eje de potencia principal del sistema.

Este mecanismo garantiza un aumento en la velocidad de oscilación de la planta, disminuyendo en parte el torque inicial, así ganando un mayor rango de frecuencia. Considerando que un motor de mayor velocidad es costoso, se seleccionó un kit de arrastre de 50 dientes en la corona y 14 dientes en el piñón, para generar una relación de 3.54 y lograr la velocidad angular deseada.

6.1.5 Diseño Mecánico de la suspensión

Figura 13. Mecánica de la suspensión



Continuando con la explicación del mecanismo, como se observa en la figura 13, las piezas utilizadas para construir la suspensión corresponden a:

Ejes lineales: Seleccionados de acero inoxidable, evitando la oxidación, garantizando una misma respuesta, impidiendo desgaste de los rodamientos lineales y atascamientos en el movimiento, seleccionados de 1 [m] de longitud para garantizar la distancia de las placas y de 10 [mm] de diámetro.

Placas de acero galvanizado: Se escogieron de este material priorizando la corrosión, el peso y el maquinado, sé realizaron por medio de punzonado, reduciendo el error humano presente al realizar este trabajo, siendo de igual forma un material escogido para este tipo de proyectos, por fácil manejo y requerido en estructuras de diferentes tipos en la industria.

Tornillo de transmisión de potencia y tuerca: Tornillo de 4 hilos de acero inoxidable, 8 [mm] de diámetro exterior y 150 [mm] de longitud, y tuerca de latón 22 [mm] de diámetro de la camisa, 8 [mm] de diámetro interno y una longitud de 14 [mm], elegidos por la necesidad de transferir un movimiento rotatorio a lineal, de bajo costo y fácil de implementar.

Rodamientos lineales: Se seleccionaron rodamientos con camisa incluida, para simplificar su unificación con la planta y reducir fuerzas provocadas por la fricción, estos son de 10 [mm] de diámetro interno, camisa de 30 [mm] y una longitud de 20 [mm].

Resortes: Los resortes fueron fabricados con una mayor rigidez entre la placa roja y azul (900 N*m) y de (300 N*m) entre las placas azul y blanca, esto es para garantizar una mayor oscilación en la placa blanca que simula el chasis de un auto, diseñados de una longitud de 18 [cm] en reposo. El factor de rigidez fue tomado en cuenta, para que las comparaciones entre la suspensión pasiva y activa fueran perceptibles y mejorables.

Fuerza del resorte superior

Se calcula la fuerza puntual en el motor actuador, con un torque de 0.83 Nm

$$F_m = \frac{2*T*(\pi*d_m - \mu*p*sec(\theta))}{d_m*(p + \pi*\mu*d_m*sec(\theta))} = 7.1622[N] \quad (18)$$

$F_m =$ Fuerza Puntual del motor

$T =$ Torque

$d_m =$ Diámetro medio

$\mu =$ Coeficiente de fricción

$p =$ Paso del tornillo

Fuerza del resorte superior:

$$F_R = K * \Delta X = \frac{200N}{m} * 0.02m = 4[N] \quad (19)$$

Fuerza del resorte inferior

A continuación, se calcula la fuerza puntual del motor de potencia, con un torque de 6Nm, primero hallando el torque aplicado al tornillo de potencia inferior en la ecuación 20.

$$F_{CP} = \frac{6Nm}{0.15m} = 40Nm$$

$$T_p = 40Nm * 0.05m = 2Nm \quad (20)$$

Luego se procede a comparar el torque necesario para mover las placas del prototipo, siendo un cálculo que debe ser menor a los 2Nm, para garantizar el movimiento del sistema.

$$T = F_p * d_m = 10Kg * 9.81 \frac{m}{s^2} * 0.006m = 0.59Nm \quad (21)$$

Por último, se calcula la fuerza puntual en el motor de potencia

$$F_m = \frac{2*T*(\pi*d_m - \mu*p*sec(\theta))}{d_m*(p + \pi*\mu*d_m*sec(\theta))} = 17.32[N] \quad (22)$$

$F_m =$ Fuerza Puntual del motor

$T = \text{Torque}$
 $d_m = \text{Diámetro medio}$
 $\mu = \text{Coeficiente de fricción}$
 $p = \text{Paso del tornillo}$

Fuerza del resorte inferior:

$$F_R = K * \Delta X = \frac{400N}{m} * 0.02m = 8[N] \quad (23)$$

Cabe aclarar que los datos de torque, corriente y voltaje, tanto del motor de potencia como del motor actuador, fueron encontrados en los datasheet o información del fabricante, siendo datos utilizados para los cálculos mecánicos y eléctricos.

De la misma manera, se realizó el análisis de resistencia de materiales a las placas que soportan la estructura, verificando que las cargas que inciden sobre ella, no son mayores a su von Mises:

Figura 14. Simulación de cargas placa gris

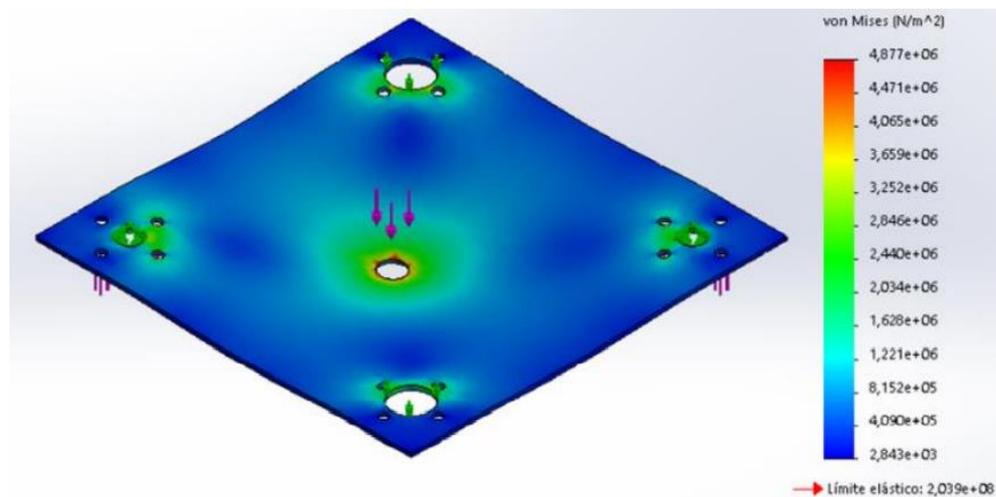
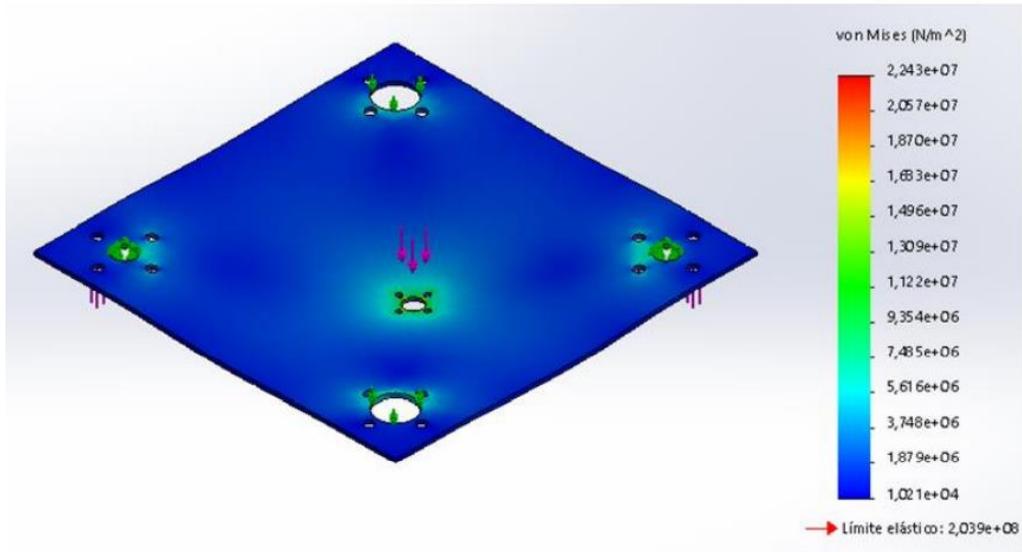


Figura 15. Simulación de cargas placa roja



6.1.6 Diseño Actuador

En cuanto al diseño del actuador, se optó por un motor pololu de 540 RPM, bajo torque [0.83 Nm] a 12 V. Se seleccionó un motor de alta velocidad para poder garantizar el seguimiento de la acción de control, además como se observa en la figura 16, el motor está acompañado de masas que permiten la variación de peso en el chasis del vehículo. Estas son de acero cold rolled, con un peso total de 2 [kg].

Figura 16. Diseño Actuador



6.1.7 Diseño Mecánico Total

Figura 17. Modelo construido



Finalmente, como se observa en la figura 17, el sistema mecánico total consiste en tres placas separadas por medio de resortes, estos a su vez fueron seleccionados teniendo en cuenta el peso de la estructura a soportar en equilibrio, con una separación de 18 [cm], estas oscilan debido al movimiento rotatorio del motor de potencia que cambia el movimiento lineal por medio del tornillo. La estructura es de 1 [m] de alto con una base cuadrada de 35 [cm], construida en su mayoría de acero galvanizado.

Una vez construida la estructura mecánica, se realizaron pruebas de movimiento de las placas, transmisión de fuerza del sistema inferior, verificaciones de resistencia de los resortes, realizando las debidas correcciones en constantes K_r de los resortes superiores, al igual que cambio del sistema eléctrico encargado de la alimentación del actuador, tal como se muestra a continuación en la tabla 1:

Tabla 1. Especificaciones requeridas

| Criterio | Esperada | Real |
|--|----------|-------------|
| Velocidad del Actuador de control | 540 RPM | 510-515 RPM |
| Constante resorte K_s | 300 N*m | 280 N*m |
| Constante resorte K_{us} | 900 N*m | 875 N*m |

| | | |
|---|---------|----------|
| Velocidad de transmisión mecánica inferior | 430 RPM | 410 RPM |
| Desplazamiento de placa Ms (Pico a pico) | 50 Cm | 40-43 Cm |

A continuación, se describe los elementos utilizados para la construcción mecánica de la planta:

Tabla 2. Materiales usados para la construcción mecánica del prototipo

| Materiales utilizados en el ensamble mecánico | Cantidad |
|---|-----------------|
| Ejes lineales de acero inoxidable | 4 |
| Lamina de calibre 16 acero galvanizado con acabado en pintura electroestática | 6 |
| Tornillo de potencia de acero inoxidable de 4 hilos 20 [cm] | 2 |
| Motor de potencia Dc 450 RPM | 1 |
| Kit de arrastre motocicleta | 1 |
| Motor de control Dc 540 RPM | 1 |
| Soportes de ejes lineales de 10 [mm] de diámetro | 12 |
| Tornillería | 74 |
| Acople motor de control y potencia | 2 |
| Resortes | 4 |
| Rodamientos Lineales con camisa | 6 |
| Chumaceras de pared | 2 |
| Demás componentes metálicos y piezas pequeñas | N/A |

6.1.8 Matrices QFD

A continuación, se presentan las matrices QFD (Función despliegue calidad) correspondientes a la selección de materiales y mecanismo mecánicos. Donde la puntuación máxima corresponde a 10 y la puntuación mínima a 0. Estas fueron tenidas en cuenta para el diseño mecánico final.

Tabla 3. Matriz QFD, Material de las placas

| Material de las placas | | | | | |
|------------------------|--------|-----------|----------|-----------|-------|
| | Precio | Oxidación | Densidad | Maquinado | Total |
| Acero Inoxidable | 4 | 10 | 6 | 6 | 26 |
| Acero galvanizado | 7 | 8 | 8 | 7 | 30 |
| Acero al carbono | 9 | 0 | 8 | 8 | 25 |
| Aluminio | 3 | 10 | 10 | 6 | 29 |

Tabla 4. Matriz QFD, Mecanismo del actuador

| Mecanismo del actuador | | | | | |
|------------------------|--------|--------------------|-----------|---------|-------|
| | Precio | Cantidad de Piezas | Maquinado | Calidad | Total |
| Tornillo de Potencia | 10 | 10 | 10 | 10 | 40 |
| Mecanismo de poleas | 6 | 4 | 3 | 5 | 18 |

Tabla 5. Matriz QFD, Material Ejes Lineales

| Ejes lineales | | | | |
|-------------------|--------|-----------|-------------|-------|
| | Precio | Oxidación | Resistencia | Total |
| Acero Inoxidable | 6 | 10 | 10 | 26 |
| Acero galvanizado | 8 | 8 | 8 | 24 |
| Acero al carbono | 10 | 0 | 6 | 16 |
| Acero plata | 10 | 0 | 7 | 17 |

Tabla 6. Matriz QFD, Mecanismo de transmisión de potencia

| Mecanismo de transmisión de potencia | | | | | |
|--------------------------------------|--------|--------------------|-----------|---------|-------|
| | Precio | Cantidad de piezas | Maquinado | Calidad | Total |
| Sistema manivela, biela, corredera | 10 | 8 | 8 | 7 | 33 |
| Kit de Arrastre | 8 | 8 | 10 | 10 | 36 |
| Leva | 5 | 9 | 6 | 5 | 25 |

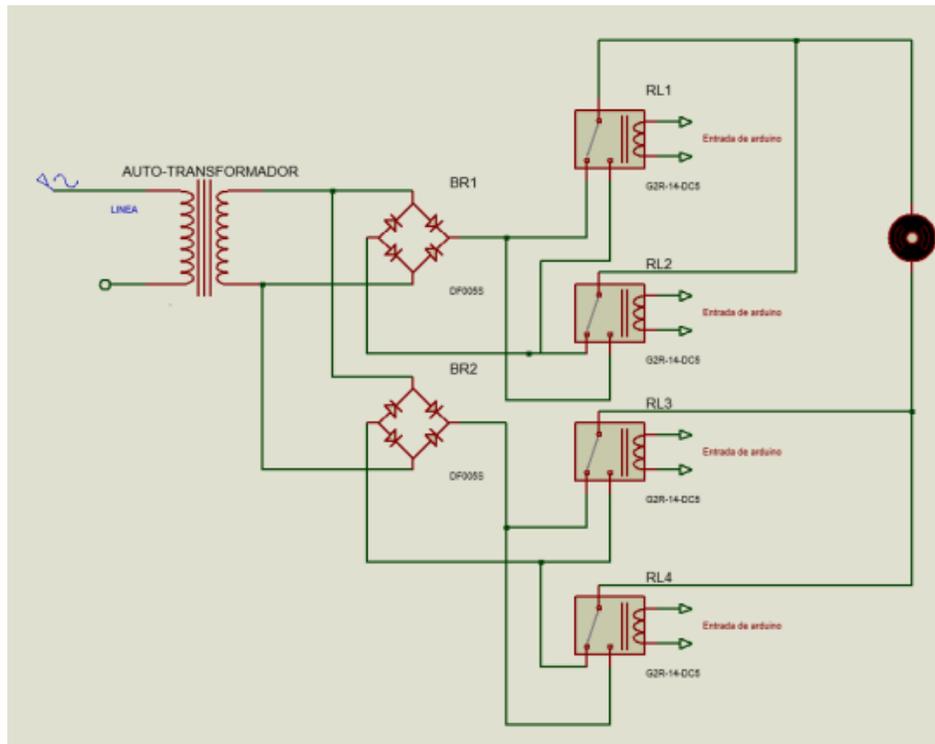
Tabla 7. Matriz QFD, Uniones

| Uniones | | | |
|--------------------------|--------|---------|-------|
| | Precio | Calidad | Total |
| Soldadura | 5 | 3 | 8 |
| Uniones de ejes lineales | 10 | 9 | 19 |

6.2 Diseño eléctrico

Una vez finalizada la estructura mecánica, se prosigue con el diseño eléctrico, para la alimentación del mecanismo de potencia se hizo uso de las siguientes conexiones de los componentes descritos a continuación.

Figura 18. Diagrama de conexiones de potencia



Como se puede ver en la figura 18, se realiza la conexión de dos puentes rectificadores en paralelo a las terminales del autotransformador, la salida de la onda Dc de estos se conecta a un módulo relé para realizar el cambio de giro, los comunes de cada uno de ellos disponen de las terminales del motor y según el estado en el que se encuentren girará en un sentido de Nc (normalmente cerrado) u otro en Na (normalmente abierto).

Mencionando el diseño eléctrico, el principal problema generado en el funcionamiento pasivo es el suministro de corriente al motor de potencia, es demasiado alta debido a que el sistema necesita cambios de giro bruscos sin disminución de velocidad, lo que forzaba al motor a romper la inercia del movimiento hacia un sentido para cambiarlo al otro.

El motor genera picos de corriente de aproximadamente 30 [A], lo que llevó a replantear varias veces el modelo eléctrico inicial, debido a que algunos componentes pensados en primera instancia por potencia, no eran capaces de resistir estos cambios y la adquisición de otros se salían del presupuesto.

Autotransformador: Alimenta dos puentes de rectificadores puestos en paralelo, para así soportar la corriente necesaria del sistema permitiendo el cambio de giro instantáneo al invertir la polaridad del motor de potencia, para ello se hizo uso de un autotransformador trifásico como se muestra en la figura 19.

Figura 19. Autotransformador trifásico



Relés y rectificador: Para la alimentación del motor de potencia se hizo necesario de dos módulos relés de 30 [A] debido a la demanda de los picos al realizar los cambios de giro mediante la configuración en paralelo de estos. Igualmente se utilizaron un par de rectificadores de onda de 25 [A] con la misma configuración de conexiones, para dividir la carga de intensidad que pasan por ellos, al final se seleccionaron el puente rectificador KBPV2506 y el módulo relé SLA-05VD-SL-C.

Una vez definidos cada uno de los componentes para la realización del circuito de potencia, se prosiguió a conectarlos como se muestra a continuación, el calibre de cable es 14 AWG, se usaron conectores de cobre en cada punta que van a los puentes rectificadores y a los módulos relés. Para el control y cambio de giro se usó un Arduino Uno, alimentado externamente con una fuente Dc de 12V, tal como se muestra en la figura 20.

Figura 20. Conexiones del sistema de potencia



Sensores: El circuito de sistema de control esta compuesto por tres sensores ultrasónicos HC-SR04, realizan la función de medir la separación de las placas (Ms desde la placa estática superior, la Mus desde la placa Ms y la Zr desde la Mus), obteniendo de esta forma la distancia en tiempo real de cada una de ellas. Un sensor infrarrojo VL53L0X, cumple con la tarea de evaluar dos puntos de interés para el cambio de giro del motor de potencia, 165 a 275 [mm], estas distancias serán los puntos evaluados con el Arduino Uno, para realizar la activación de los módulos relés. Los sensores ultrasónicos están conectados a un Arduino Mega que recibe los datos y estos son mandados a la herramienta Simulink de Matlab, mediante una respetiva corrección de la medida tomada por los sensores.

6.2.1 Matrices QFD

A continuación, se presentan las matrices QFD (Función despliegue calidad) correspondientes a la selección de componentes eléctricos. Donde la puntuación máxima corresponde a 10 y la puntuación mínima a 0. Estas fueron tenidas en cuenta para el diseño eléctrico final.

Tabla 8. Matriz QFD, Actuador y alimentación de potencia

| Actuador y potencia | | | | |
|---------------------|---------|--------|--------------------------------|-------|
| | Calidad | Precio | Facilidad de instalación e uso | Total |
| Motor eléctrico | 10 | 10 | 10 | 30 |
| Pistón Neumático | 10 | 4 | 4 | 18 |
| Pistón Hidráulico | 10 | 5 | 5 | 20 |

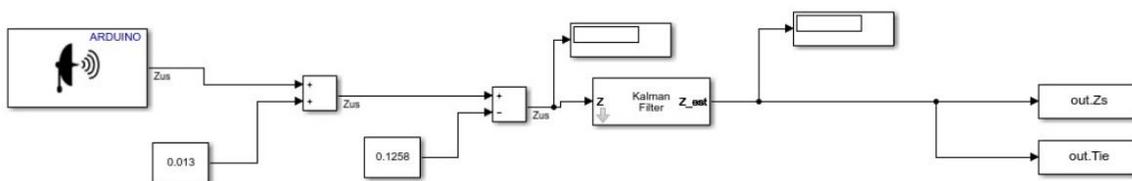
Tabla 9. Matriz QFD, Sistema de cambio de giro

| Sistema de cambio de giro | | | | |
|---|--------|---------|--------------------------|-------|
| | Precio | Calidad | Facilidad de Instalación | Total |
| Módulo puente H de alta potencia | 3 | 10 | 10 | 23 |
| Sistema de potencia realizado con relés | 10 | 8 | 7 | 25 |

6.3 Captación de Datos

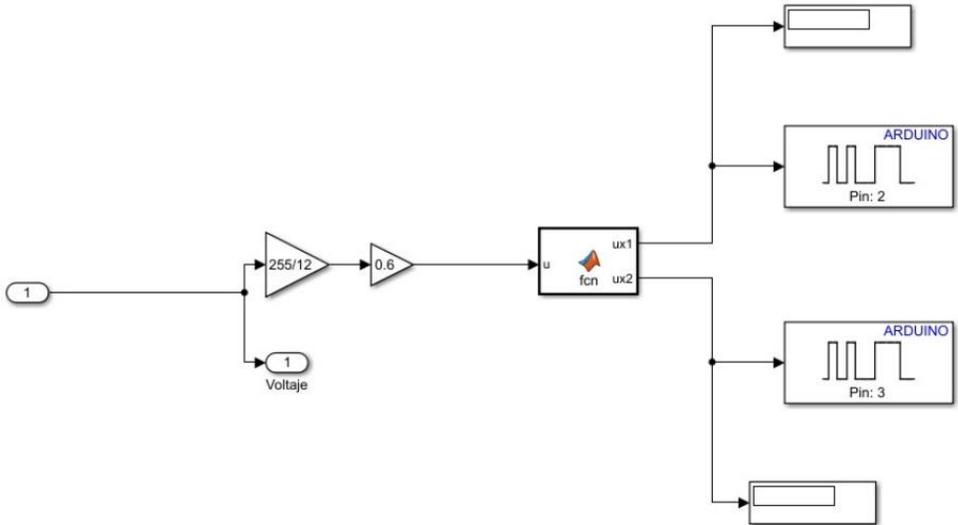
Para la captación de los datos y buscando obtener una mejor respuesta, se diseñó un filtro del Kalman de 1×10^{-6} para eliminar el ruido de la señal implícito por las vibraciones y la longitud del cable de los sensores, al igual que haciendo uso del bloque de Simulink para sensores ultrasónicos se realizó una suma inicial de 0,013 [m], con el fin de eliminar el desfase de las lecturas medidas, después una resta con la finalidad de que los datos iniciaran lo más aproximado a cero, con ese fin se descuenta la distancia inicial de la separación de las placas. Cabe recalcar que los datos fueron tomados a un periodo de muestreo de 10 [ms], manteniendo una buena lectura y sin saturar la capacidad del Arduino Mega.

Figura 21. Configuración de bloques para el sensado de Zs



Para el funcionamiento del motor, se hizo uso de los bloques de Simulink para Arduino, donde cuentan inicialmente con una ganancia que convierte el voltaje [V_a] en PWM, seguida de otra ganancia que permite cambiar el porcentaje de este. Se programó un *Matlab Fcn* que permitiera enviar la acción de control en un sentido u otro, logrando de esta forma el cambio de giro requerido.

Figura 22. Configuración de bloques del PWM



7. Modelo matemático y técnicas de control

En este ítem se describen las ecuaciones usadas para el modelamiento matemático que describe el comportamiento del sistema diseñado, una introducción de las estrategias de control implementadas y resultados de simulaciones realizadas con la planta escogida.

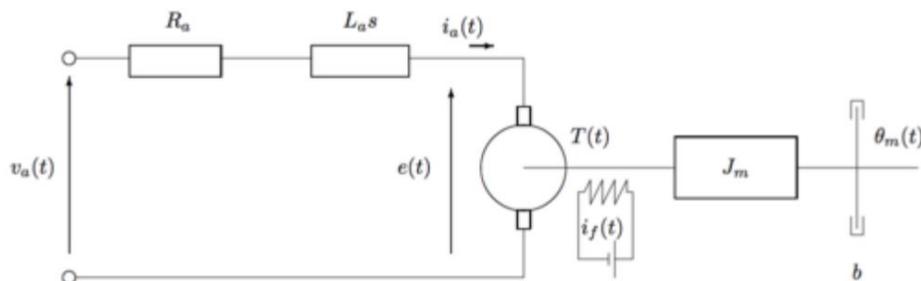
7.1 Caracterización del modelo de la suspensión activa

A continuación, se explica el modelo matemático del motor Dc (actuador), la relación mecánica que lo une a la suspensión (tornillo de potencia) y el sistema de suspensión, para luego acoplarlo y generar el espacio de estados del modelo.

7.1.1 Modelo matemático del motor Dc

Un motor de corriente continua está formado por un estator o inductor que es la parte fija del motor y un rotor o inducido que es la parte móvil. El motor a utilizar es de excitación separada, cuya característica principal es la bobina que genera el campo magnético no se encuentra dentro del circuito de este, es decir no existe conexión eléctrica entre el rotor y el estator como se muestra en la siguiente figura 23.[7]

Figura 23. Modelo matemático del Motor DC



La armadura del motor DC se modela como si tuviera una resistencia R_a en serie con una inductancia L_a que representa la inductancia de la bobina de la armadura, y una fuente de alimentación V_a que representa la tensión generada en esta. [7] La primera ecuación se realiza haciendo un análisis de la malla del circuito:

$$L_a \frac{di_a(t)}{dt} = -R_a i_a(t) - E_a(t) + v_a(t) \quad (24)$$

Donde $E_a(t)$ (Fuerza contraelectromotriz [V]) es una tensión generada que resulta cuando los conductores de la armadura se mueven a través del flujo establecido por la corriente del campo. Naturalmente, toda potencia mecánica desarrollada en el

rotor se entrega a la carga mecánica conectado al eje del motor de Dc. Parte de la potencia desarrollada se pierde a través de la resistencia de la bobina del rotor, fricción, histéresis y pérdidas por corrientes de Foucault en el hierro.

Desde aquí las pérdidas por fricción y parte de la energía desarrollada es almacenada como energía cinética en la masa girante del rotor. La relación matemática de la sección mecánica viene dada por la ecuación 24 y 25.

$$J_m \frac{dw_m(t)}{dt} = -B_m w_m(t) + T_m(t) \quad (25)$$

Donde T_m es el torque, B_m es el coeficiente de fricción de la carga montados sobre el eje del motor, J_m es el momento de inercia total del rotor y de la carga con relación al eje, w_m es la velocidad angular y $\frac{dw_m(t)}{d(t)}$ es la aceleración angular.

Para poder lograr la interacción entre las ecuaciones anteriores se proponen las siguientes relaciones que asumen que existe una relación proporcional, K_a (Constante contraelectromotriz [$v/rad\ s$]), entre el voltaje inducido en la armadura y la velocidad angular del eje del motor como se muestra en la ecuación 26.

$$E_a(t) = K_a w_m(t) \quad (26)$$

Se considera la siguiente relación electromecánica que establece que el torque mecánico es proporcional, K_m (Constante de Torque [Nm/A]), a la corriente eléctrica que circula por el motor DC, descrita en la ecuación 27.

$$T_m(t) = K_m i_a(t) \quad (27)$$

7.1.2 Caracterización del tornillo de potencia

Una vez comprendidas las ecuaciones que describen el actuador implementado, se realiza la del tornillo de potencia en búsqueda de generar un modelo integrado que se acerque a la respuesta real de la planta, esta relaciona el μ coeficiente de rozamiento entre la rosca del tornillo con la tuerca y el d_m diámetro medio interno, en ella se busca transformar el torque de control del sistema, en una fuerza lineal que constituirá la entrada controlable.

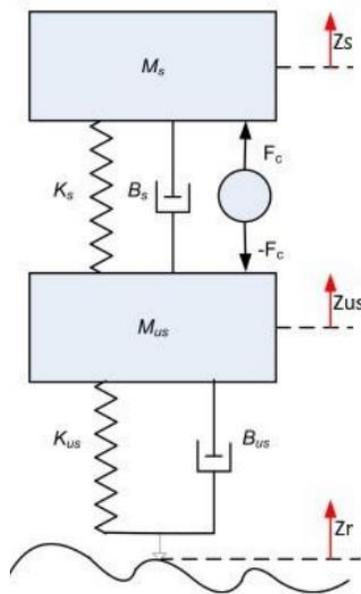
Se realiza la aclaración que la formula del tornillo de potencia se simplifico por motivo de buscar una buena respuesta en la identificación, tal como se muestra en la ecuación 28:

$$F_c = \frac{2T_m}{d_m \mu} \quad (28)$$

7.1.3 Modelo y simulación de un cuarto de suspensión activa

Finalmente, luego de describir el comportamiento del actuador y su medio de intervenir en la planta, se realiza el modelo de la estructura mecánica [9], esta caracterización ofrece una representación adecuada del problema a controlar, las variaciones de carga en las ruedas y las fuerzas en el sistema de suspensión. Sin considerar el amortiguamiento del neumático en el modelo de un cuarto del vehículo, la teoría de control establece limitaciones debido a la falta de adaptabilidad de los coeficientes de la función de transferencia normalizada [10]. Si se considera el amortiguamiento de la rueda, se logra reducir la aceleración vertical de la masa suspendida sin incrementar la carrera de la suspensión y la deflexión de la llanta [11]. La suspensión activa puede ser modelada como un sistema doble masa-resorte-amortiguador, como se muestra en la figura 24. Las variables introducidas representan: Z_r el desplazamiento del camino, Z_{us} el desplazamiento del neumático, Z_s el desplazamiento del chasis, F_c la fuerza del actuador, al igual que las constantes que representan cada fuerza interna: B_s y B_{us} la amortiguación del chasis como de la rueda, K_s y K_{us} constante de los resortes del chasis y rueda.

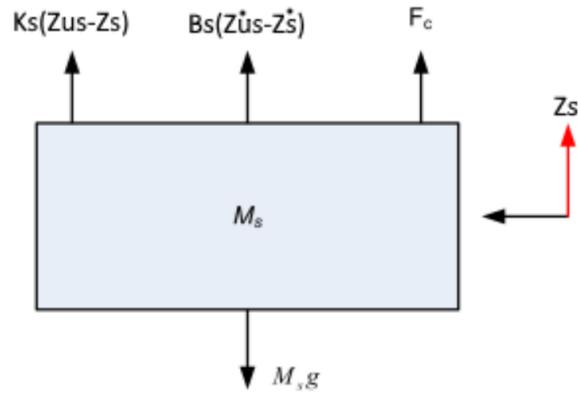
Figura 24. Sistema doble masa-resorte-amortiguador de una suspensión activa [13]



Para averiguar las ecuaciones de movimiento de este sistema, se debe determinar el diagrama de cuerpo libre para cada masa que se planteó en el diagrama. Hay dos masas en el sistema y las fuerzas aplicadas a cada una de ellas deben dibujarse en los diagramas. Allí serán dos ecuaciones de movimiento donde se asumirá que todas las condiciones iniciales son cero. El diagrama de cuerpo libre para la masa del chasis M_s se relaciona en la figura 25 y 26. Las fuerzas aplicadas en M_s se deben a la fuerza del resorte (K_s), la fuerza de amortiguamiento (B_s), la fuerza de

control (F_c) y la gravedad (g), cabe aclarar que la gravedad solo afectará los puntos de equilibrios más no la dinámica del sistema.

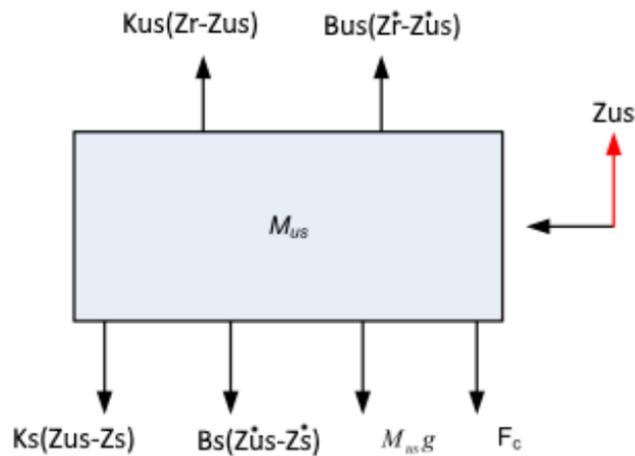
Figura 25. Diagrama de cuerpo libre de la masa M_s



Realizamos la representación matemática del diagrama de cuerpo libre de M_s :

$$M_s \ddot{z}_1 = B_s(\dot{z}_{us} - \dot{z}_s) + F_c - K_s(z_s - z_{us}) \quad (29)$$

Figura 26. Diagrama de cuerpo libre de la masa M_{us}



Realizamos la representación matemática del diagrama de cuerpo libre de M_{us} :

$$M_{us} \ddot{z}_{us} = B_s(\dot{z}_s - \dot{z}_{us}) + B_{us}(\dot{z}_r - \dot{z}_{us}) - F_c - K_s(z_{us} - z_s) - K_{us}(z_{us} - z_r) \quad (30)$$

7.1.4 Determinación del modelo matemático de la suspensión

Una vez planteada las ecuaciones que rige cada modelo (motor, tornillos de potencia y el cuarto de suspensión activa vehicular), se procede a determinar el espacio de estado, razones de cambio y matrices que describen el sistema en conjunto, tal como se muestra a continuación:

Estados

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_m \\ i_a \\ Z_s \\ \dot{Z}_s \\ Z_{us} \\ \dot{Z}_{us} \end{bmatrix} \quad (31)$$

Entradas y salidas del sistema

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_r \\ Z_r \\ V_a \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$y = [x_3] \quad (33)$$

Razones de cambio

Se realiza el reemplazo de la fuerza de control (F_c) por el modelo del tornillo de potencia de la ecuación 34, con el fin de generar una relación entre el modelo del motor y de la suspensión activa, obteniendo las siguientes razones de cambio:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m} (K_m x_2 - B_m x_1) \\ \frac{1}{L_a} (v_a - R_a x_2 - K_a x_1) \\ \frac{x_4}{M_s} \\ (B_s(x_6 - x_4) + \frac{2K_a x_2}{d_m \mu} - K_s(x_3 - x_5))/M_s \\ \frac{x_6}{M_{us}} \\ (B_s(x_4 - x_6) + B_{us}(\dot{Z}_r - x_6) - \frac{2K_a x_2}{d_m \mu} - K_s(x_5 - x_3) - K_{us}(x_5 - Z_r))/M_{us} \end{bmatrix} \quad (34)$$

Espacio de estados de la suspensión activa

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} \frac{-B_m}{J_m} & \frac{K_m}{J_m} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-K_a}{L_a} & \frac{-R_a}{L_a} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2K_a}{d_m\mu M_s} & \frac{-K_s}{M_s} & \frac{-B_s}{M_s} & \frac{K_s}{M_s} & \frac{B_s}{M_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{-2K_a}{d_m\mu M_{us}} & \frac{K_s}{M_{us}} & \frac{B_s}{M_{us}} & \frac{-(K_s+K_{us})}{M_{us}} & \frac{-(B_s+B_{us})}{M_{us}} \end{bmatrix} \\
 B &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_a} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{B_{us}}{M_{us}} & \frac{K_{us}}{M_{us}} & 0 \end{bmatrix} \\
 C &= [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \\
 D &= [0]
 \end{aligned} \tag{35}$$

7.2 Determinación de parámetros del modelo

Una vez finalizada la etapa de modelamiento de la matemática, se procede a determinar los parámetros relacionados en ella, se caracterizó el comportamiento de la planta de forma experimental variando el voltaje del actuador, generando un vector de respuesta de la placa a controlar Z_s , luego se comparó esta respuesta con la del modelo, haciendo uso de unas constantes aproximadas tomadas de fichas técnica y valores medidos, se aproximó con el algoritmos de la herramienta Simulink para hacerlas converger.

Figura 27. Configuración simulink comparación planta experimental vs simulado

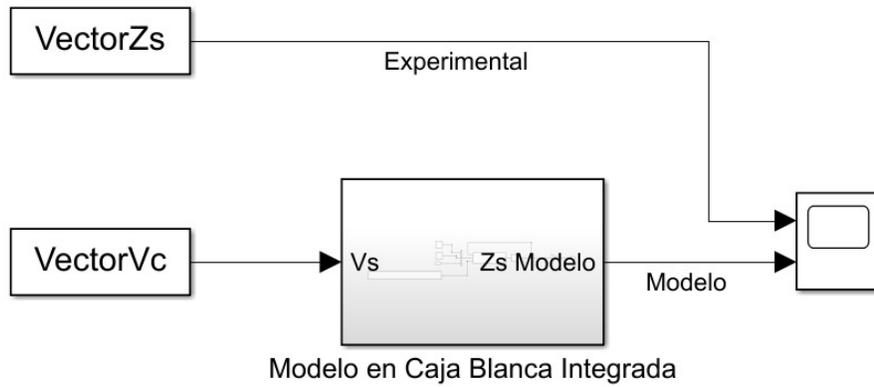
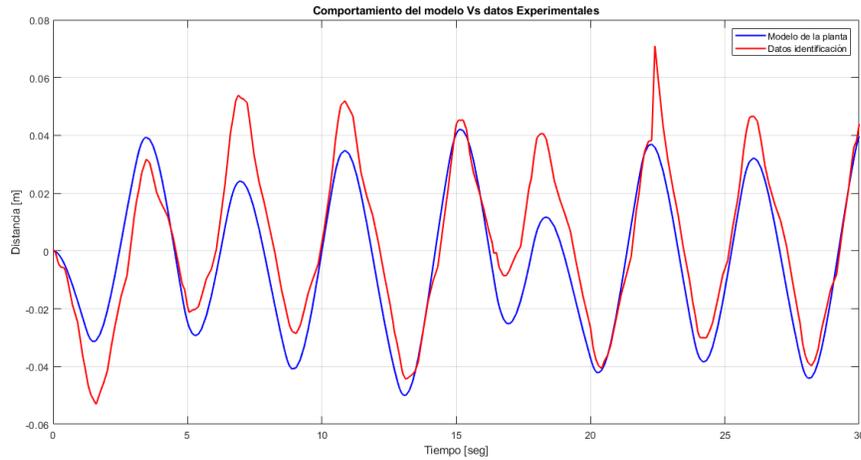


Figura 28. Comparación datos de planta experimental vs simulados



Los parámetros encontrados son las siguientes:

Tabla 10. Parámetros

| Parámetros | Peso numérico | Unidades |
|------------|---------------|-------------|
| B_m | 0.5 | $N * m * s$ |
| B_s | 4.6849 | $N * s/m$ |
| B_{us} | 91.9552 | $N * s/m$ |
| K_s | 6.2025 | N/m |
| K_m | 0.0035 | $N * m/s$ |

| | | |
|----------|---------|-------------|
| K_a | 0.0713 | $V * s/rad$ |
| K_{us} | 50.6305 | N/m |
| J_m | 5 | $Kg * m^2$ |
| L_a | 0.04 | H |
| M_s | 4.5 | Kg |
| M_{us} | 0.8 | Kg |
| R_a | 24 | Ω |
| d_m | 0.0098 | m |
| μ | 1.2452 | - |

Figura 29. Respuesta al step del modelo

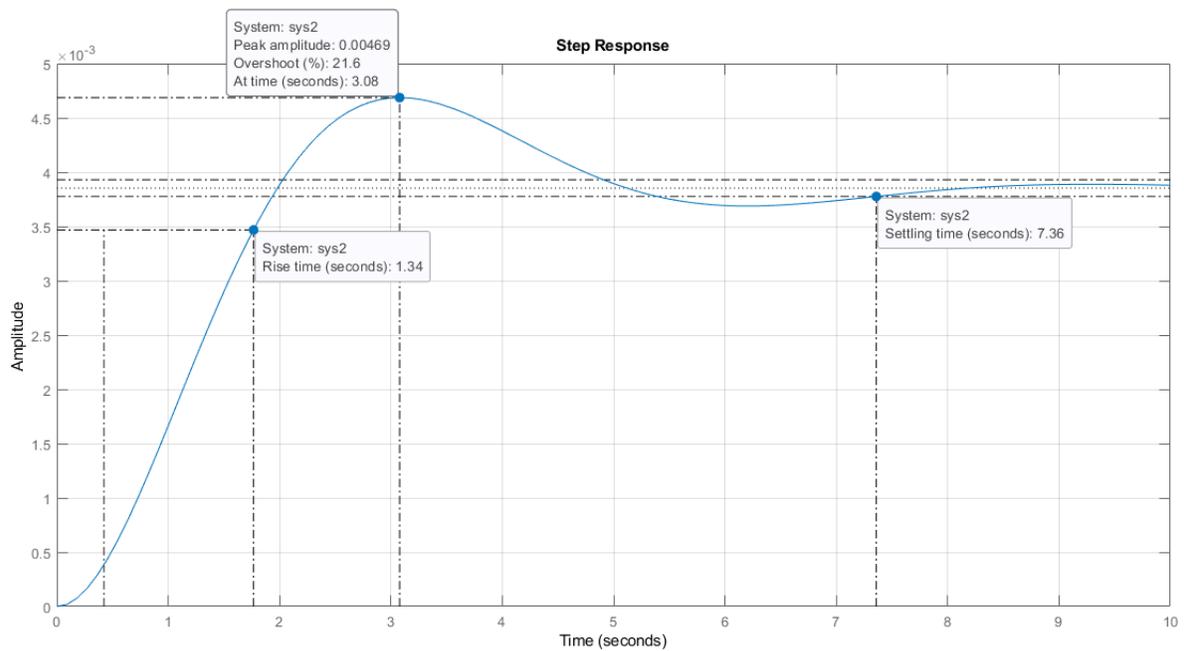
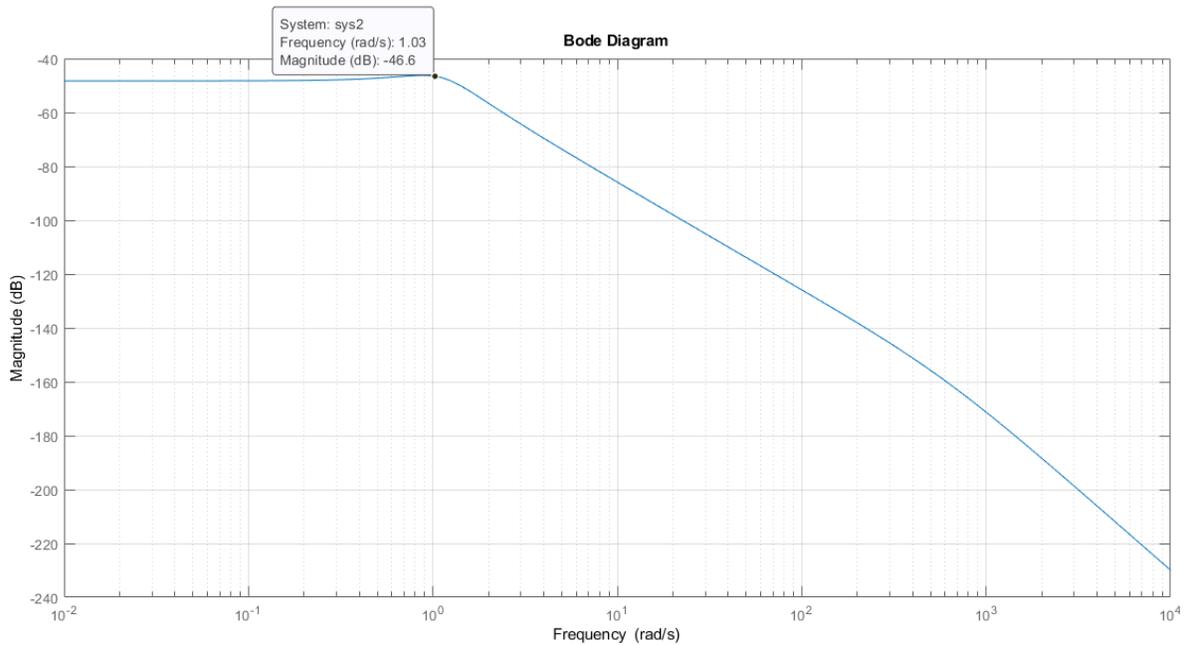


Figura 30. Respuesta en frecuencia del modelo



Una vez conocido el modelo matemático que rige el sistema y estimados los parámetros que generan una respuesta aproximada a la real, se realiza la simulación del comportamiento del sistema ante el Step, de esta forma podemos conocer la ganancia, que posee un comportamiento oscilatorio, el tiempo de estabilización es de 7.36 [s] y el bode, para la determinación de la frecuencia de resonancia, como se muestra en las figuras 29 y 30.

7.3 Matrices numéricas del modelo matemático en continua

Para el diseño y aplicación de las estrategias de control y una vez conocido el sistema al que se desea controlar, se determinan las matrices numéricas:

$$A = \begin{bmatrix} -0.1 & 0.0007 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1.7825 & -600 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1275 & -1.3783 & -1.0411 & 1.3783 & 1.0411 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -0.717 & 7.7531 & 5.8561 & -71.0412 & -120.8001 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 25 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 114.944 & 63.2881 & 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$C = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

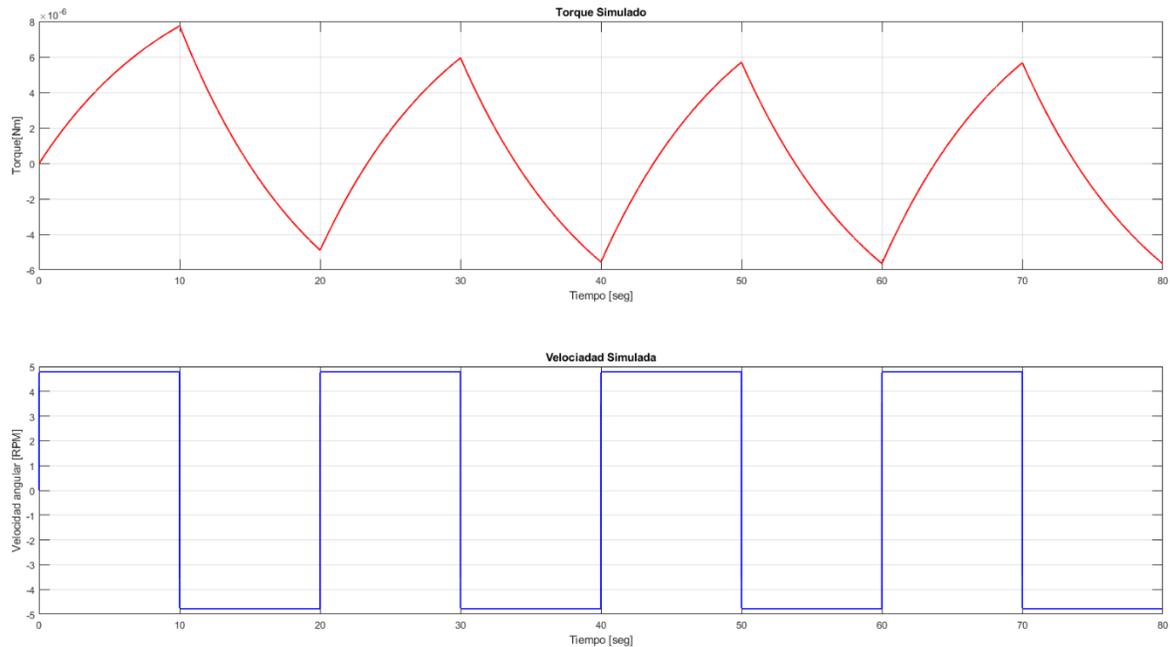
$$D = [0]$$

Un factor diferencial entre el sistema simulado y real, está dado por la ecuación 37, esto debido a que la inercia de la masa no fue tomada en cuenta, por tanto, esto genera una disminución en la corriente simulada con respecto a la real. La inercia debió ser tomada en cuenta como la sumatoria de la inercia del motor más la de las masas, añadiendo el factor de la ecuación 37.

$$J = \frac{W}{g} \left(\frac{L}{2\pi}\right)^2 \quad (37)$$

Además, también se anexa el comportamiento simulado de torque y velocidad angular, dando como resultado un sobredimensionamiento del motor actuador.

Figura 31. Torque y velocidad angular simulados del actuador



7.4 Estrategias de Control Planteadas

Ya finalizada la etapa de parametrización y determinación de una planta que represente el sistema al que se desea controlar, se prosigue con el diseño de las estrategias seleccionadas y con objeto de estudio, donde a través de modelos matemáticos, se analizan, estima y verifica el funcionamiento de un proceso, con la finalidad de que sus salidas cumplan los requerimientos deseados.

Durante todo este procedimiento siempre se consideran los criterios de ingeniería: la solución más simple es la mejor, nada sustituye a la intuición y a la experiencia.

7.4.1 Planteamiento del problema del sistema de control

Diseñar tres estrategias de control lineal (LQG [Control Lineal cuadrático gaussiano], PID [Controlador proporcional, integral y derivativo], Técnica de control robusto loop-shaping) y un control no lineal (Control por modos deslizantes), para realizar tres pruebas a diferentes frecuencias en el prototipo construido.

Estos controles, en la frecuencia de diseño deben reducir las oscilaciones generadas activamente, y a partir de la respuesta al escalón deben cumplir las siguientes características:

- Tiempo de establecimiento alrededor de 10 [s].
- Sobrepaso menor al 20%.
- Error en estado estable 10%.
- Diseñadas en la frecuencia intermedia de 0.294 [Hz], para realización de pruebas de comportamiento en (0.192, 0.294, 0.344 Hz).
- Garantizando estabilidad con cambios en la masa del chasis de 2[Kg].
- Con un rango de ganancia mínimo de 4 [cm].
- Acción de control igual o menor a 12[V].

A continuación, se plantearán las distintas estrategias de control propuestas con la finalidad de cumplir a cavidad con dichas tareas.

7.5 Controlador LQG implementado

El controlador LQG fue diseñado en tiempo discreto de 0.1[s], a partir de la discretización del modelo matemático anteriormente hallado. El control consta de dos matrices Q y R. La matriz Q es cuadrada de tamaño 7x7 ya que corresponde al número de estados, en este caso 6 más las variables a controlar, en este modelo una. Las ganancias de Q corresponden a su diagonal.

La matriz R es de tamaño 1x1 debido a que solo se controla una variable. Estas ganancias son halladas de manera iterativa, comprobando la respuesta en el sistema por medio de un escalón, ajustando de este modo la estabilidad, velocidad y comportamiento del controlador.

Figura 32. Código diseño control LQG

```

% Seguimiento por espacio de estados
% Matriz de controlabilidad
n = 6 % Numero de estados
p = 1 % Numero de actuadores
r = 1 % Variables a controlar
Ghat = [GL, zeros(n,r);
        -CL*GL, eye(r)]
Hhat = [HL;
        -CL*HL]
Mc = ctrb(Ghat,Hhat)
rank(Mc) % El rango de la matriz es n+r

Q = diag([1 1 1 1 1 1 39000]) % Matriz diagonal de tamaño n+r
R = diag([65])
[K,S,E] = dlqr(Ghat,Hhat,Q,R)
Kes = K(:,1:n)
Ki = -K(:,n+1:end)

% Modelo lineal en lazo cerrado para seguimiento

AA = [GL - HL*Kes, HL*Ki;
      -CL*GL + CL*HL*Kes, eye(r)-CL*HL*Ki]
eig(AA)
BB = [zeros(n,r);
      eye(r)]
CC = [CL, zeros(r,r)]
DD = zeros(r,r);
sys_new = ss(AA,BB,CC,DD,Tm)
figure(3)
step(0.03*sys_new)
grid

% Accion de control
CC1 = [-Kes Ki]
CC1 = -K
DD1 = zeros(p,r);
sys_u = ss(AA,BB,CC1,DD1,Tm)
figure(4)
step(0.03*sys_u)
grid

```

En la figura 32 se agrega el código en Matlab para realizar el diseño del control LQG, donde primero se modifica las matrices Q y R y luego se analiza su respuesta al step y su respectiva acción de control.

Por último, se anexa una matriz L correspondiente al filtro de Kalman, la función de este filtro es mejorar la precisión del controlador, siendo diseñado para alterar lo menor posible la repuesta del LQR. El código del diseño de L se observa en la figura 33.

Figura 33. Código filtro de Kalman

```

% Kalman
sys_new = ss (GL, [HL HL], CL, [DL DL], Tm)
Qn = diag([1]) % ruido del actuador
Rn = diag([1]) % ruido del sensor
[sys_obv, L, S] = kalman(sys_new, Qn, Rn)
eig(sys_obv.a)
eig(GL-L*CL)

```

Una vez diseñado el controlador las respuestas del escalón y acción de control son las siguientes:

Figura 34. Respuesta al escalón control LQG.

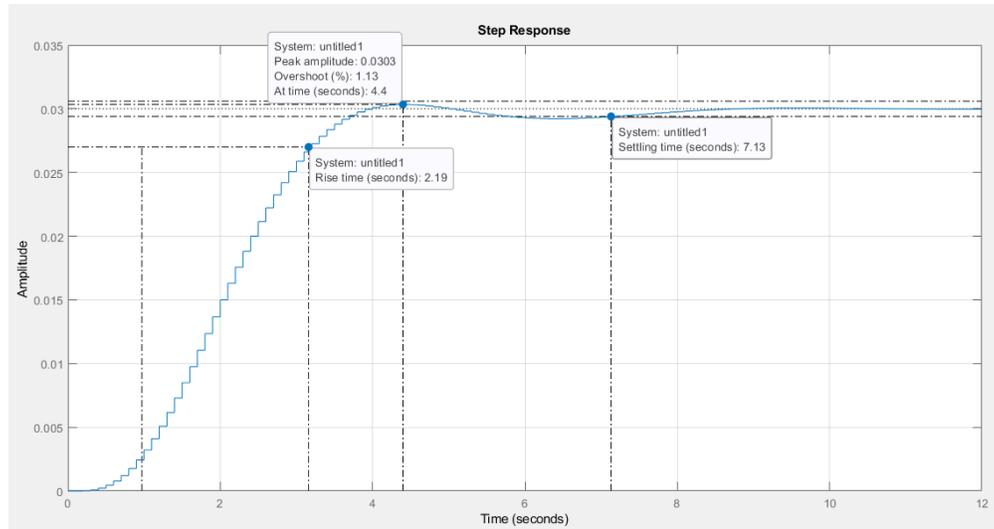
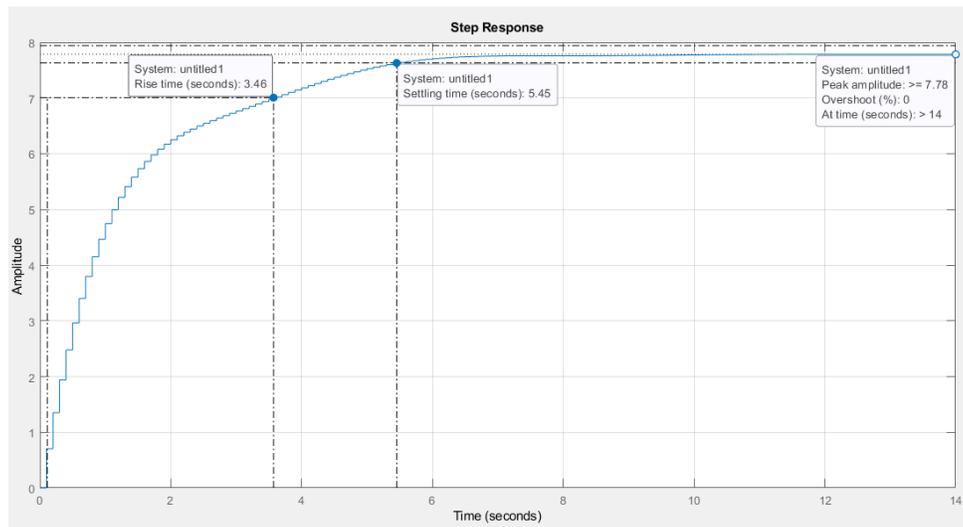


Figura 35. Acción de control LQG.



Las matrices numéricas Q y R , son las siguientes:

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 39000 \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$R = [65]$$

De igual forma, para el diseño del observador se obtienen las matrices de ganancias que dominan el comportamiento de este, como se muestra en la ecuación 39.

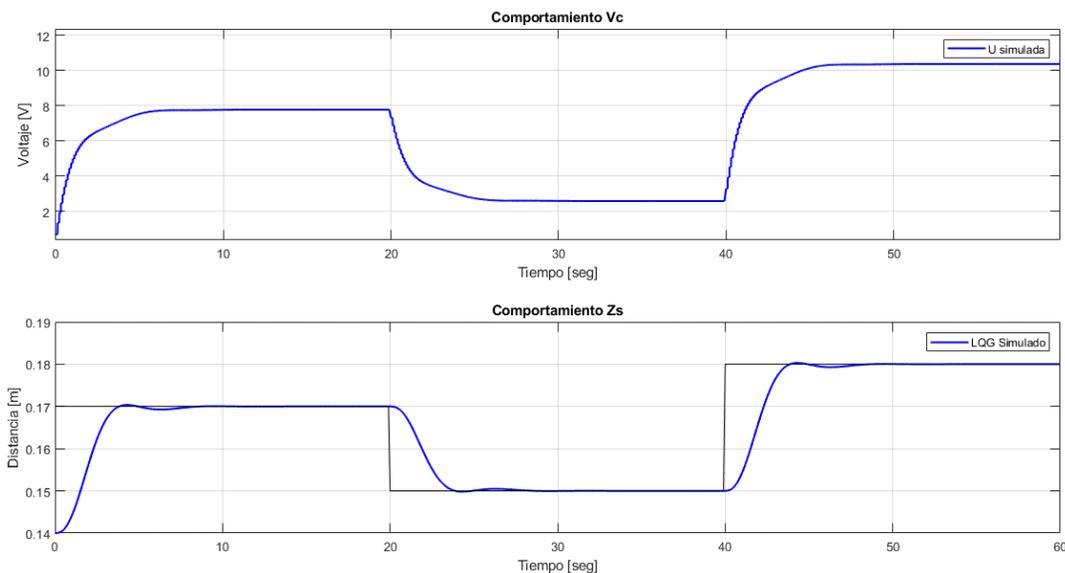
$$L = 1e^{-6} * \begin{bmatrix} 0.0103 \\ 0 \\ 0.9535 \\ -0.1172 \\ 0.02 \\ 0.0445 \end{bmatrix} \quad (39)$$

Además de esto, se agrega una ganancia anti windup de 0.95 para evitar la sobrecarga integradora en la acción de control.

7.5.1 Control LQG simulado

A continuación, para cada controlador se simula la respuesta simulada con variación de setpoint, para comprender el comportamiento teórico que tendría esta respuesta en la planta. En los anexos se agrega los simulinks de cada una de estas figuras.

Figura 36. Respuesta simulada, variación de setpoint LQG

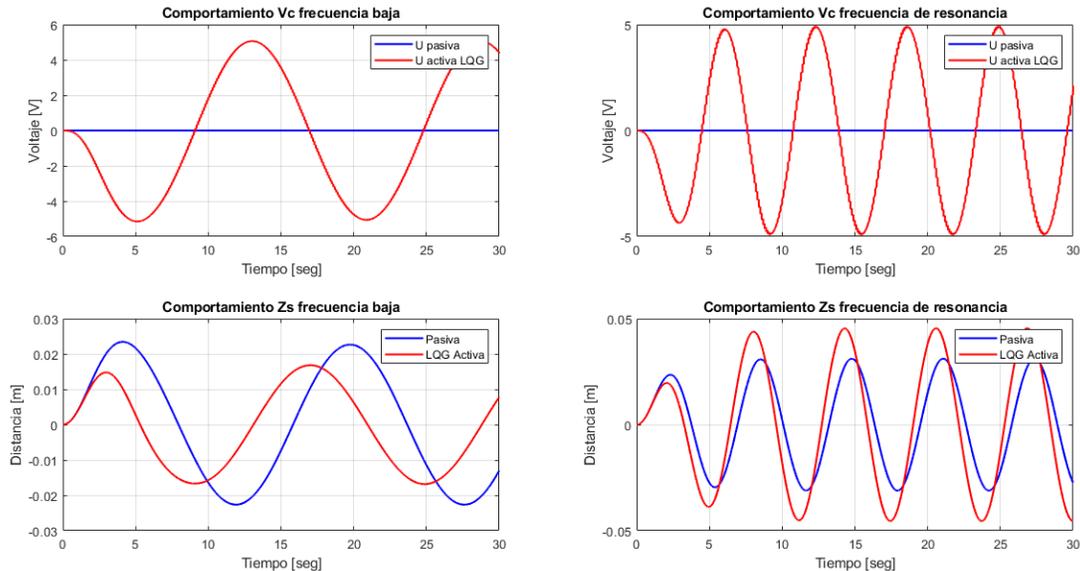


En la primera sección de la figura 36 se presentan la acción de control simulada, en ella se puede evidenciar que no se satura y no requiere que el actuador genere cambio de giro.

En la parte inferior se anexa la respuesta a cambios de setpoint sin perturbación, la simulación del modelo presenta buen seguimiento de la referencia, presenta un mínimo sobrepaso del 8% y un tiempo de estabilización del 5 seg.

De igual forma, se analiza el comportamiento de esta estrategia ante la frecuencia de resonancia e inferior a ella, para evidenciar la eficiencia del LQG ante estos puntos críticos.

Figura 37. Respuesta a diferentes frecuencias LQG

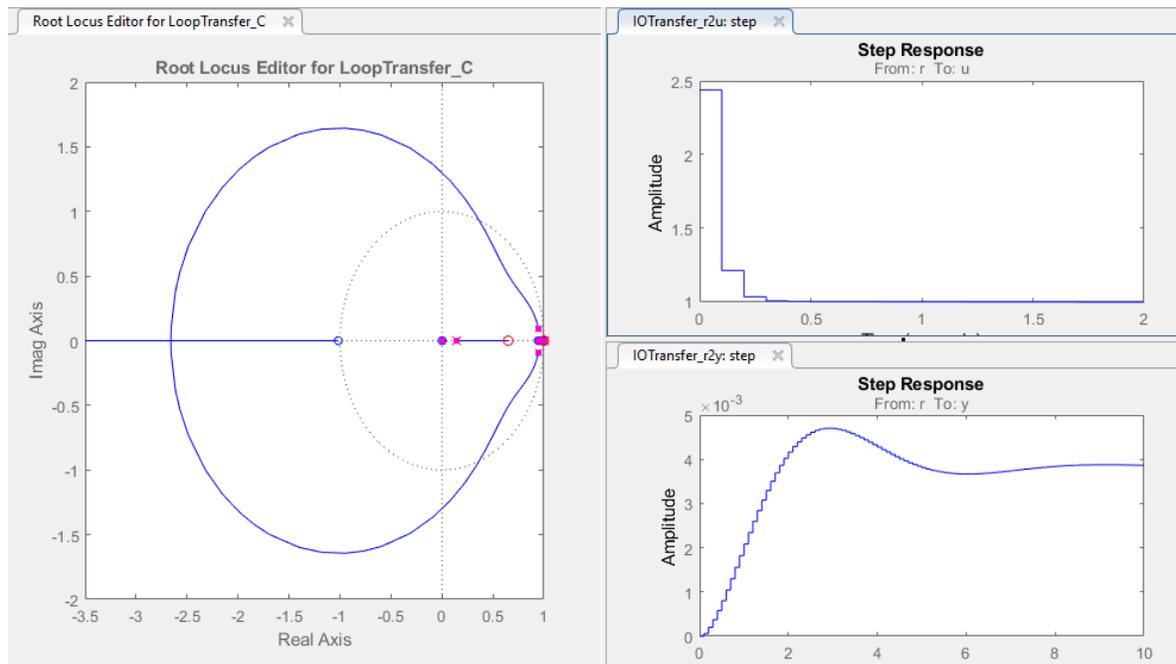


Analizando la comparación simulada entre la respuesta pasiva y activa de la suspensión a diferentes frecuencias como se muestra en la figura 37. La frecuencia baja es 0.4 [rad/s] y la de resonancia es 1 [rad/s]. La respuesta a baja frecuencia si reduce las oscilaciones en 2 [cm], mientras que en resonancia la activa empeora el comportamiento.

7.6 Controlador PID implementado

El control PID es diseñado en discreta con un tiempo de discretización de 0.1[s], realizado en la herramienta Toolbock de sisotool, como lo muestra la figura 38, donde se genera la respuesta en frecuencia del control, con el modelo matemático de cada polo y cero, y también la acción de control y la respuesta al escalón. El control PID corresponde a una función de transferencia, que al agregar ceros o polos se modifica la respuesta generada.

Figura 38. Controlador PID diseñado en Sisotool



Una vez diseñado el controlador se evalúa por código en Matlab para verificar su respuesta, dando los resultados de la figura 40 y 41.

Figura 39. Código Matlab control PID

```

%% PID
z=tf('z',Tm);
Gcon=(397.59*(z^2 - 1.65*z + 0.6851))/((z-1)*(z-0.1466))
% Respuesta al escalon
T21 = feedback(Gcon*Gz1,1);
U21 = feedback(Gcon,Gz1);
figure(1)
step(0.03*T21)
grid
figure(2)
step(0.03*U21)
grid

```

Figura 40. Respuesta al escalón del control PID

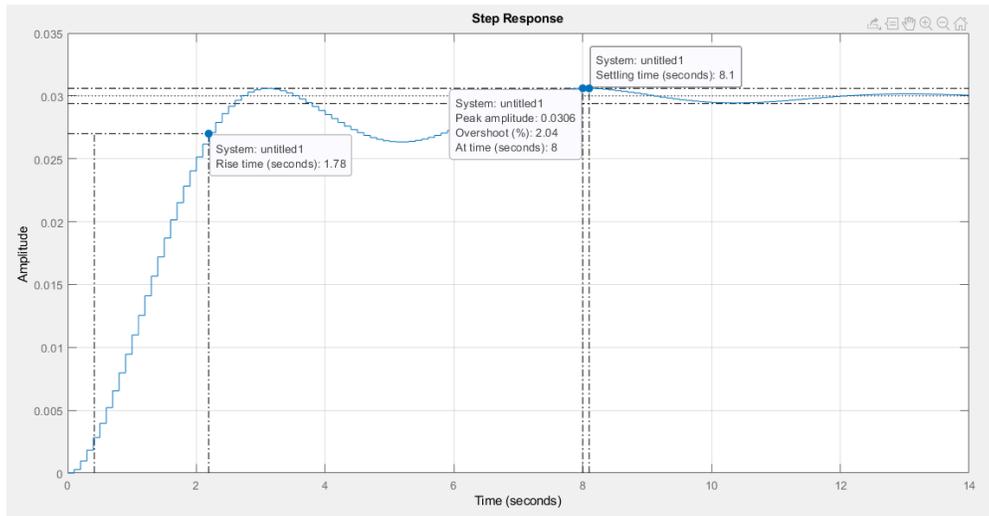
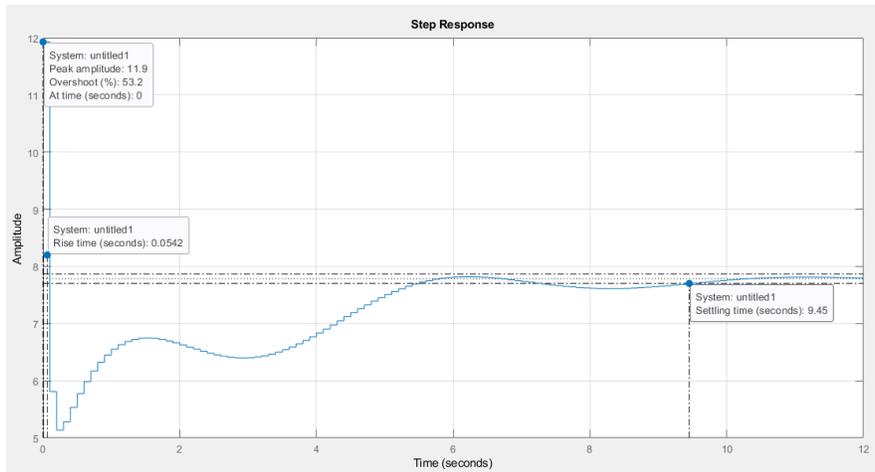


Figura 41. Respuesta de la acción de control PID



La función de transferencia del controlador PID diseñado por la Toolbox de *sisotool*, es la siguiente:

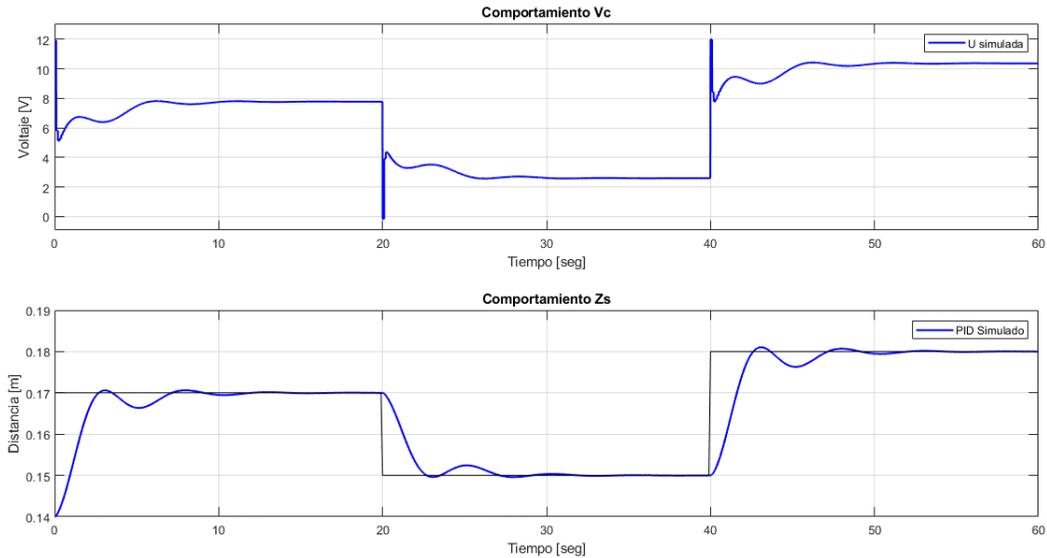
$$G_{con} = \frac{397.6z^2 - 656z + 272.4}{z^2 - 1.147z + 0.1466} \quad (40)$$

Además de esto, se agrega una ganancia anti windup de 0.95 para evitar la sobrecarga integradora en la acción de control.

7.6.1 Control PID simulado

Respuesta a variación de setpoint sin perturbación del controlador PID implementado:

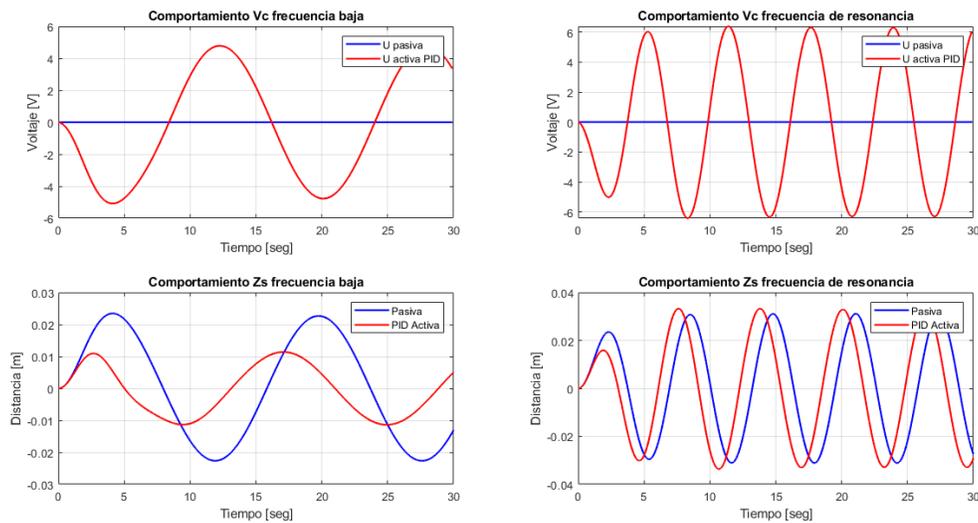
Figura 42. Respuesta simulada, variación de setpoint PID



El controlador PID comparado con el LQG tiene una mayor variación en su respuesta simulada, en la acción de control la respuesta es similar que el LQG. Los tiempos de esta respuesta ronda los 6 seg, con sobrepaso mínimo de 2%.

Respuesta a frecuencia de 0.4 [rad/s] y de resonancia 1 [rad/s] del controlador PID:

Figura 43. Respuesta a diferentes frecuencias PID



El controlador por debajo de la frecuencia de resonancia logra disminuir las oscilaciones, tiene un buen comportamiento a cambios provocados por esta. En cambio, la frecuencia de resonancia no lograr mantener el sistema controlado, al contrario, aumenta las oscilaciones como se tenía previsto en este punto de interés.

7.7 Técnica de control robusto Loop Shaping implementado

La técnica de control robusto está compuesta por una función de transferencia que modifica la respuesta del modelo del sistema, en este control se evalúa la respuesta en frecuencia por medio de un diagrama de bode y se modifica para evitar las frecuencias altas y bajas manteniendo las medias para un diseño final en la figura 44. A partir de este diseño se genera la respuesta al escalón y la acción de control como se observa en la figura 45 y 46.

Figura 44. Respuesta en frecuencia para el diseño del control

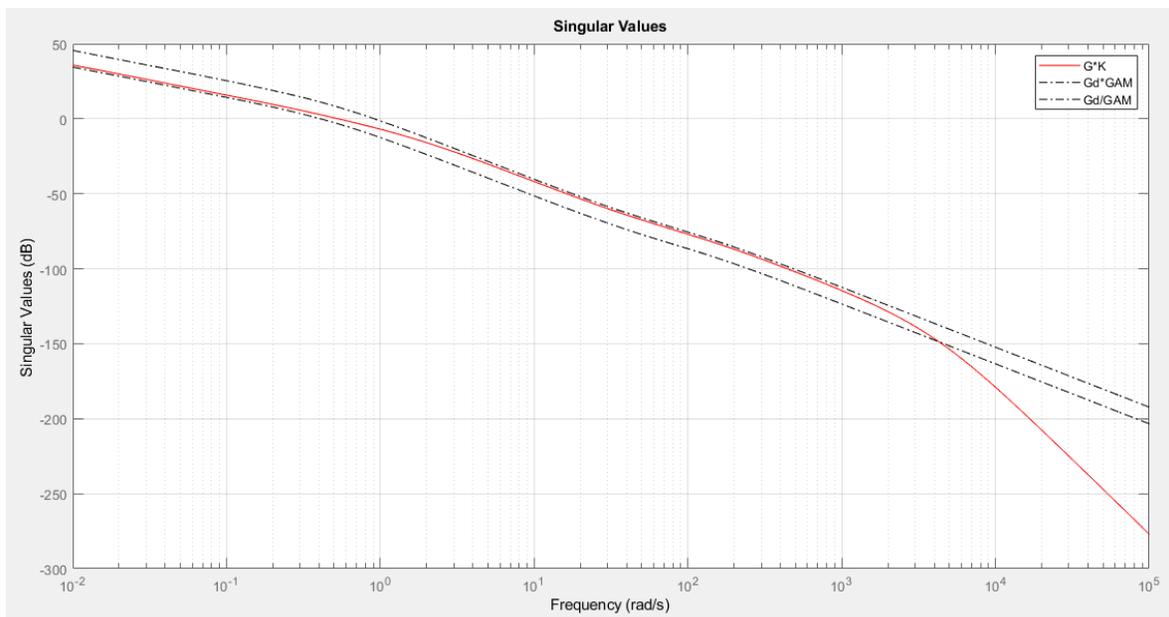


Figura 45. Respuesta al escalón de la técnica de control robusto Loop.shaping

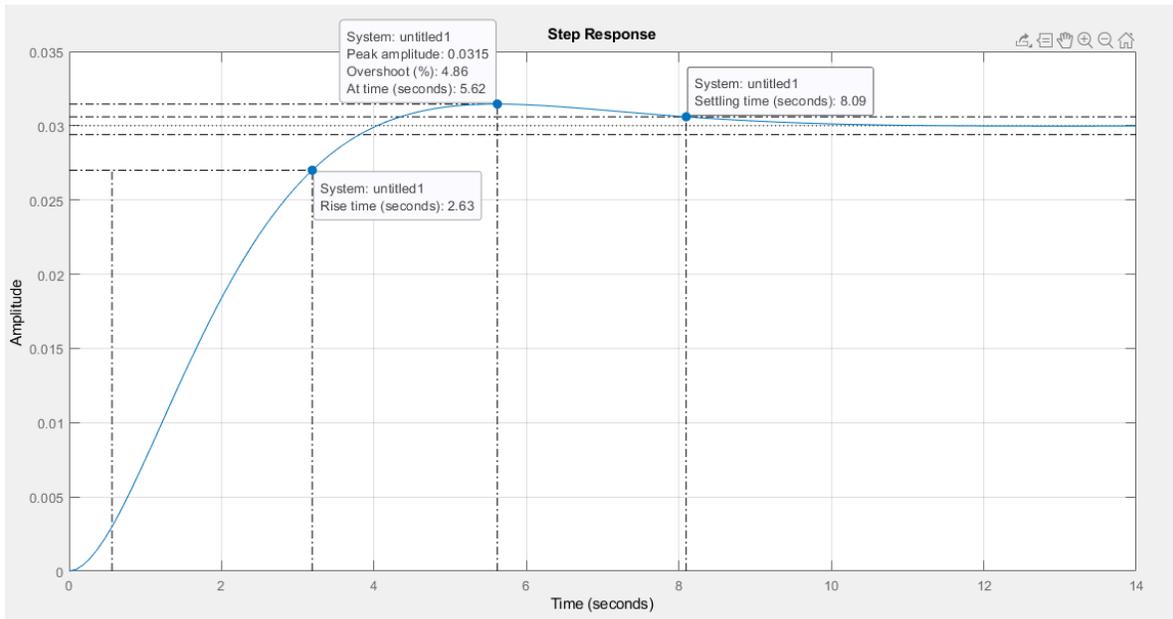
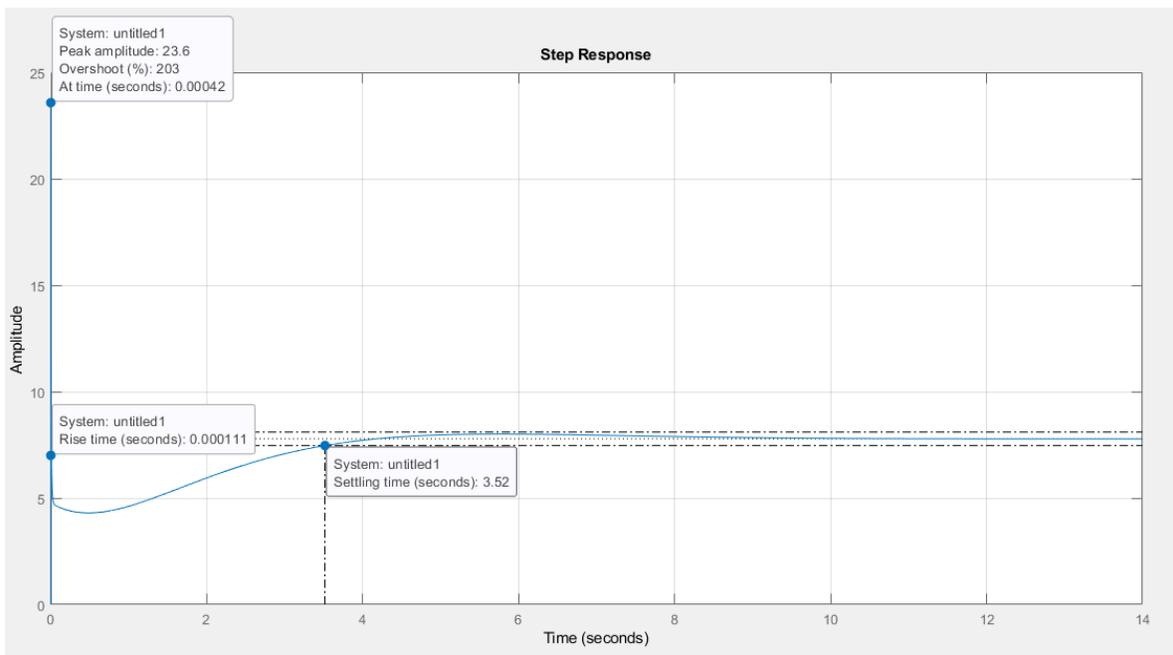


Figura 46. Acción de control de la técnica de control robusto Loop.shaping



Para el diseño de esta estrategia de control se diseñó la función de transferencia de la ecuación 41:

$$Gd = \frac{512s+25600}{400s^3+51200s^2+25600s} \quad (41)$$

Figura 47. Código Matlab técnica de control robusto Loop shaping.

```

%% Diseño LOOPSYN
r = 1 % Tamano r
s = tf('s')
zita = 8
wn = 8
cero = 50
Gd = (s/cero+1)/(s*((s/wn)^2 + 2*zita*s/wn + 1))
figure(7)
sigma(sys2,Gd)
grid
%
[K,CLazo,GAM,INFO]=loopsyn(sys2,Gd)
figure(7)
sigma(sys2*K,'r',Gd*GAM,'k-.',Gd/GAM,'k-.') % plot result
legend('G*K','Gd*GAM','Gd/GAM')
T = feedback(sys2*K,eye(r));
U = feedback(K,sys2);
figure(8)
step(T,14)
grid
figure(9)
step(U,14)

grid


---


%%
Kred = reduce(K,6)
figure(10)
sigma(sys2*Kred,'r',Gd*GAM,'k-.',Gd/GAM,'k-.') % plot result
legend('G*K','Gd*GAM','Gd/GAM')
T1 = feedback(sys2*Kred,eye(r));
U1 = feedback(Kred,sys2);
figure(9)
step(T,T1,10)
legend('K','K reducido')
grid
figure(10)
step(U,U1,10)
legend('K','K reducido')
grid

```

Una vez determinada la función de transferencia que modelará el comportamiento esperado del sistema, se prosigue a realizar la estimación de las matrices de estado de la técnica de controlador robusto Loop-shaping. Se obtiene matrices con 14 estados, para lo que mediante el comando de Matlab Reduce, se reduce estos hasta obtener 6, sin afectar la respuesta del controlador, cabe aclarar que estas estimaciones se realizaron en continua para ello se realiza una discretización con un periodo de 0.1 [s], priorizando que este no cambie su comportamiento.

$$A = \begin{bmatrix} -0.0006481 & 0.004806 & 0.008045 & 0.003854 & -0.01212 & 0 \\ -0.004806 & 0.03663 & 0.06861 & 0.05617 & -0.0785 & 0 \\ -0.008045 & 0.06861 & 0.1811 & 0.2982 & -0.04724 & 0 \\ -0.003854 & 0.05617 & 0.2982 & 0.7949 & 0.2461 & 0 \\ 0.01212 & -0.0785 & -0.04724 & 0.2461 & 0.3577 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -0.137 \\ 0.8362 \\ 0.4458 \\ 0.06796 \\ -0.3935 \\ 0.05437 \end{bmatrix} \quad (42)$$

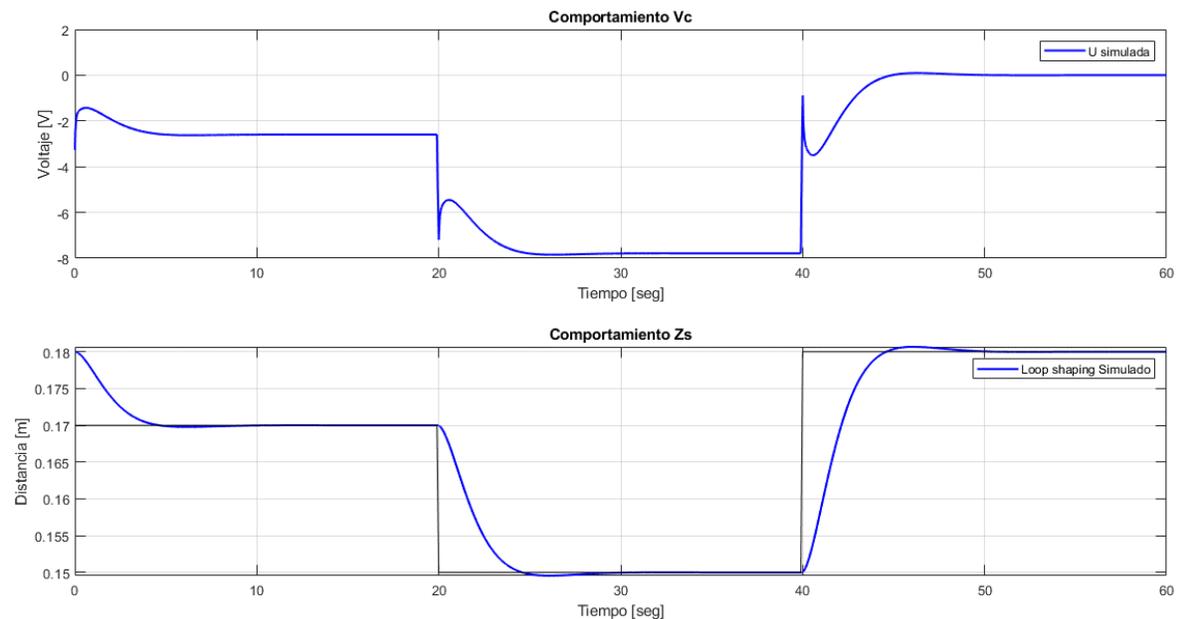
$$C = [-1562 \quad 501.2 \quad -1317 \quad 558.7 \quad -378.1 \quad 23.9]$$

$$D = [3.638e^{-12}]$$

7.7.1 Técnica de control robusto Loop-shaping simulado

Respuesta a variación de setpoint sin perturbación del controlador Loop-shaping implementado:

Figura 48. Respuesta simulada, variación de setpoint técnica de control robusto Loop shaping

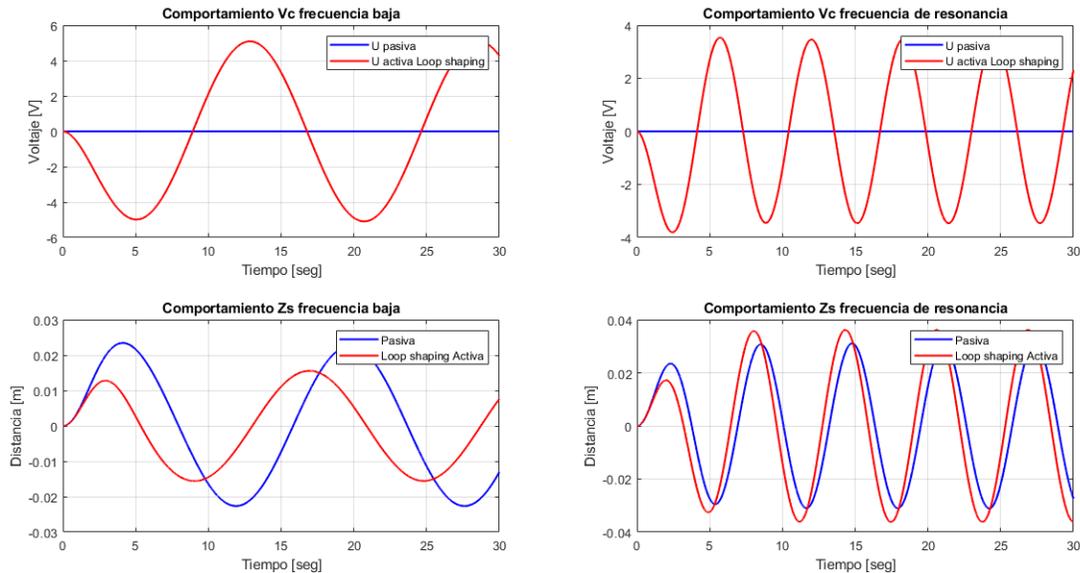


El controlador en su acción de control tiene un pico al cambio de setpoint, y no necesita más de un cambio de giro para estabilizarse. En la respuesta Zs el

controlador genera poca oscilación, con un tiempo de establecimiento de 6 [s] y un sobrepaso del 1%.

Respuesta a frecuencia de 0.4 [rad/s] y de resonancia 1 [rad/s] del controlador Loop shaping:

Figura 49. Respuesta a diferentes frecuencias técnica de control robusto Loop shaping



La simulación demuestra que la técnica de controlador robusto Loop shaping, genera una mejoría o disminución en las oscilaciones del sistema a baja frecuencia, pero a la frecuencia de resonancia empeora a la respuesta pasiva. En la acción de control el voltaje cambia de polaridad para ejercer un cambio de dirección de Zs, este comportamiento es oscilatorio y es semejante a los demás controladores.

7.8 Control por modos deslizantes

Entrando a uno de los focos de interés de este proyecto, se realiza el diseño de un controlador por modos deslizantes dado por la matemática y comportamiento del sistema, se desea estudiar el impacto que este tendría en él, este es un controlador con estructura variable. Su nombre de modos deslizantes es tomado debido a que este tipo de estrategias de control necesitan que en su acción de control exista un valor absoluto para así limitar el comportamiento del controlador, generando respuestas diferentes a la convencional.

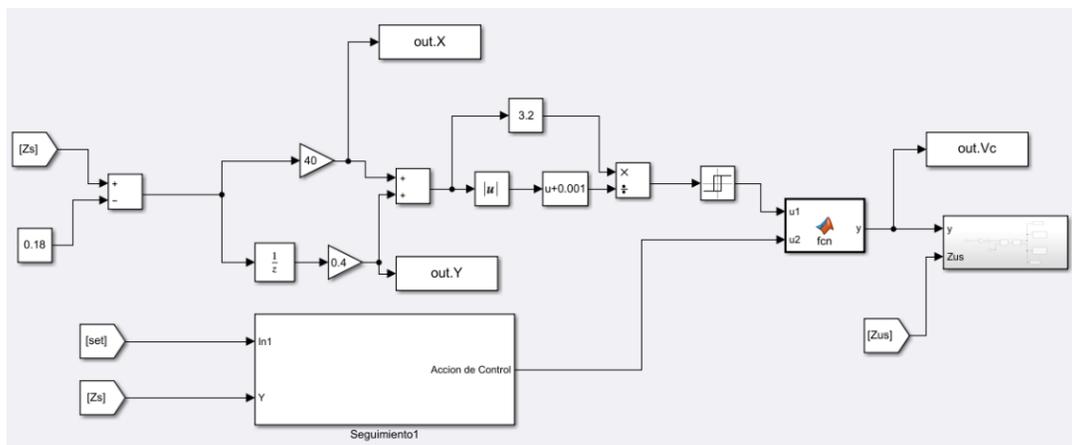
El provecho que se puede generar de este comportamiento no lineal, es que al diseñar el controlador se pueden evitar zonas en que otras estrategias no tengan buenas respuestas, limitaciones matemáticas o restricciones de implementación.

El diseño de un controlador deslizante es completamente experimental, generando una o más reglas no lineales por el valor absoluto. El objetivo es encontrar una

superficie de deslizamiento para mejorar las respuestas del sistema. Al implementar esta metodología se observan otras particularidades propias del control por modos deslizantes, la primera de estas es que este tipo de controladores son robustos y no se ven afectados por perturbaciones externas o cambios pequeños en la planta, la segunda característica es si el control tiende a tener múltiples reglas u órdenes superiores la acción de control empieza a poseer problemas de chattering.

Por último, un control por modos deslizantes puede ser diseñado en unión o combinación de otro tipo de controlador, el propósito de esto es generar mejores respuestas, obteniendo las características de un control no lineal deslizante, más las características del controlador agregado.

Figura 50. Implementación del control por modos deslizantes, suspensión activa.



El diseño del control por modos deslizantes para el cuarto de suspensión activa fue realizado experimentalmente probando diversas ganancias, la estructura implementada es de primer orden generando solo una restricción no lineal y por tanto solo un plano deslizante. La acción de control también fue limitada a un máximo y mínimo de 12 [V] los cuales eran los límites permitidos por el actuador. El controlador fue combinado con una estrategia LQG, esto debido a que este fue el mejor que se adaptaba a los cambios de frecuencias y cargas del sistema.

El control deslizante ofreció una mayor robustez al sistema generando una respuesta que comparada con los otros controles implementados genera un comportamiento diferente.

La acción de control implementada es la siguiente:

$$U(t) = U_c(t) + U_d(t) \quad (43)$$

$$U_c(t) = \text{Acción de Control}_{LQG}$$

$$U_d = K_d \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta}$$

$$S_t = \lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int_0^t e(t) dt$$

Donde:

$U(t)$ = Acción de control total

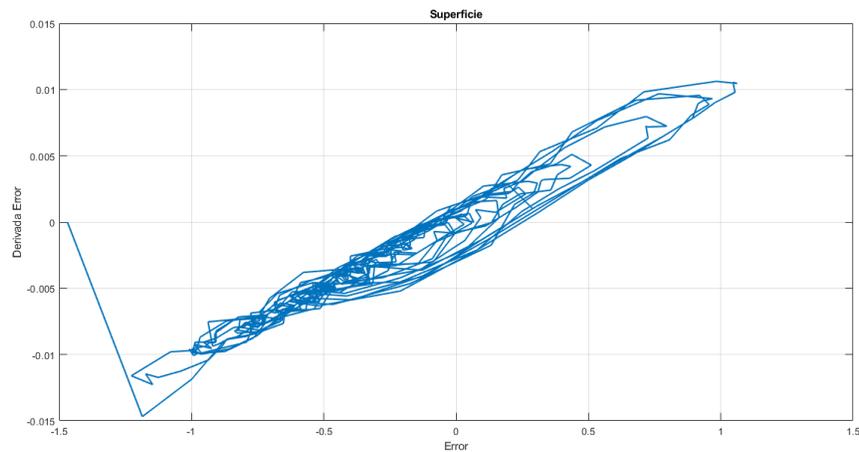
$U_c(t)$ = Acción de control continua

$U_d(t)$ = Acción de control discontinua

$K_d, \lambda_1, \lambda_0$ = Constantes

$e(t)$ = Error

Figura 51. Superficie de deslizamiento

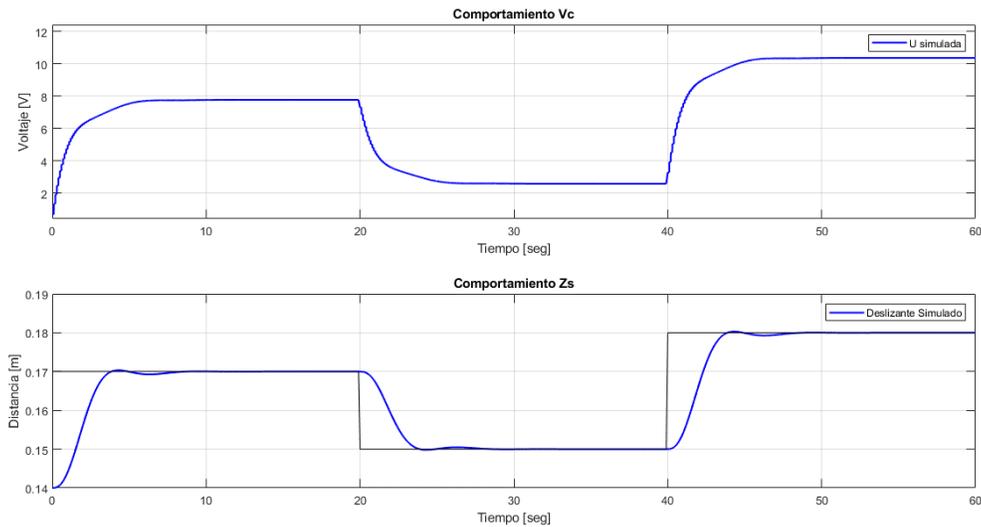


En la figura 50 se puede apreciar el comportamiento del error de los estados gobernantes de la variable a controlar (Z_s y \dot{Z}_s), se observa como tiende a concentrar el peso de estos cerca del cero de cada eje, cumpliendo de esta forma el primer objetivo de la U_c , acercar la respuesta de estos errores al mínimo y entrando a la parte discreta encargada de mantenerla en ese punto.

7.8.1 Control deslizante simulado

Respuesta a variación de setpoint sin perturbación del controlador deslizante implementado:

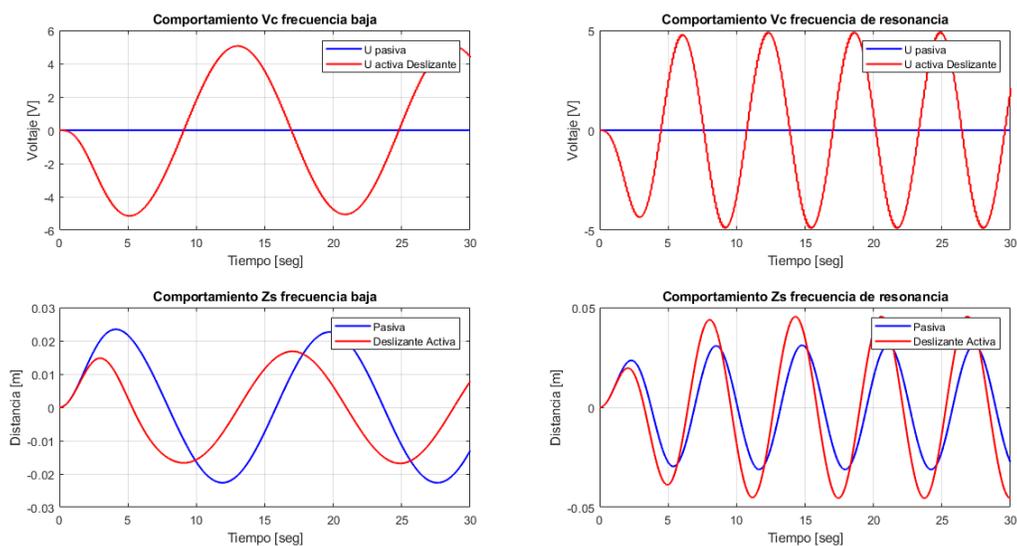
Figura 52. Respuesta simulado, variación de setpoint control deslizante



En esta estrategia su comportamiento es similar al control LQG, esto debido a que fue diseñado como una unión entre este y modos deslizantes. La parte no lineal actúa a frecuencias de perturbación altas, aprovechando su robustez.

Respuesta a frecuencia de 0.4 [rad/s] y de resonancia 1 [rad/s] del controlador deslizante:

Figura 53. Respuesta a diferentes frecuencias control deslizante



Al igual que las demás estrategias de control, la respuesta transitoria, no lograr estabilizar el sistema cuando se encuentra en el punto de resonancia, aumentando las oscilaciones aún más en comparación a la pasiva, caso contrario cuando se trabaja por debajo de ella, donde se asemeja al LQG por la parte continúa implementada en su diseño.

Este controlador es el único que permite reducir oscilaciones por encima de la frecuencia de resonancia, esto es debido a su componente no lineal que le agrega robustes.

8. Sistemas de control implementados experimentalmente

En este capítulo se recogen las pruebas experimentales realizadas en el prototipo diseñado, aplicando cada una de las estrategias de control, estudiando la respuesta pasiva y activa del comportamiento de la planta ante variaciones de setpoint, frecuencia y calculando índices de error para una comparación matemática y gráfica.

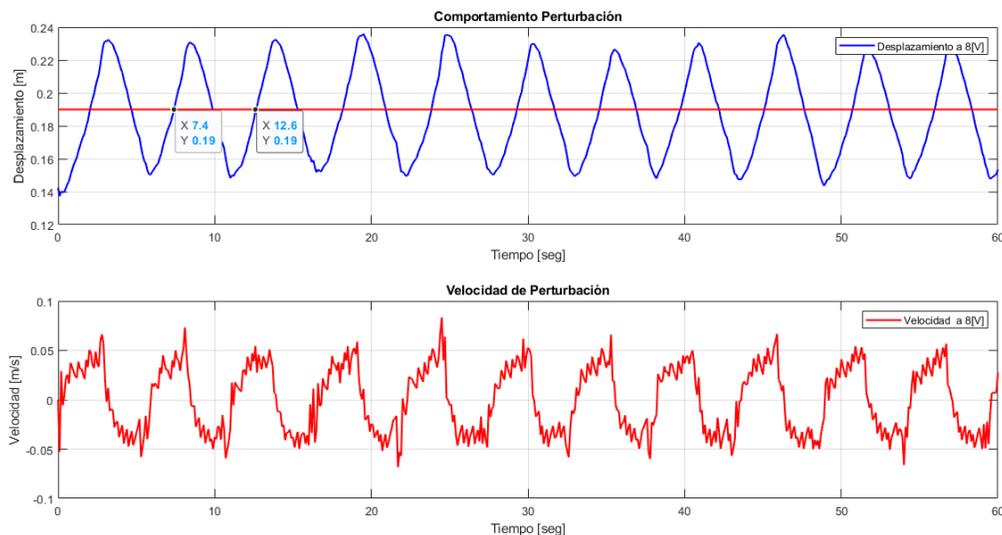
8.1 Comportamiento de la perturbación y respuesta pasiva de la planta

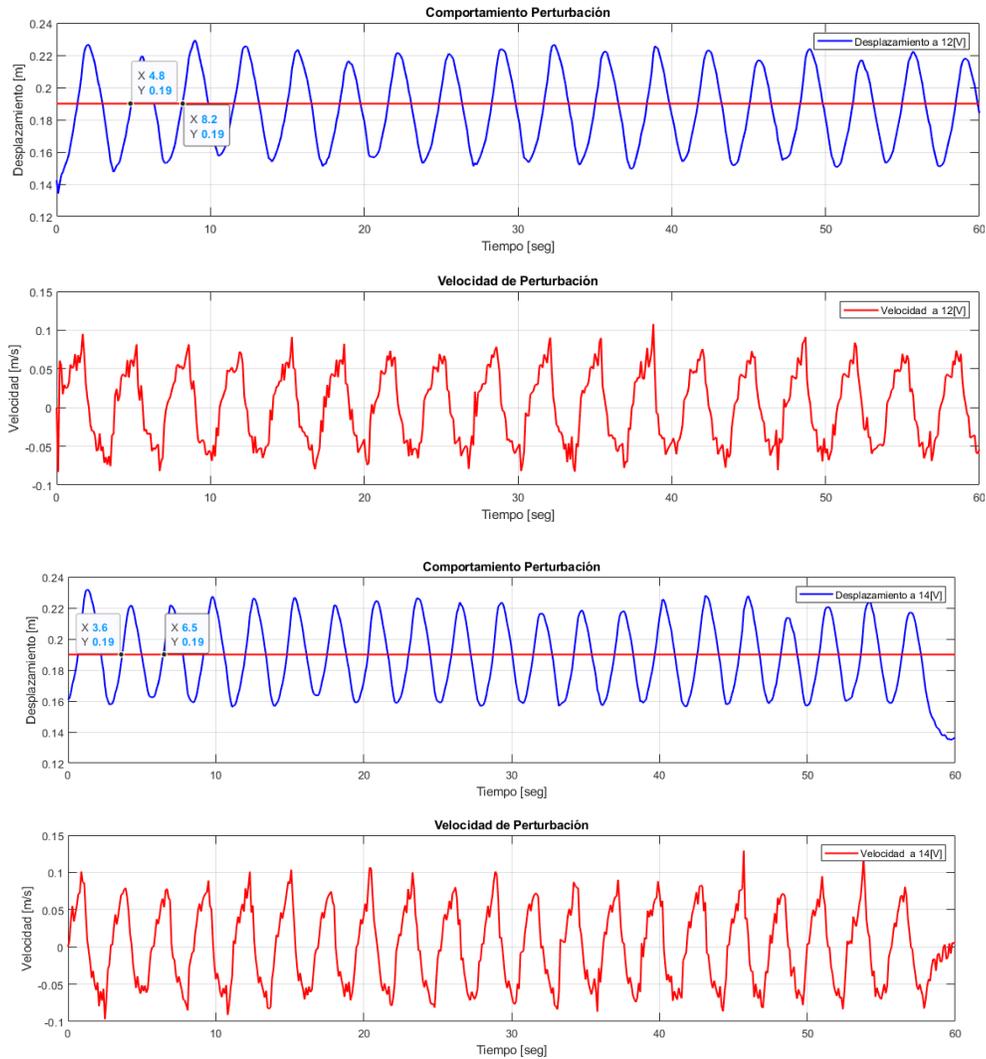
Para comprender el sistema y en pro de evaluar las distintas frecuencias de perturbación, se realizó la toma de datos de las dos entradas correspondientes a las magnitudes no controlables y que en nuestro modelo ya conocido son aquellas que se buscan eliminar (desplazamiento Z_r y la velocidad \dot{Z}_r).

8.1.1 Perturbación

Se propone realizar la medición de tres frecuencias seleccionadas a 0.192, 0.294 y 0.344 Hz, las cuales fueron medidas analizando un ciclo completo de la onda del desplazamiento de la placa “Tierra” (Z_r), de igual forma se obtuvieron los parámetros de velocidad (\dot{Z}_r).

Figura 54. Comportamiento del desplazamiento y velocidad de la perturbación





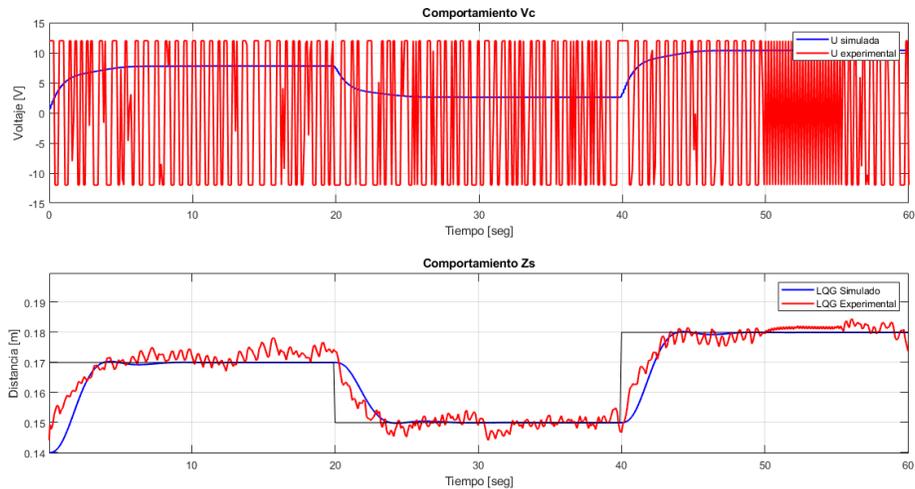
Como se puede apreciar en la figura 54, se realizó mediante simulink la adquisición de las variables de desplazamiento y velocidad de "Tierra" (Z_r), la cual representa la placa roja, encargada de transmitirle al modelo las perturbaciones generadas por el sistema mecánico de potencia inferior.

8.2 Pruebas de controladores con setpoint variables

Para evaluar las características de cada controlador, se planteó la adquisición de datos experimentales de cada respuesta ante cambios de referencias para estimar el comportamiento del tiempo de estabilización y sobrepaso, de igual forma evidenciar su tendencia una vez alcance el setpoint.

8.2.1 Variaciones de setpoint con LQG

Figura 55. Comportamiento del LQG con setpoint variable

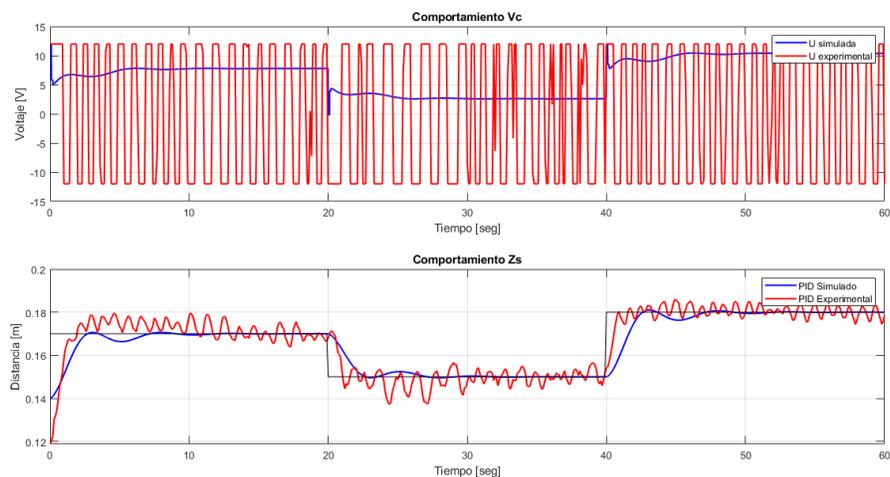


En la figura 55 se puede apreciar que ante variaciones de setpoint le toma alrededor de 5 [s] en estabilizarse, con un ligero sobrepaso de 0.4 [cm] partiendo de la referencia. Ante cambios brusco de setpoint se observa que genera sobrepasos mayores ya que las acciones de control son más fuertes.

Cabe aclarar, que en la figura 43 hasta la 46, se anexa también el comportamiento simulado, comparado con la prueba experimental, esto con el objetivo de comprobar que el comportamiento del modelo matemático y los lazos de control, tienden a tener la misma respuesta, tanto teórico como físicamente.

8.2.2 Variaciones de setpoint con PID

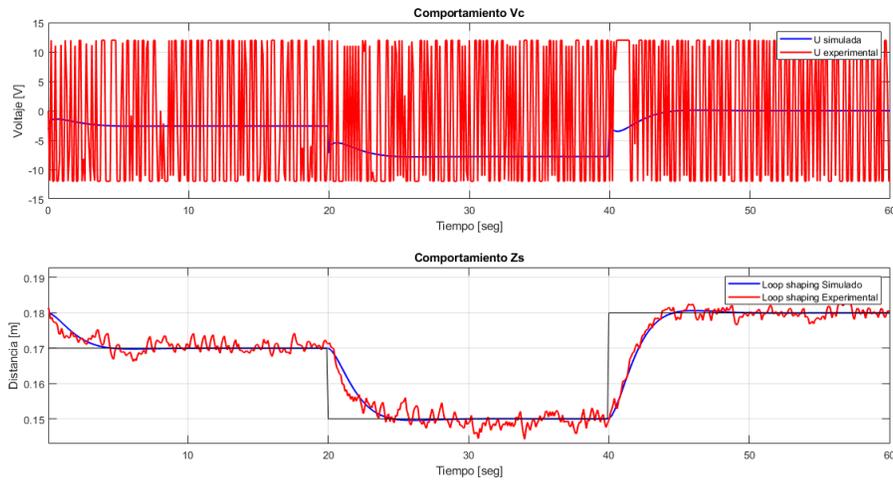
Figura 56. Comportamiento de PID con setpoint variable



En la figura 56 se observa que ante variaciones de setpoint le toma alrededor 1.72 [s] en estabilizarse con sobrepasos 6.7 [cm], siendo rápida para alcanzar los puntos de referencia, pero su comportamiento es bastante oscilatorio.

8.2.3 Variaciones de setpoint con técnica de control robusto Loop-shaping

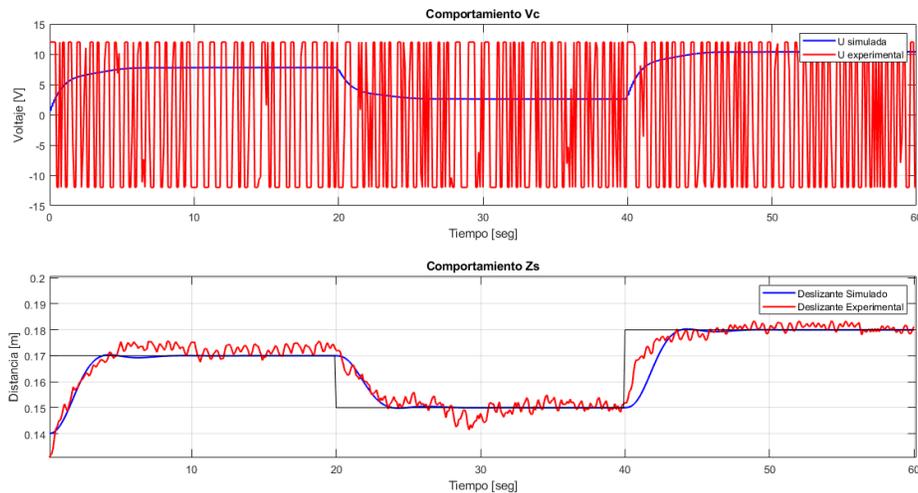
Figura 57. Comportamiento de técnica de control robusto Loop-shaping con setpoint variable



En la figura 57 se evidencia que ante variaciones de setpoint le toma alrededor 5 [s] en alcanzar el tiempo de establecimiento con sobrepaso inicial cercano a cero, pero al estabilizarse se encuentran desviaciones de 0.5 [cm], tendiendo a comportarse como un sistema subamortiguado.

8.2.4 Variaciones de setpoint con Deslizante

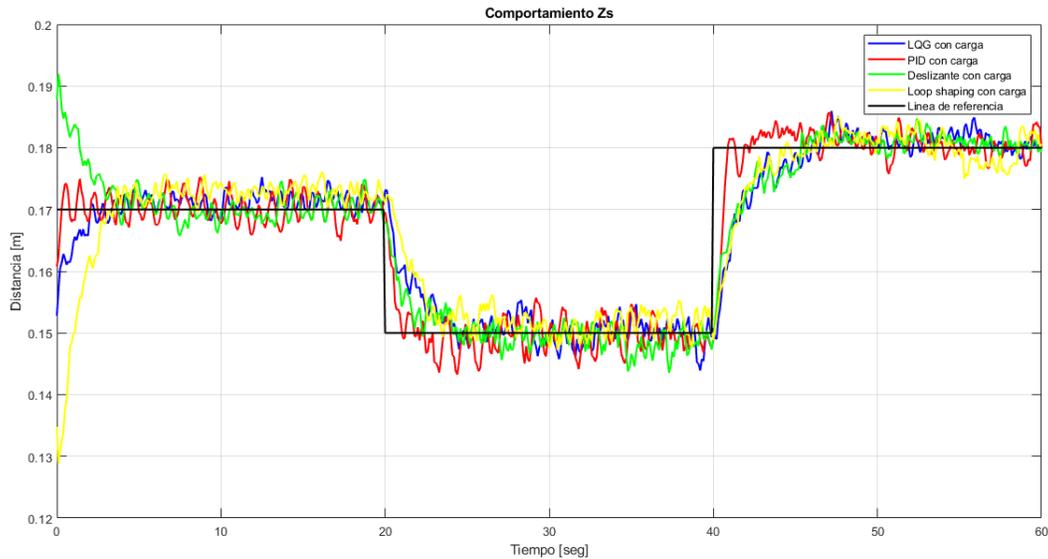
Figura 58. Comportamiento del Deslizante con setpoint variable



En la figura 58 se aprecia que ante variaciones de setpoint le toma alrededor 4 a 5 [s] en estabilizarse con sobrepaso no mayores de 0.5 [cm] en algunos puntos, manteniendo un comportamiento aproximado a la estrategia LQG.

8.2.5 Comparación de estrategias con setpoint variable

Figura 59. Comparación de los controladores con setpoint variable



En la figura 59 se evidencia el comportamiento de cada estrategia de control evaluada a setpoint variable, considerando que la técnica más rápida en alcanzar la referencia es el PID, la más oscilatoria es la técnica de control robusto Loop-shaping y las que mejor mantienen en todo el tiempo el punto de consigna son LQG y modo Deslizante.

8.3 Respuesta de controladores del sistema planteado

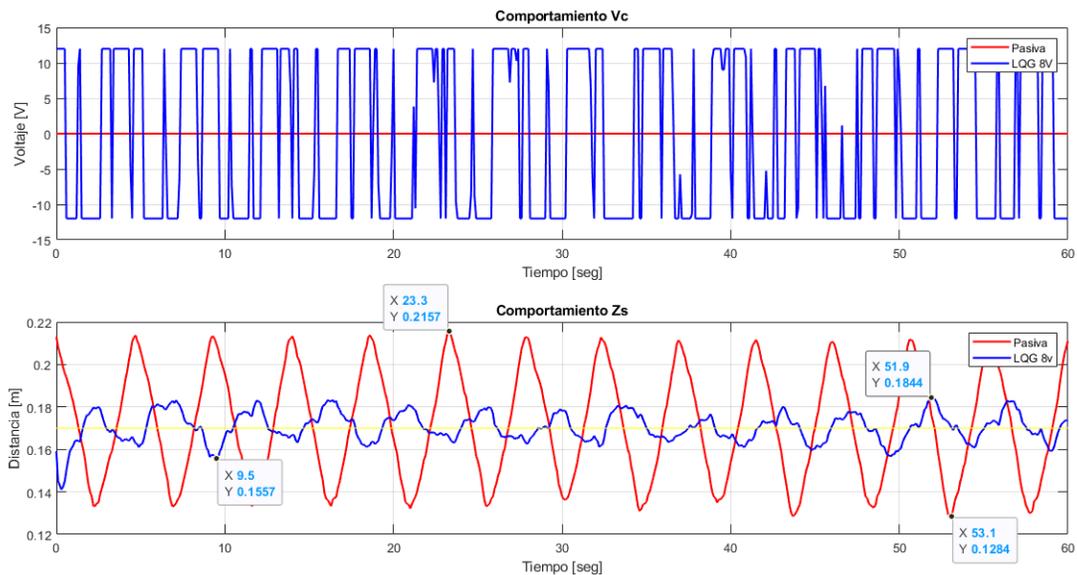
Se plantea como se ha mencionado tres estrategias de control lineal y una no lineal, con su respectivo análisis ante las frecuencias de interés, evidenciando el desplazamiento Z_s y la acción de control de cada una de ellas.

8.4 Frecuencia de 0.192 Hz

Se empieza con la frecuencia inferior de 0.192 Hz, donde se evidencia un buen comportamiento de todos los controladores, esto es debido a que es la frecuencia más alejada de la de resonancia.

8.4.1 Controlador LQG

Figura 60. Comportamiento Activo LQG Vs Pasivo de la planta 0.192 Hz

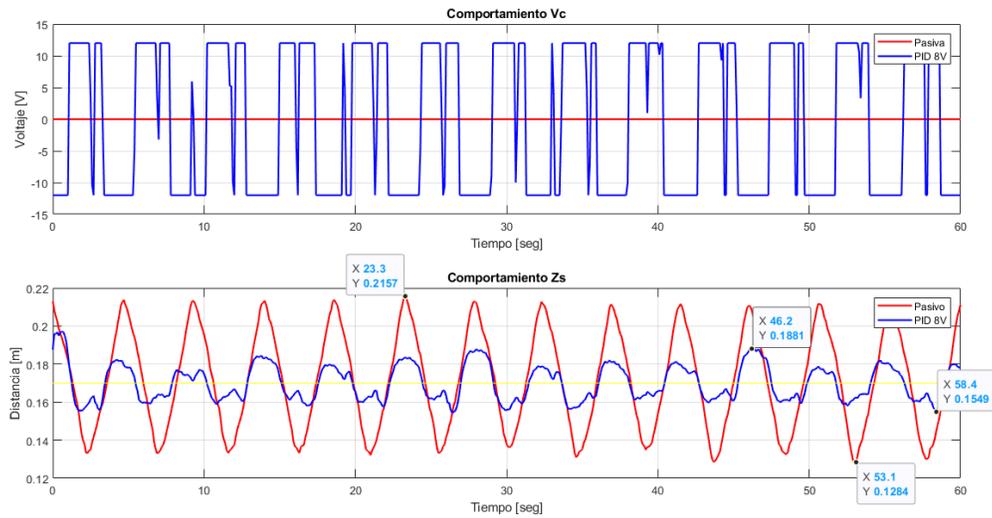


Como podemos ver en la figura 60, encontramos la comparación entre la pasiva y activa con el controlador LQG, analizando la respuesta de la acción de control se observa que se mantienen mayormente saturada.

Se evidencia que la respuesta de la magnitud a controlar (Z_s), disminuyo haciendo uso del controlador LQG con respecto a la pasiva, ya que este paso de fluctuar entre 0.137 a 0.194 [m] a una distancia entre 0.15 a 0.18 [m], esto quiere decir que paso de moverse la placa del "Chasis" con una instrucción de mantenerla alrededor de 0.17 [m] a no más de 1 [cm] de error de esta, donde su comportamiento era 3 a 4 [cm].

8.4.2 Controlador PID

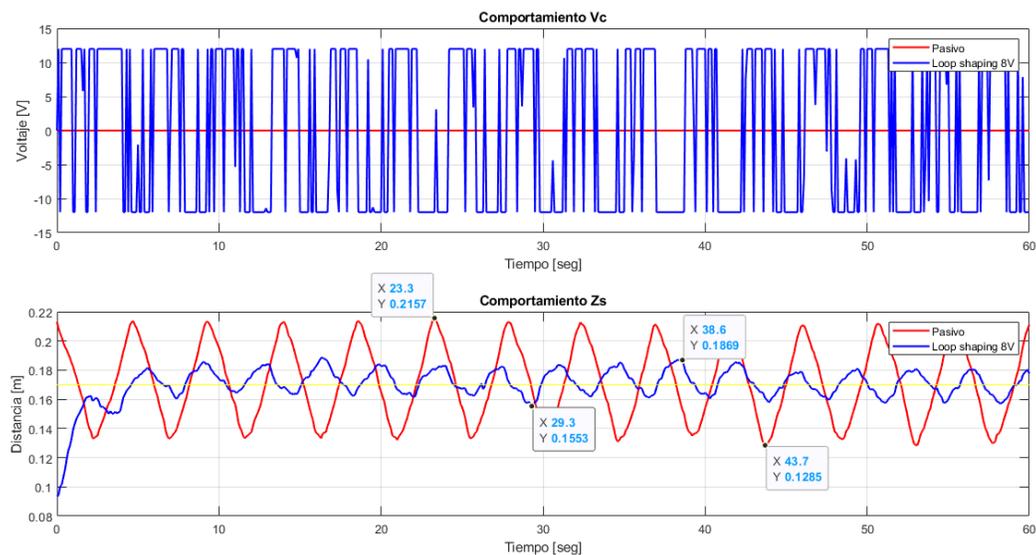
Figura 61. Comportamiento Activo PID Vs Pasivo de la planta 0.192 Hz



En el comportamiento del controlador PID de la figura 61, se puede observar una acción de control saturada y prolongada, en cuanto a respuesta activa se evidencia una salida de sincronización del controlador, pero aun así no tiene problemas para volver a la referencia deseada, manteniendo un error por debajo y encima de la referencia de 1 [cm], según su tendencia activa y con correcciones espontaneas entre periodos.

8.4.3 Técnica de controlador robusto Loop-shaping

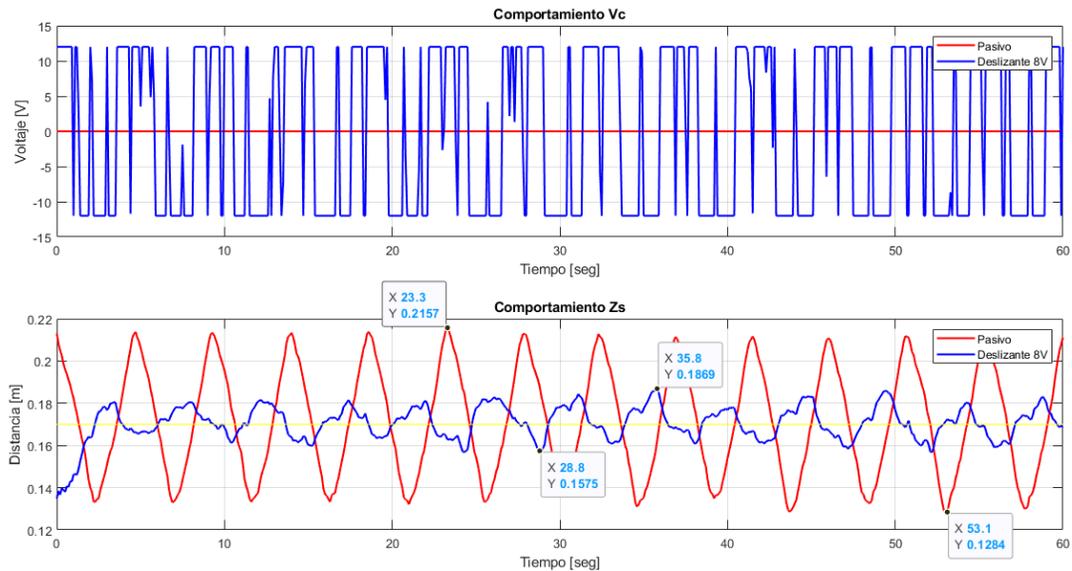
Figura 62. Comportamiento Activo técnica de control robusto Loop-shaping Vs Pasivo de la planta 0.192 Hz



En la figura 62 podemos evidenciar una acción de control saturada, debido al cambio de la respuesta por el saturador, al mismo tiempo, Z_s es oscilatoria tendiendo al mismo comportamiento por debajo como por encima de la referencia, pero aun así cumpliendo con la necesidad de disminuir la perturbación.

8.4.4 Controlador Deslizante

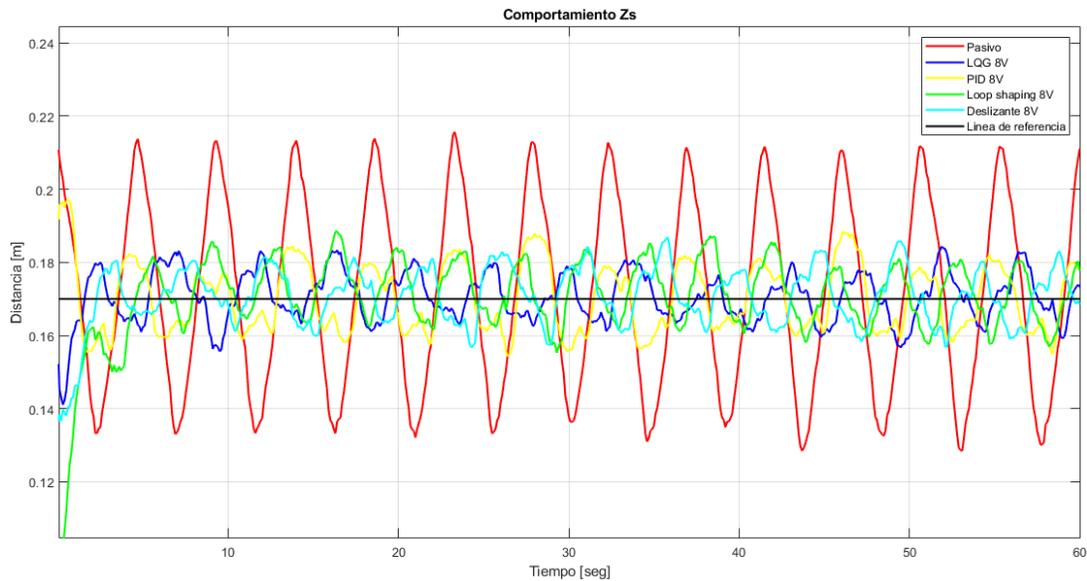
Figura 63. Comportamiento Activo deslizante y Pasivo de la planta 0.192 Hz



Como se presenta en la figura 63, la acción de control es saturada con cambios bruscos, en ella por el mismo comportamiento de la estrategia de control se puede evidenciar rangos donde no se satura, esto es ocasionado por su etapa continua que en este caso está gobernada por un LQG y en los cambios donde se aparta de la referencia entra a trabajar la discreta, también se observan puntos donde se mantiene saturado por mayor tiempo debido al modo deslizante. El controlador mantiene un comportamiento aproximado al LQG con cambios más rápidos entre periodos, disminuyendo el error por debajo de 1 [cm].

8.4.5 Comparación gráfica de las estrategias de control a 0.192 Hz

Figura 64. Comparación de técnicas de control a 0.192 Hz con la pasiva



En la comparación de cada estrategia de control diseñada y probada a 0.192 Hz, cada una de ellas cumplieron con el objetivo de disminuir la reacción de la perturbación en la masa suspendida (Z_s), donde tienden a mantener un comportamiento aproximado entre ellas destacando el controlador LQG y el Loop-shaping, garantizando una disminución más del 50%.

Tabla comparativa de técnicas de control a 0.192Hz

Tabla 11. Puntos máximos y Mínimos

| Modo de funcionamiento | Pico Máximo [m] | Pico Mínimo [m] |
|------------------------|-----------------|-----------------|
| LQG | 0.1839 | 0.1560 |
| PID | 0.1885 | 0.1549 |
| Loop-shaping | 0.1883 | 0.1553 |
| Deslizante | 0.1869 | 0.1572 |
| Pasiva | 0.2157 | 0.1284 |

En la anterior tabla 11, se evidencia un contraste de los puntos máximos y mínimos medidos del desplazamiento de Z_s , cada una de las estrategias generaron un

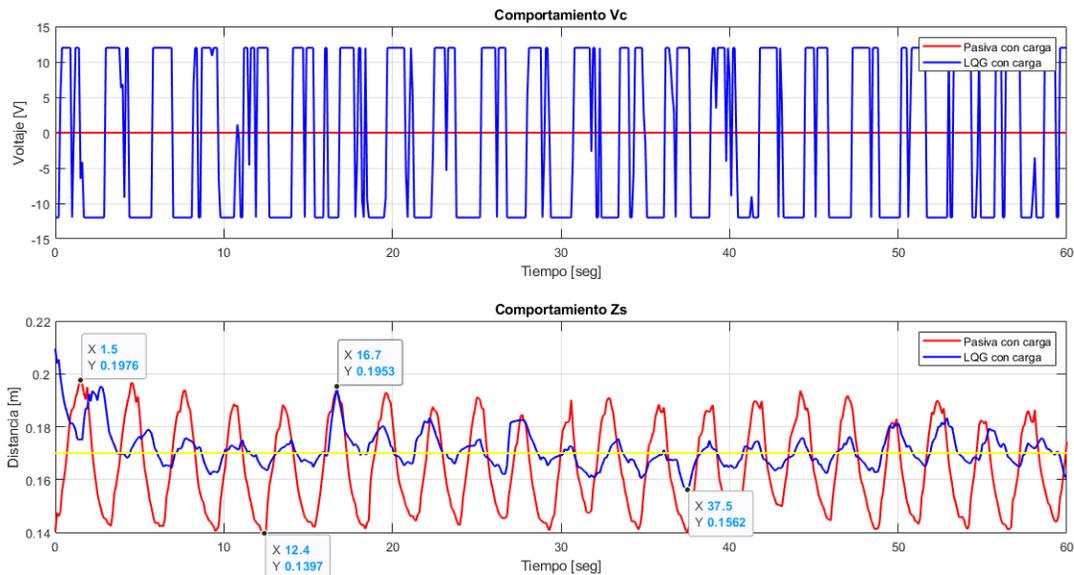
cambio considerable alrededor de 3 [cm] de diferencia con respecto a la pasiva en base a la referencia de 0.17 [m].

8.5 Frecuencia de 0.294 Hz

A continuación, se presenta el análisis a una frecuencia intermedia de 0.294 Hz, la cual fue una frecuencia en la que los controladores empeoraron la respuesta pero aun así, todos los controladores cumplen con disminuir las oscilaciones por debajo del comportamiento pasivo.

8.5.1 Controlador LQG

Figura 65. Comportamiento Activo LQG y Pasivo de la planta 0.294 Hz

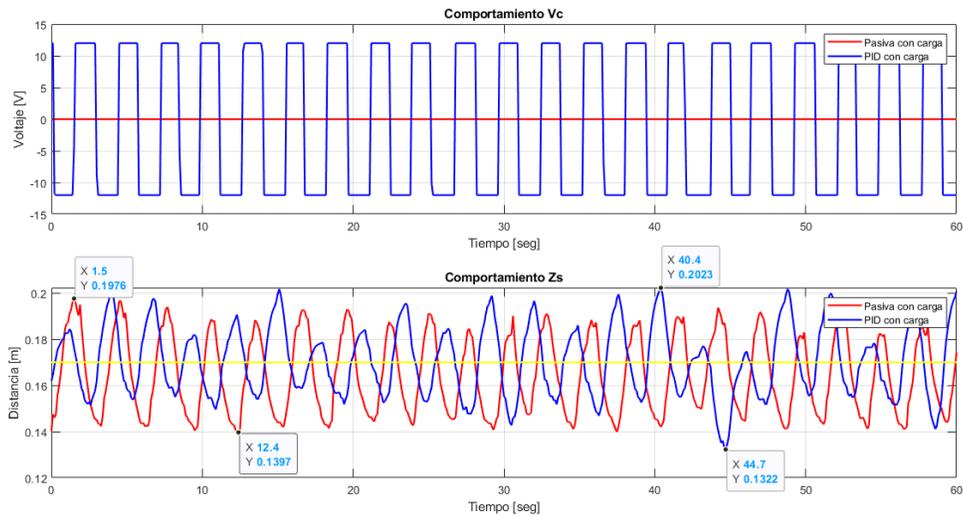


Como podemos ver en la figura 65, encontramos la comparación entre la pasiva y activa con el controlador LQG, analizando la respuesta de la acción de control se observa que se mantienen mayormente saturada.

Se evidencia que la respuesta de la magnitud a controlar (Z_s), disminuyo haciendo uso del controlador LQG con respecto a la pasiva, también existen puntos en los que se sale de sincronismo y la magnitud del desplazamiento llega a ser casi igual a la pasiva, esto es ocasionado por el aumento de la frecuencia de la perturbación, pero aun logra recuperarse y mantenerse cercana a la referencia deseada.

8.5.2 Controlador PID

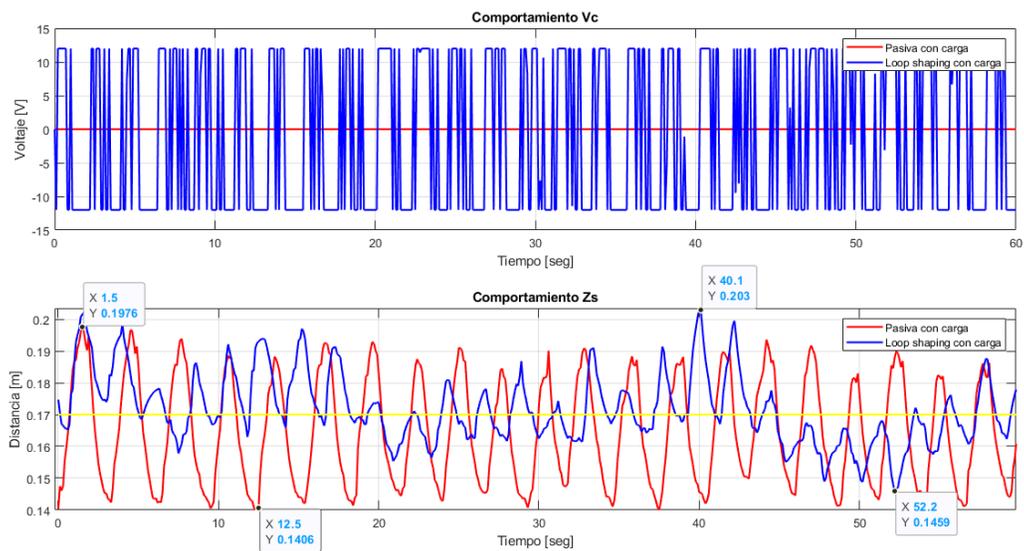
Figura 66. Comportamiento Activo PID y Pasivo de la planta 0.294 Hz



En el comportamiento del controlador PID de la figura 66, se puede observar una acción de control saturada parecida a un ON/OFF, en cuanto a respuesta activa se evidencia una salida de sincronización del controlador aumentando la perturbación más de la registrada en la pasiva, pero si hay puntos que logra controlar y mantener cerca a la referencia como se busca de la misma forma se evaluarán los índices donde se vera la funcionalidad del controlados.

8.5.3 Técnica de controlador robusto Loop-shaping

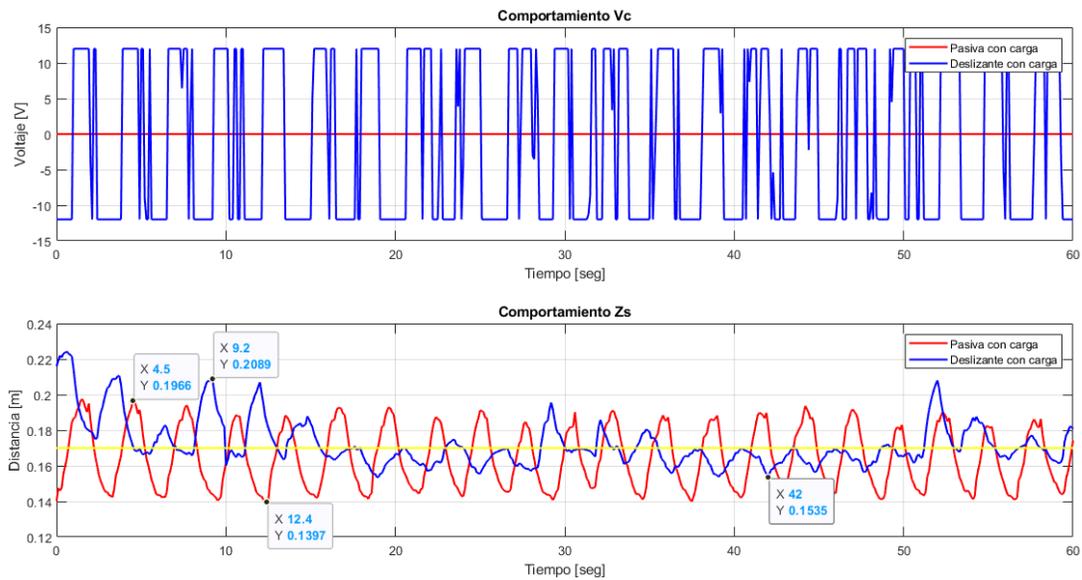
Figura 67. Comportamiento Activo técnica de control robusto Loop-shaping y Pasivo de la planta 0.294 Hz



En la figura 67 podemos evidenciar una acción de control saturada y ver que su respuesta activa es oscilatoria tendiendo a tener mayor control por debajo de la referencia, de la misma forma el aumento de la frecuencia provoca que hayan puntos en los que se sale de sincronización aumentando aún más la magnitud del desplazamiento de la masa Z_s pero aun así cumpliendo con la necesidad de disminuir la perturbación.

8.5.4 Controlador Deslizante

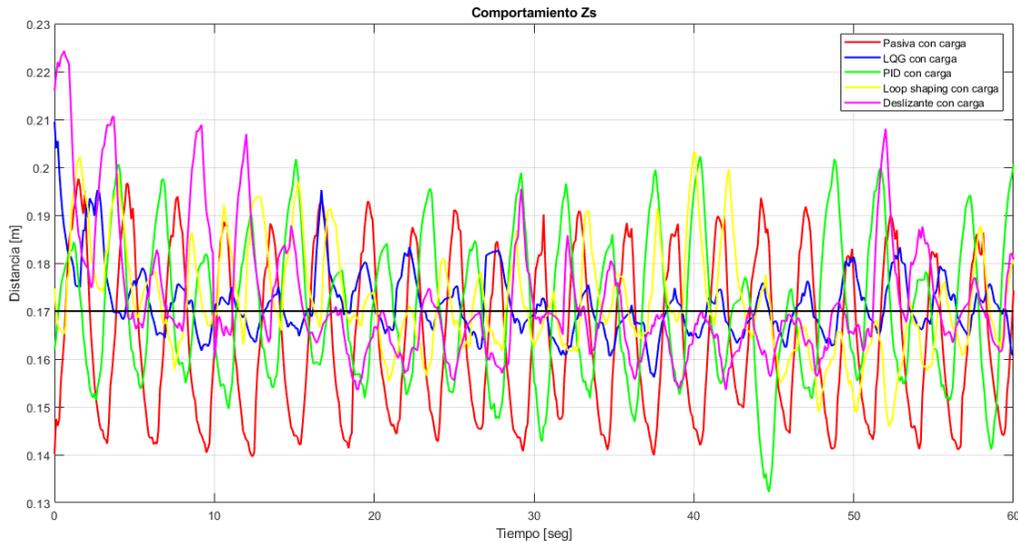
Figura 68. Comportamiento Activo Deslizante y Pasivo de la planta 0.294 Hz



Como se presenta en la figura 68, la acción de control es saturada con cambios bruscos en ella por el mismo comportamiento de esta estrategia, igualmente se evidencia el efecto del cambio de frecuencia ya que se sale de sincronización en algunos puntos cuando la perturbación es más fuerte por el cambio de giro, pero logrando estabilizarse y mejorar la salida (Z_s).

8.5.5 Comparación gráfica de las estrategias de control a 0.294 Hz

Figura 69. Comparación de las estrategias de control a 0.294 Hz



En la comparación de cada estrategia de control diseñada y probada a 0.294 Hz, cada una de ellas cumplieron con el objetivo de disminuir la reacción de la perturbación en la masa suspendida Z_s , aunque presentan puntos donde se salen de sincronismo por el aumento de la frecuencia, pero de igual forma lograr volver a la referencia, donde tienden a mantener un comportamiento aproximado entre ellas destacando el controlador LQG y el Deslizante.

Tabla comparativa de técnicas de control a 0.294 Hz

Tabla 12. Comparación de Puntos máximos y mínimos

| Modo de funcionamiento | Pico Máximo [m] | Pico Mínimo [m] |
|------------------------|-----------------|-----------------|
| LQG | 0.1953 | 0.1562 |
| PID | 0.2017 | 0.1322 |
| Loop-shaping | 0.2032 | 0.1553 |
| Deslizante | 0.2089 | 0.1536 |
| Pasiva | 0.1976 | 0.1397 |

En la anterior tabla 12, se evidencia un contraste de los puntos máximos y mínimos medidos del desplazamiento de Z_s , cada una de las estrategias pierden la

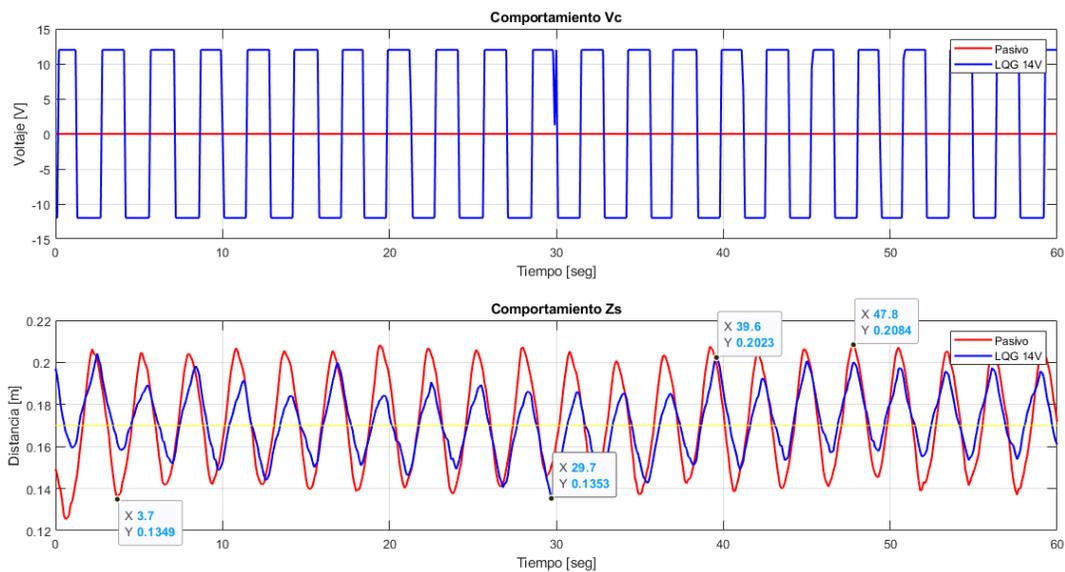
sincronización provocando por el aumento de la frecuencia, aumentado los pico en comparación a la pasiva, pero se puede descartar que cada una de estas estrategias de control a 0.294 Hz lograron volver a la referencia sin problema de forma inmediata.

8.6 Frecuencia de 0.344 Hz

Para terminar estas pruebas a diferentes frecuencias, se anexa las respuestas de cada controlador a la frecuencia de 0.344 Hz, donde ya es evidente un aumento de las oscilaciones generadas por cada acción activa. Esto es debido a que es el punto más cercano a la frecuencia de resonancia.

8.6.1 Controlador LQG

Figura 70. Comportamiento Activo LQG y Pasivo de la planta 0.344 Hz

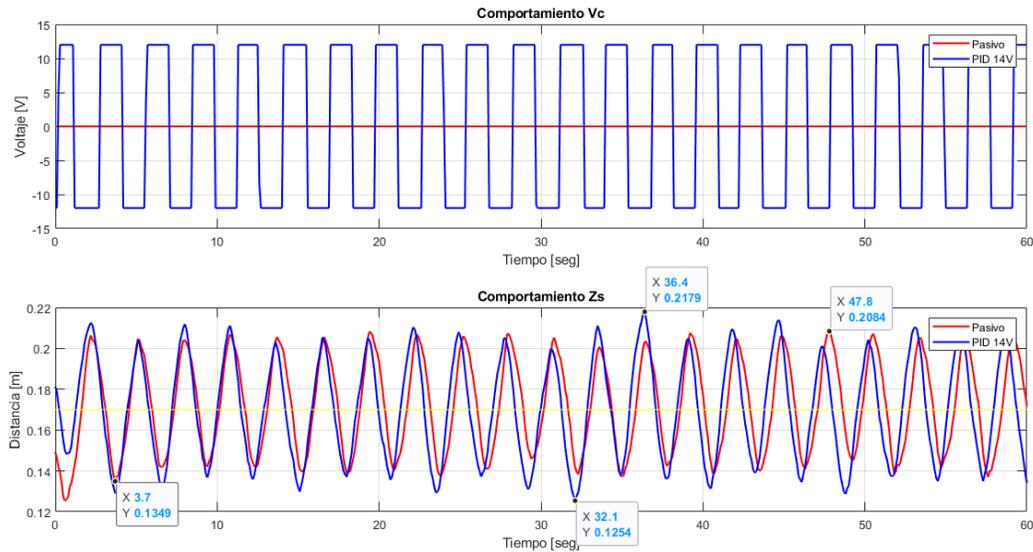


Como podemos ver en la figura 70, encontramos la comparación entre la pasiva y activa con el controlador LQG, analizando la respuesta de la acción de control se observa que se mantienen mayormente saturada.

Se evidencia que la respuesta de la magnitud a controlar Z_s , disminuyo haciendo uso del controlador LQG con respecto a la pasiva, también existen puntos donde la magnitud del desplazamiento llega a ser casi igual a esta, esto es ocasionado por el aumento de la frecuencia de la perturbación.

8.6.2 Controlador PID

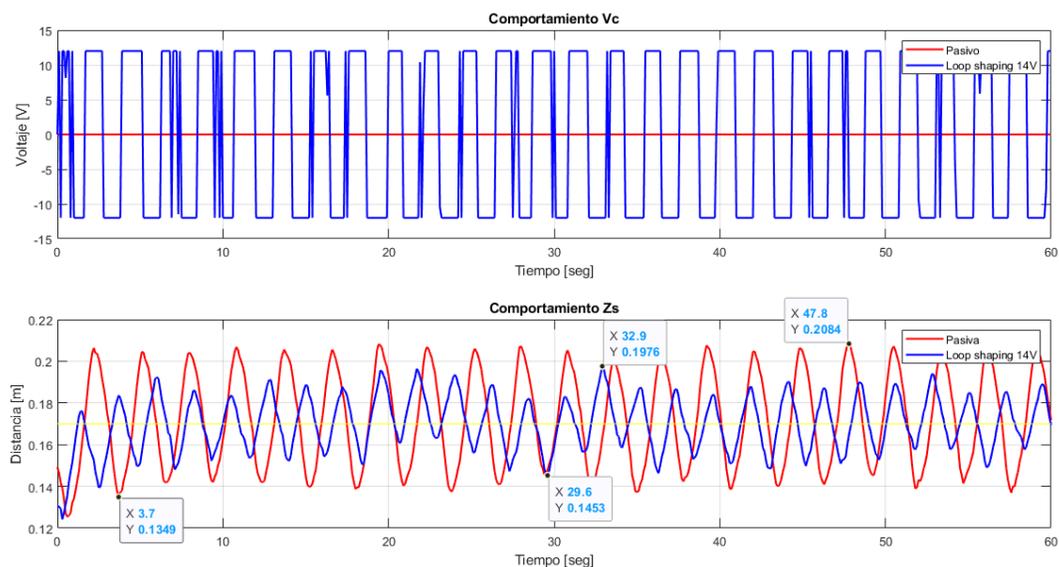
Figura 71. Comportamiento Activo PID y Pasivo de la planta 0.344 Hz



En el comportamiento del controlador PID de la figura 71, se puede observar una acción de control saturada parecida a un ON/OFF, en cuanto a respuesta activa se evidencia una salida de sincronización del controlador aumentando la perturbación más de la presente en la pasiva, provocando que esta estrategia de control a 0.344 Hz no se la más adecuada para el sistema.

8.6.3 Técnica de control robusto Loop-shaping

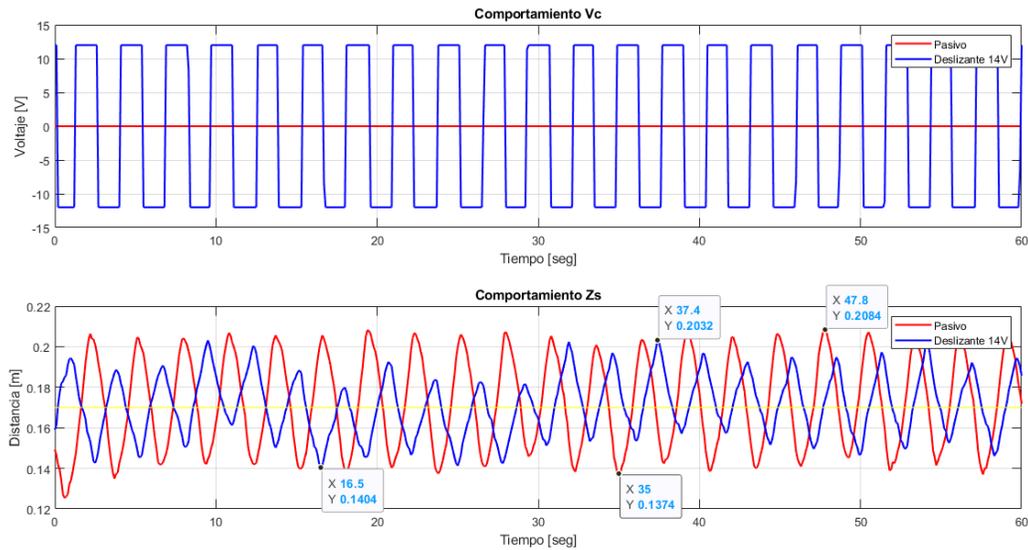
Figura 72. Comportamiento Activo técnica de control robusto Loop-shaping y Pasivo de la planta 0.344 Hz



En la figura 72 podemos evidenciar una acción de control saturada y ver que su respuesta activa, de la misma forma al aumento de la frecuencia provoca que haya puntos en los que le cuesta controlar el sistema acercándose al comportamiento de la pasiva, pero aun así se observa una considerable disminución de las oscilaciones.

8.6.4 Controlador Deslizante

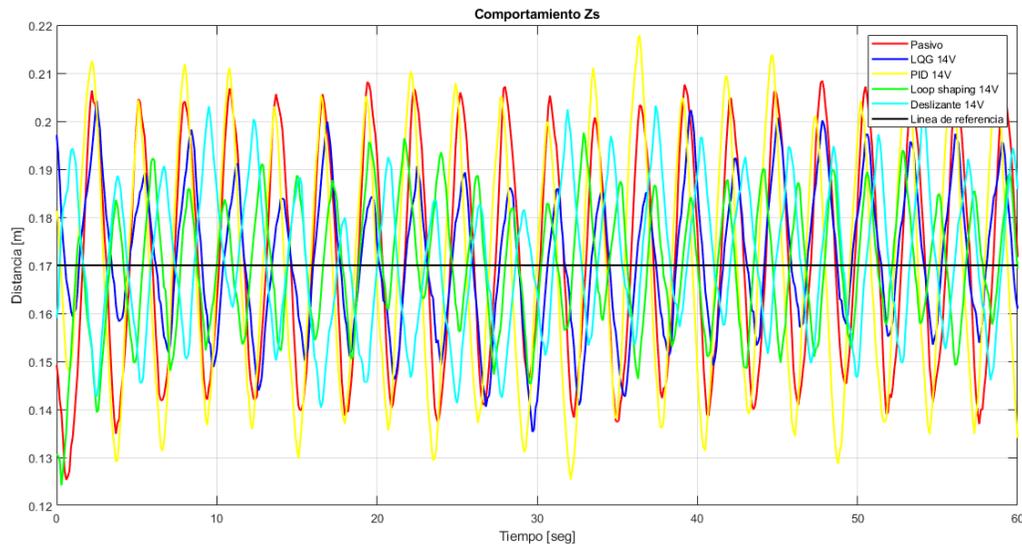
Figura 73. Comportamiento Activo Deslizante y Pasivo de la planta 0.344 Hz



Como se presenta en la figura 73, la acción de control es saturada, igualmente se evidencia el efecto del cambio de frecuencia ya que se sale de sincronización en algunos puntos cuando la perturbación es más fuerte por el cambio de giro, siendo mayor el esfuerzo que le toma para mejorar la salida (Z_s).

8.6.5 Comparación gráfica de las estrategias de control a 0.344 Hz

Figura 74. Comparación de técnicas de control a 0.344 Hz



En la comparación de cada estrategia de control diseñada y probada a 0.344 Hz, hubo estrategias que no son las más adecuadas para controlar la planta a esta frecuencia como el PID, las demás, aunque su rango de amortiguamiento disminuyó debido al acercamiento al punto de resonancia, aun así cumplieron con el objetivo de contrarrestar las oscilaciones, entre ellas destacando el controlador Loop-shaping y el Deslizante.

Tabla comparativa de técnicas de control a 0.344 Hz

Tabla 13. Comparación de punto máximos y mínimos

| Modo de funcionamiento | Pico Máximo [m] | Pico Mínimo [m] |
|------------------------|-----------------|-----------------|
| LQG | 0.2023 | 0.1353 |
| PID | 0.2082 | 0.1254 |
| Loop-shaping | 0.1976 | 0.1453 |
| Deslizante | 0.2032 | 0.1404 |
| Pasiva | 0.2082 | 0.1349 |

En la anterior tabla 13, se evidencia un contraste de los puntos máximos y mínimos medidos del desplazamiento de Z_s , la estrategia PID provocando un aumento igual a la pasiva pero se puede descartar que las demás estrategias de control a 0.344

Hz lograron volver a la referencia con dificultad debido a su cercanía al punto de resonancia y su rango de eficiencia disminuyó.

8.7 Evaluación de índices de error

A continuación, se evalúan los índices de error, para poder comparar las respuestas de todos los controladores experimentalmente y comparándolo con la respuesta pasiva.

8.7.1 Criterio de la integral del valor absoluto del error

Es uno de los índices de la integral del error más fáciles de ser implementados. Si se emplea este criterio, sistemas que son altamente subamortiguado o altamente sobreamortiguado no conseguirán el óptimo. Un sistema óptimo basado en este criterio es un sistema que posea un amortiguamiento razonable y una respuesta transitoria satisfactoria [17], cuya formula se describe a continuación:

$$IAE = \int |e| dt \quad (44)$$

8.7.2 Criterio de la integral del error al cuadrado

Un sistema se considera optimo si consigue minimizar este índice de desempeño. En particular el ISE se usa con frecuencia cuando se implementa entradas determinísticas (escalón) y entradas estadísticas dado a su facilidad de implementación tanto digital como analíticamente.

Este criterio discriminará entre sistemas excesivamente sobreamortiguados y excesivamente subamortiguado. Da un mayor peso cuando hay un error grande y peso suave cuando el error es pequeño, cuya formula se describe a continuación:

$$ISE = \int e^2 dt \quad (45)$$

8.7.3 Criterio de la integral del valor absoluto del error por el tiempo

Evalúa un gran error inicial ante una entrada del tipo escalón unitario la respuesta es poco penalizada, pero a medida que el tiempo avanza, la penalización es mayor. Un sistema diseñado con este criterio tiene la característica de tener un pequeño sobreimpulso en la respuesta transitoria y las oscilaciones del sistema son adecuadamente amortiguadas.

Este criterio posee una buena selectividad y es una versión mejorada del criterio IAE. Sin embargo, es un criterio difícil de evaluar analíticamente a pesar de que es de fácil medición experimentalmente, cuya formula se describe a continuación:

$$TAE = \int t|e|dt \quad (46)$$

8.7.4 Integral del error cuadrado multiplicado por el tiempo

Tiene la característica de que ante una entrada del tipo escalón unitario la respuesta posee un error inicial grande dado a que posee un peso pequeño, sin embargo, a medida que el tiempo va avanzando, el error se va penalizando con más fuerza, cuya formula se describe a continuación:

$$ITSE = \int te^2dt \quad (47)$$

8.7.5 Cálculo y comparación de errores

Para ellos se implementaron las anteriores ecuaciones de errores IAE, ISE, ITAE y ITSE en Matlab, evaluada cada estrategia de control se pudieron determinar los pesos de cada uno de ellos, esto con el fin de comprobar la eficiencia de cada controlador de forma matemática, para ello se realizaron por cada frecuencia.

8.7.6 Frecuencia de 0.192 Hz

Tabla 14. Índices de errores a 0.192 Hz

| Modo de Operación | Índices de Errores | | | |
|-------------------|--------------------|--------|---------|--------|
| | IAE | ISE | ITAE | ITSE |
| LQG | 0.3374 | 0.0029 | 9.4180 | 0.0718 |
| PID | 0.5041 | 0.0053 | 14.5564 | 0.1428 |
| Loop-shaping | 0.4856 | 0.0078 | 12.3573 | 0.1164 |
| Deslizante | 0.3882 | 0.0040 | 10.9508 | 0.0953 |
| Pasiva | 1.3683 | 0.0405 | 41.2041 | 1.2249 |

El índice de error entre más grande significa que la respuesta es mayormente oscilatoria. Por tanto, si el índice de error del controlador es menor a la prueba pasiva, significa que el controlador reduce las oscilaciones de la suspensión.

En la tabla 14 se observa que todos los controladores reducen en gran medida la oscilación con respecto a la muestra pasiva, observando que por orden de eficacia el mejor es LQG y luego Deslizante, técnica de control robusto Loop-shaping y PID.

8.7.7 Frecuencia de 0.294 Hz

Tabla 15. Índices de errores a 0.294 Hz

| Modo de Operación | Índices de Errores | | | |
|-------------------|--------------------|--------|---------|--------|
| | IAE | ISE | ITAE | ITSE |
| LQG | 0.2983 | 0.0030 | 7.6943 | 0.0540 |
| PID | 0.7734 | 0.0139 | 24.1234 | 0.4532 |
| Loop-shaping | 0.5085 | 0.0074 | 14.6842 | 0.1992 |
| Deslizante | 0.5446 | 0.0109 | 12.8857 | 0.1728 |
| Pasiva | 0.9415 | 0.0185 | 27.5769 | 0.5323 |

En la tabla 15, aún todos los controladores reducen las oscilaciones comparándolas con la prueba pasiva, el orden del mejor al peor controlador en esta prueba fueron LQG, técnica de control robusto Loop-shaping, Deslizante y PID. Se puede observar que el control PID es el que más sufre el aumento de frecuencia.

8.7.8 Frecuencia de 0.344 Hz

Tabla 16. Índices de errores a 0.344 Hz

| Modo de Operación | Índices de Errores | | | |
|-------------------|--------------------|--------|---------|--------|
| | IAE | ISE | ITAE | ITSE |
| LQG | 0.7460 | 0.0131 | 22.5993 | 0.3980 |
| PID | 1.3145 | 0.0373 | 39.7983 | 1.1333 |
| Loop-shaping | 0.6536 | 0.0103 | 18.5594 | 0.2642 |
| Deslizante | 0.7490 | 0.0131 | 22.4300 | 0.3899 |
| Pasiva | 1.2247 | 0.0317 | 36.2357 | 0.9251 |

En la tabla 16, el controlador PID es el único que empeora la respuesta con respecto a la pasiva, el resto de controles si mejoran la respuesta. El mejor controlador es la técnica de control robusto Loop-shaping seguido de Deslizante, LQG y PID. El control por la técnica de control robusto Loop-shaping comparándolo frecuencia a frecuencia es el que mejor resiste ante este parámetro.

9. Conclusiones

- Las mejores respuestas de controladores son los controladores LQG en simulación como experimental, al igual con las variaciones de carga, ambos controles son capaces de disminuir las oscilaciones pasivas.
- La variación de masa cambiaba la respuesta del controlador, la presencia de carga en la mayoría de los casos el controlador tendía a exigirse más y la respuesta empeoraba levemente.
- Dado el comportamiento del sistema, las acciones de control que permitían una controlabilidad practica eran aquellas extremadamente brusca y en su mayoría tiempos de establecimiento rápidos.
- La implementación de la estrategia de control deslizante, resulta imprescindible la unión con una técnica extra para mejorar el comportamiento una vez entre en la superficie de control deseada.
- En la búsqueda de un modelo matemático y la implementación de un controlador por la técnica de LQG, se hizo necesario reducir el número de estados para asegurar su controlabilidad y observabilidad, haciendo uso del comando *Reduce* de Matlab.
- Se hizo necesario la implementación de un sistema de potencia para alimentar el actuador encargado de las perturbaciones, para ello se hizo uso de una configuración en paralelo de puentes rectificadores y módulos relés, controlado el voltaje de alimentación por medio de un autotransformador.
- En la implementación simulada por la naturaleza del sistema es mejor simplificar lo máximo posible la dinámica del sistema, ya que si esto no es así la simulación podría contener limitaciones de zonas de simulación.
- En la simulación el filtrado de la acción de control fue menor al implementado experimentalmente ya que si la acción de control era saturada en gran medida, el sistema se comportaba inestable.
- En la construcción de una planta de suspensión, para minimizar costos de fabricación, lo mejor es basarse en piezas fabricadas en masa con un precio mucho menor por ejemplo, en nuestro caso: Los ejes línea utilizados como soportes de la plataforma, entre otros.
- El mejor controlador según el índice de error IAE es el control LQG, ya que si se pondera da un valor de 0.4605 y comparado con el error ponderado pasivo que es 1.1781 y haciendo la resta nos da una disminución del error de 0.7176.

- El peor controlador según el índice de error IAE es el control PID, ya que si se pondera da un valor de 0.864 y comparado con el error ponderado pasivo que es 1.1781 y haciendo la resta nos da una disminución del error de 0.3141.
- El controlador que mejor responde al aumento de la frecuencia corresponde a la técnica de control robusto Loop-shaping, ya que si se suma el error ITAE es el que obtiene un menor índice de error el cual es 45.6.

10. Anexos

En este apartado se agregan los códigos utilizados y planos completos del prototipo diseñado.

Modelo matemático y código para el diseño de las técnicas de control.

Modelo matemático:

Código de entradas, salidas, razones de cambio, parámetros e implementación del espacio de estados.

```
%% Planteamiento del modelo matematico de la suspension Quanser
syms x1 x2 x3 x4 x5 x6 Ms Mus Bs Bus Ks Kus zrv zr Ka Bm J L R Km Vs miu dm
%Estados: x1= Corriente actuador
%          x2= Velocidad angular actuador
%          x3= Desplazamiento de la Masa suspendida
%          x4= Velocidad de Masa suspendida
%          x5= Desplazamiento de Masa no suspendida
%          x6= Velocidad de Masa no suspendida
%          Ms= Masa suspendida (Blanca)
%          Mus= Masa no suspendida (Azul)
%          Bs= Amortiguamiento Masa suspendida
%          Bus= Amortiguamiento Masa no suspendida
%          Ks, Kus= Constante de resortes
%          Fc= Fuerza de control
%          zr= Desplazamiento de la perturbacion

% Vector de condiciones iniciales para cada controlador
xini = [0;0;0;0;0;0]

f1 = -(Bm/J)*x1 + (Km/J)*x2
f2 = -(R/L)*x2 - (Ka/L)*x1 + (1/L)*Vs
f3 = x4
f4 = (Bs*(x6-x4) + ((2*Km*x2)/(miu*dm)) - (x3-x5)*Ks)/Ms
```

```

f5= x6
f6= ((x4-x6)*Bs+(zrv-x6)*Bus-((2*Km*x2)/(miu*dm))-(x5-x3)*Ks-(x5-zr)*Kus)/Mus

Y= [x3]
X= [x1;x2;x3;x4;x5;x6]
F= [f1;f2;f3;f4;f5;f6]
U= [zrv;zr;Vs]

% Matrices simbolicas
A= jacobian(F,X)
B= jacobian(F,U)
C= jacobian(Y,X)
D= jacobian(Y,U)

% Condiciones iniciales
x10= xini(1);
x20= xini(2);
x30= xini(3);
x40= xini(4);
x50= xini(5);
x60= xini(6);

Vsl=0;
zrl=0;
zrvl=0;
ul0=0;
u20=0;
u30=0;

% Parametros Estimados
Bml = 0.5
Bsl = 4.6849
Busl = 91.9552
Jl = 5
Kal = 0.0713
Kml = 0.0035
Ksl = 6.2025
Kusl = 50.6305
Ll = 0.04
Msl = 4.5
Musl = 0.8
Rl = 24
dml = 0.0098
miul = 1.2452

```

```

ALn= double(subs(A,{x1 x2 x3 x4 x5 x6 Ms Mus Bs Bus Ks Kus zrv zr Ka Bm J L R Km Vs miu dm})
BLn= double(subs(B,{x1 x2 x3 x4 x5 x6 Ms Mus Bs Bus Ks Kus zrv zr Ka Bm J L R Km Vs miu dm})
CLn= double(subs(C,{x1 x2 x3 x4 x5 x6 Ms Mus Bs Bus Ks Kus zrv zr Ka Bm J L R Km Vs miu dm})
DLn= double(subs(D,{x1 x2 x3 x4 x5 x6 Ms Mus Bs Bus Ks Kus zrv zr Ka Bm J L R Km Vs miu dm})
BLp=BLn(:,3)
DLp=DLn(:,3)
sys1=ss(ALn,BLn,CLn,DLn)
sys2=ss(ALn,BLp,CLn,DLp)
step(sys2)
grid;
bodemag(sys2)
grid;
% Discretizacion normal
Tm=0.1;
sys3= c2d(sys2,Tm)
Gz1=c2d(sys2,Tm)

%% Matrices en discreta
GL=sys3.a
HL=sys3.b
CL=sys3.c
DL=sys3.d

```

Diseño LQG:

Diseño de las matrices Q y R del controlador y análisis de respuesta al escalón y acción de control. Además, también se anexa el diseño del observador de Kalman.

```

% Seguimiento por espacio de estados
% Matriz de controlabilidad
n = 6 % Numero de estados
p = 1 % Numero de actuadores
r = 1 % Variables a controlar
Ghat = [GL, zeros(n,r);
        -CL*GL, eye(r)]
Hhat = [HL;
        -CL*HL]
Mc = ctrb(Ghat,Hhat)
rank(Mc) % El rango de la matriz es n+r

Q = diag([1 1 1 1 1 1 39000]) % Matriz diagonal de tamaño n+r
R = diag([65])
[K,S,E] = dlqr(Ghat,Hhat,Q,R)
Kes = K(:,1:n)
Ki = -K(:,n+1:end)

```

```

% Modelo lineal en lazo cerrado para seguimiento

AA = [GL - HL*Kes, HL*Ki;
      -CL*GL + CL*HL*Kes, eye(r)-CL*HL*Ki]
eig(AA)
BB = [zeros(n,r);
      eye(r)]
CC = [CL, zeros(r,r)]
DD = zeros(r,r);
sys_new = ss(AA,BB,CC,DD,Tm)
figure(3)
step(0.03*sys_new)
grid

% Accion de control
CC1 = [-Kes Ki]
CC1 = -K
DD1 = zeros(p,r);
sys_u = ss(AA,BB,CC1,DD1,Tm)
figure(4)
step(0.03*sys_u)
grid

% Kalman
sys_new = ss (GL,[HL HL],CL,[DL DL],Tm)
Qn = diag([1]) % ruido del actuador
Rn = diag([1]) % ruido del sensor
[sys_obv,L,S] = kalman(sys_new,Qn,Rn)
eig(sys_obv.a)
eig(GL-L*CL)

```

Diseño PID:

Se genera una función de transferencia correspondiente al controlador, analizando la respuesta al step y la acción de control.

```

%% PID
z=tf('z',Tm);
Gcon=(397.59*(z^2 - 1.65*z + 0.6851))/((z-1)*(z-0.1466))
% Respuesta al escalon
T21 = feedback(Gcon*Gz1,1);
U21 = feedback(Gcon,Gz1);
figure(1)
step(0.03*T21)
grid
figure(2)
step(0.03*U21)
grid

```

Diseño de técnica de control robusto Loop-shaping:

En la técnica de control robusto Loop-shaping, se diseña una función de transferencia en base a la respuesta en frecuencia del modelo matemático y la aplicación del controlador.

```
%% Diseño LOOPSYN
r = 1 % Tamano r
s = tf('s')
zita = 8
wn = 8
cero = 50
Gd = (s/cero+1)/(s*((s/wn)^2 + 2*zita*s/wn + 1))
figure(7)
sigma(sys2,Gd)
grid
%
[K,CLazo,GAM,INFO]=loopsyn(sys2,Gd)
figure(7)
sigma(sys2*K,'r',Gd*GAM,'k-.',Gd/GAM,'k-.') % plot result
legend('G*K','Gd*GAM','Gd/GAM')
T = feedback(sys2*K,eye(r));
U = feedback(K,sys2);
figure(8)
step(T,14)
grid
figure(9)
step(U,14)

grid


---


%%
Kred = reduce(K,6)
figure(10)
sigma(sys2*Kred,'r',Gd*GAM,'k-.',Gd/GAM,'k-.') % plot result
legend('G*K','Gd*GAM','Gd/GAM')
T1 = feedback(sys2*Kred,eye(r));
U1 = feedback(Kred,sys2);
figure(9)
step(T,T1,10)
legend('K','K reducido')
grid
figure(10)
step(U,U1,10)
legend('K','K reducido')
grid
```

```

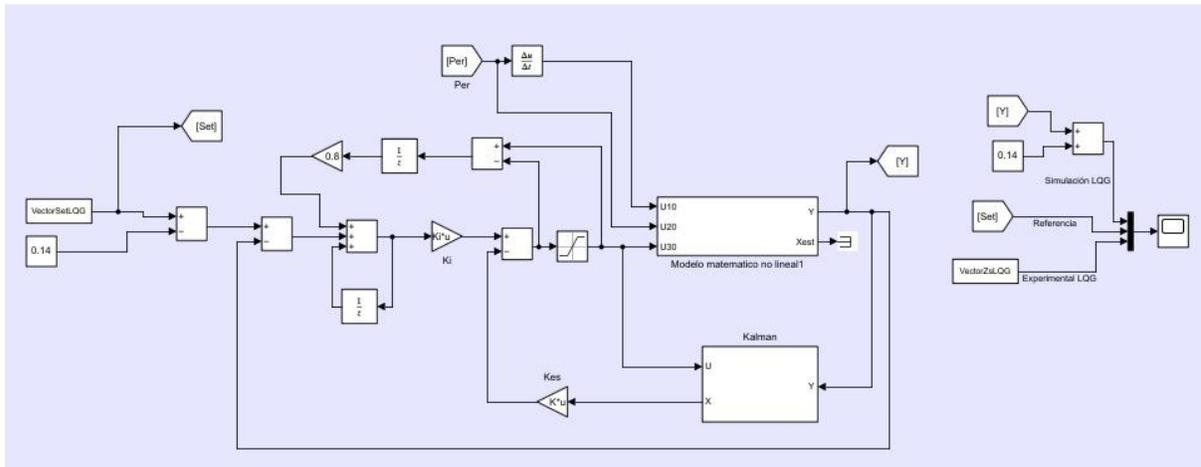
%%
Tm=0.008
Kdig = c2d(Kred,Tm)
sysd1 = c2d(sys2,Tm)
Td = feedback(sysd1*Kdig,eye(r));
Ud = feedback(Kdig,sysd1);
figure(11)
step(Td,14)
grid
figure(12)
step(Ud,14)
grid
Gc = Kdig.a
Hc = Kdig.b
Cc = Kdig.c
Dc = Kdig.d

```

Simulink de simulaciones

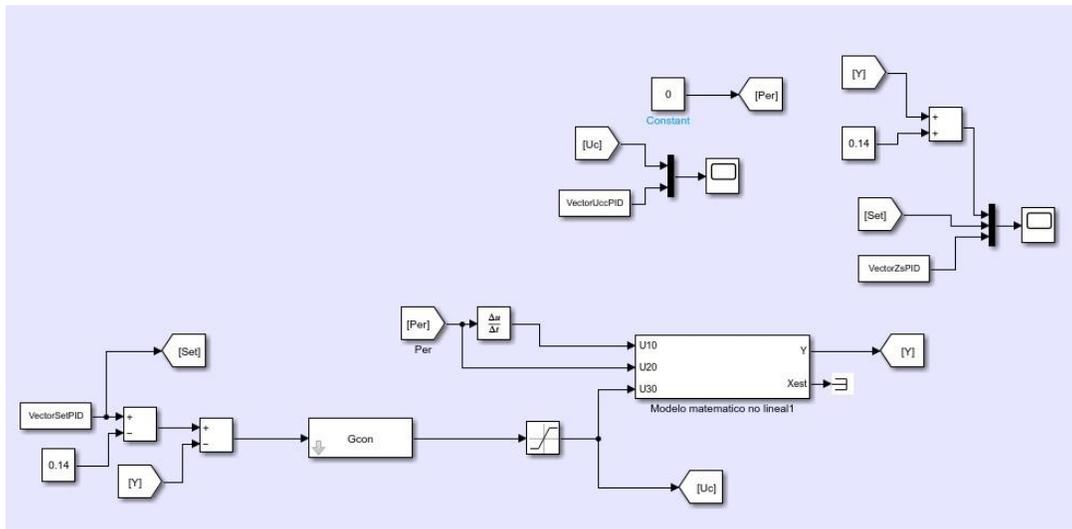
LQG

Figura 75. Simulink simulaciones control LQG



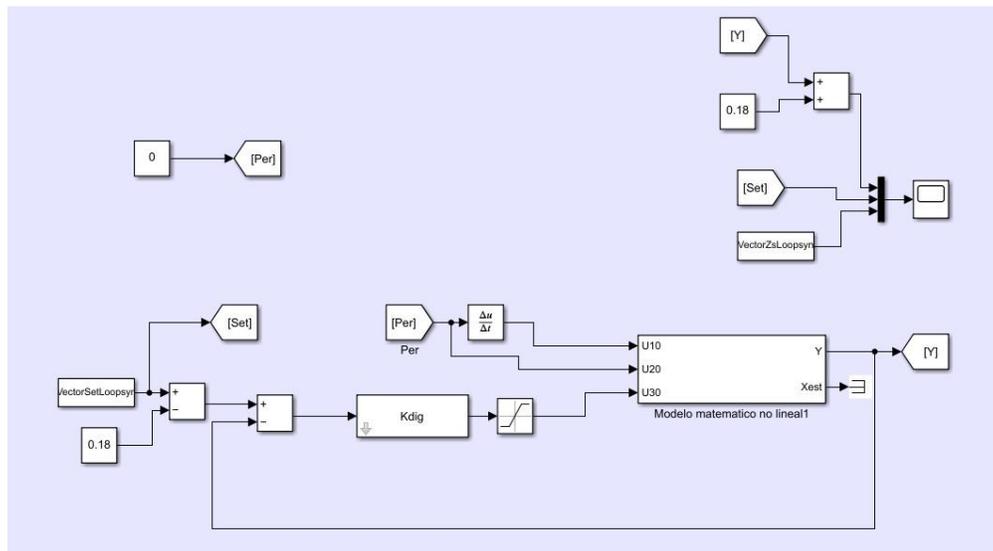
PID

Figura 76. Simulink simulaciones control PID



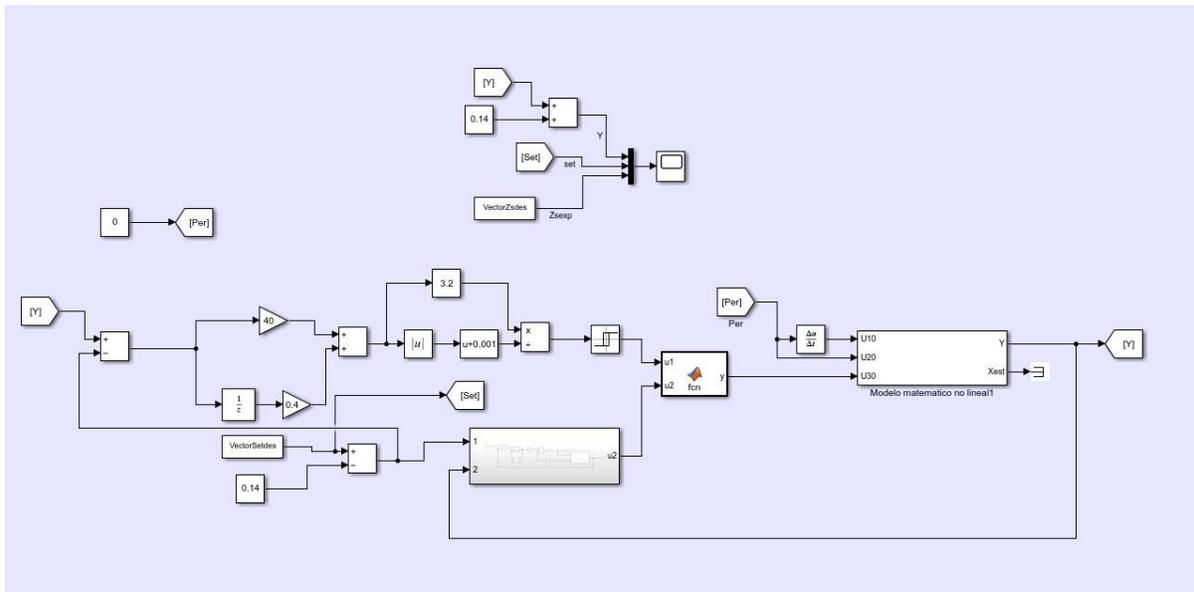
Técnica de control robusto Loop shaping

Figura 77. Simulink simulaciones, técnica de control robusto Loop shaping



Control Deslizante

Figura 78. Simulink simulaciones control deslizante

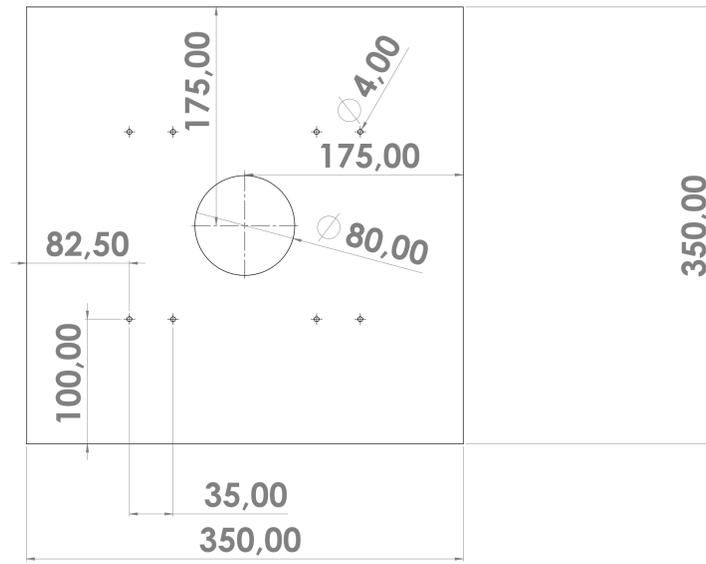


Planos del prototipo diseñado:

A continuación, se anexan los planos completos del prototipo construido:

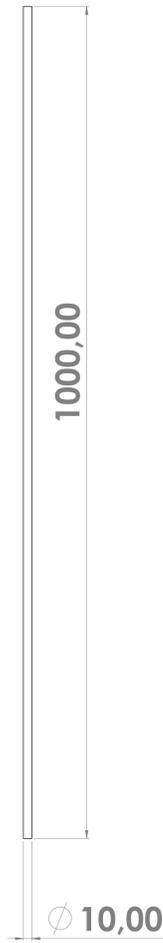


NÚMERO 1

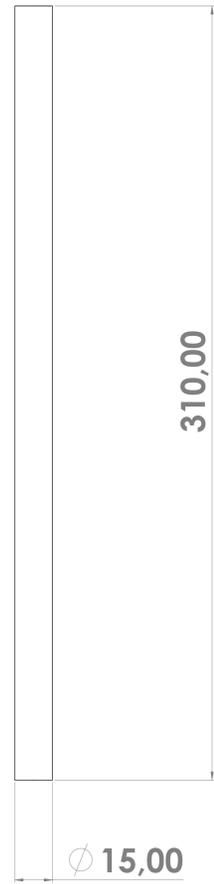


NÚMERO 2

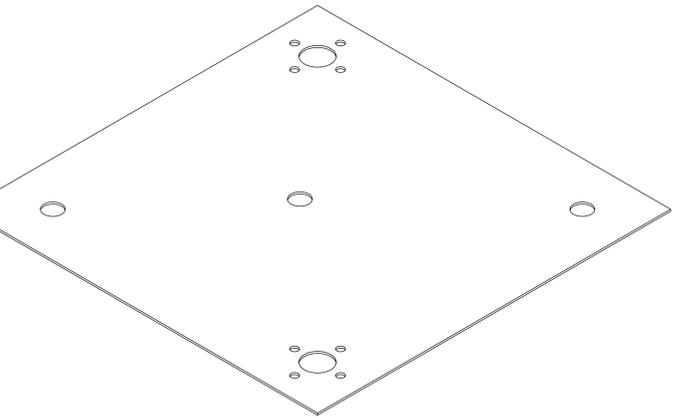
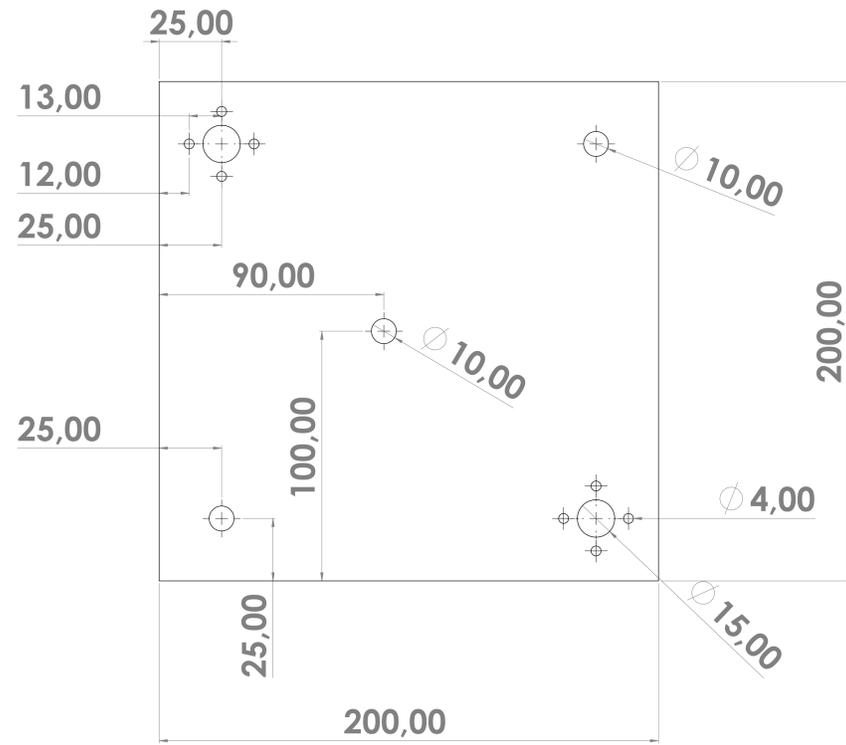
| | | | |
|------------------------------------|----------------------------------|------------|--------------------|
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA | 13/07/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR | WILSON BELLA BRAYAN PACHO | TÍTULO | PLACA SUPERIOR |
| MATERIAL | ACERO GALVANIZADO | CANTIDAD | 1 |
| ESCALA | 1:2 | HOJA | 1 DE 1 |
| DEBERACIONES | ACABADO EN PINTURA ELECTROLITICA | NÚMERO | 1 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA | 13/07/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR | WILSON BELLA BRAYAN PACHO | TÍTULO | PLACA SUPERIOR |
| MATERIAL | ACERO GALVANIZADO | CANTIDAD | 1 |
| ESCALA | 1:2 | HOJA | 1 DE 1 |
| DEBERACIONES | ACABADO EN PINTURA ELECTROLITICA | NÚMERO | 2 |



NÚMERO 3



NÚMERO 4

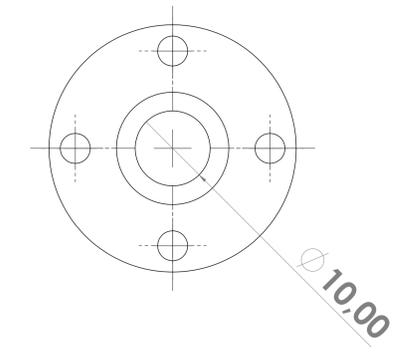
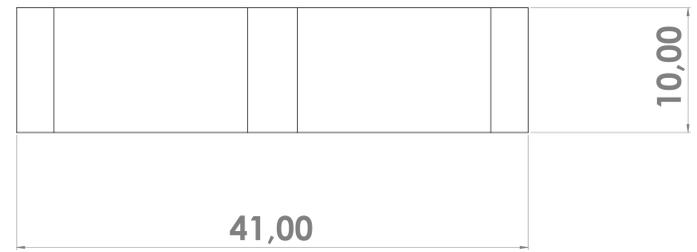
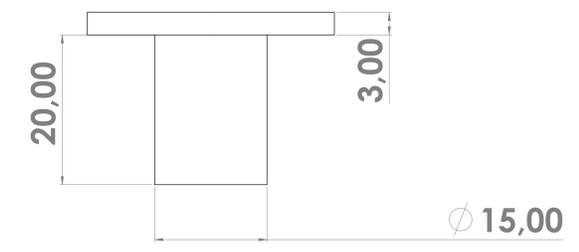
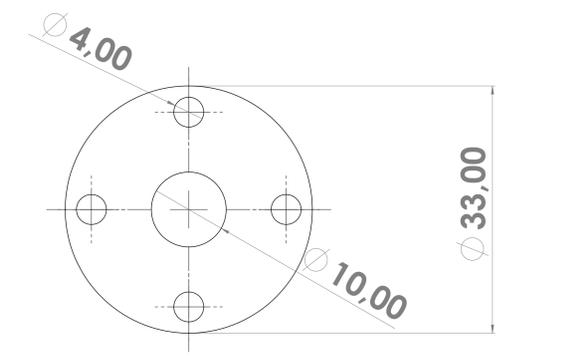
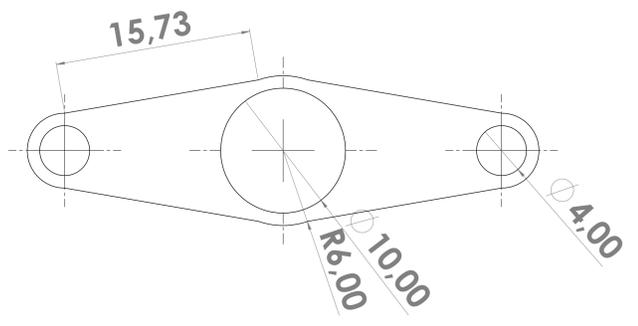
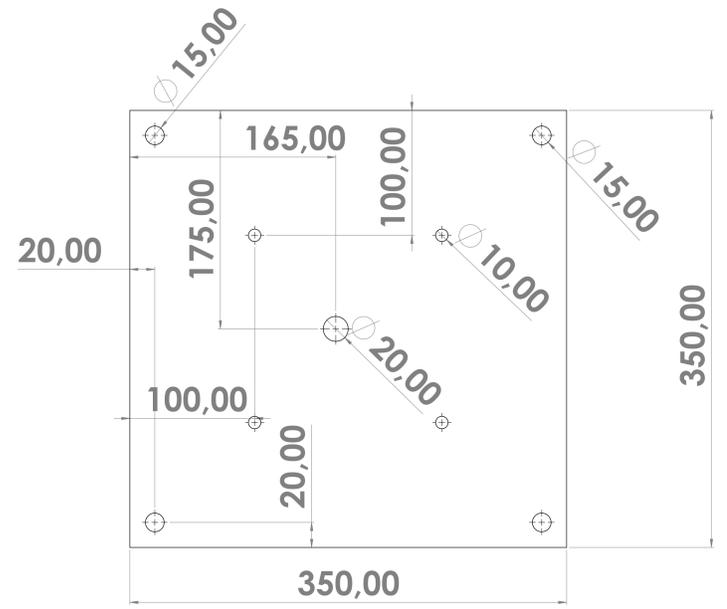
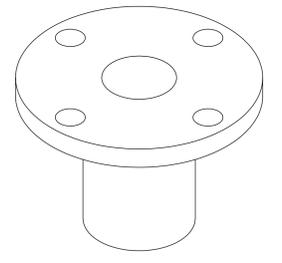
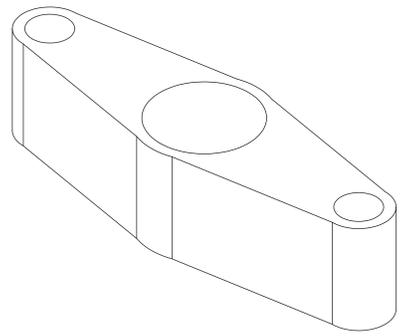
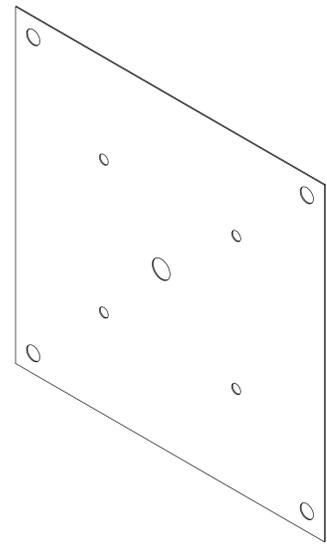


NÚMERO 5

| | | |
|---|------------------------|------------------|
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: 13/01/2022 | UNIDADES EN (MM) |
| REALIZADO POR: WILMAN BELLA BRAYAN PASCAL | TÍTULO: EJE GIRAL | A0 |
| MATERIAL: ACERO INOXIDABLE | CANTIDAD: 4 | ESCALA: 1:1 |
| OBSERVACIONES: UNICHO AL PÚBLICO POR MEDIO | | NÚMERO: 3 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: 13/01/2022 | UNIDADES EN (MM) |
| REALIZADO POR: WILMAN BELLA BRAYAN PASCAL | TÍTULO: EMPUJADOR MAX | A0 |
| MATERIAL: ACERO LIGERO ROLADO | CANTIDAD: 4 | ESCALA: 1:1 |
| OBSERVACIONES: | | NÚMERO: 4 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: 13/01/2022 | UNIDADES EN (MM) |
| REALIZADO POR: WILMAN BELLA BRAYAN PASCAL | TÍTULO: PLACA NUMÉRICO | A0 |
| MATERIAL: ACERO GALVANIZADO | CANTIDAD: 1 | ESCALA: 1:1 |
| OBSERVACIONES: ACABADO EN PINTURA ELECTROLITICA | | NÚMERO: 5 |

24 23 22 21 20 19 18 17 16 15 14 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2

T R P N M L K J H G F E D C B A



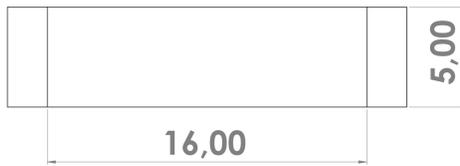
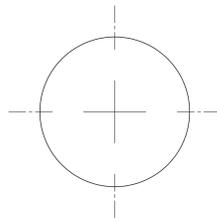
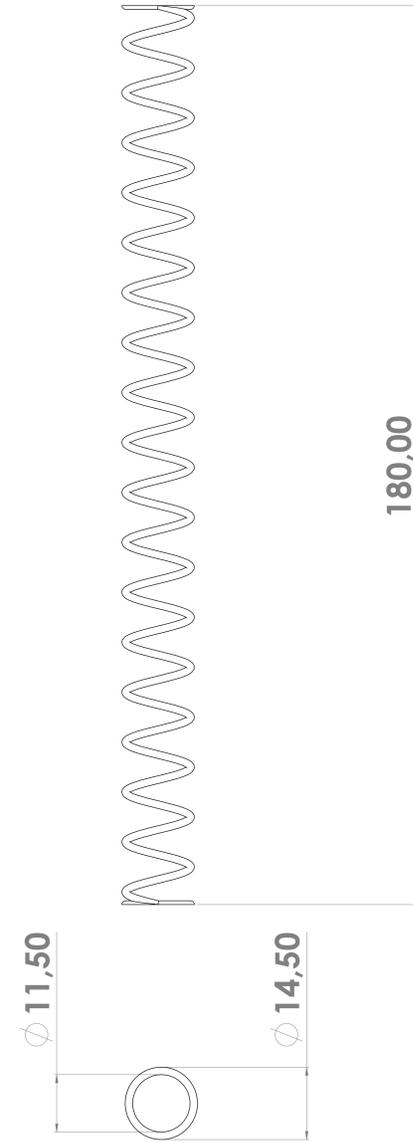
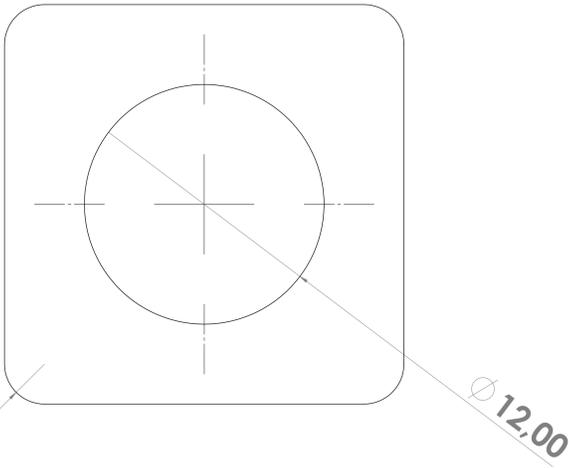
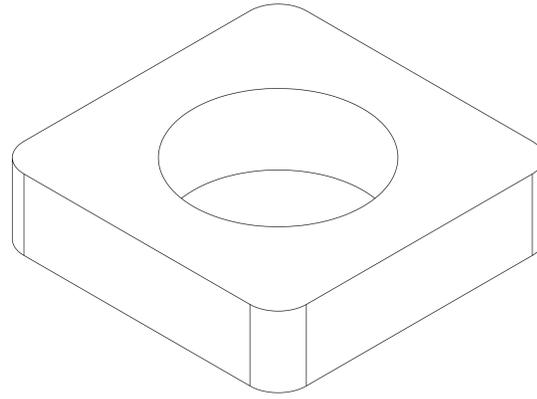
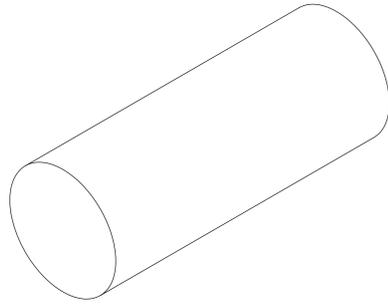
NÚMERO 8

NÚMERO 9

NÚMERO 10

| | | |
|---|-------------------------------|--------------------|
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: 13/07/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR: HILMAN BILLA MAYAN PACHO | TÍTULO: PLACA BASE SUPERIOR | A0 |
| MATERIAL: ACERO GALVANIZADO | CANTIDAD: 1 | ESCALA: 1:2 |
| OBSERVACIONES: ACABADO EN PINTURA ELECTROLITICA | | NÚMERO: 8 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: 13/07/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR: HILMAN BILLA MAYAN PACHO | TÍTULO: BASE DE EJES LINEALES | A0 |
| MATERIAL: ACERO GALVANIZADO | CANTIDAD: 12 | ESCALA: 1:1 |
| OBSERVACIONES: BASES PARA EJES DE 1 EDI DE DIAMETRO | | NÚMERO: 9 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: 13/07/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR: HILMAN BILLA MAYAN PACHO | TÍTULO: RODAMIENTOS LINEALES | A0 |
| MATERIAL: ACERO COLO ROLLO | CANTIDAD: 4 | ESCALA: 1:1 |
| OBSERVACIONES: REFERENCIA COMERCIAL LMF1000 | | NÚMERO: 10 |

24 23 22 21 20 19 18 17 16 15 14 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1

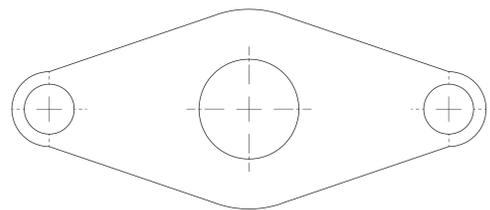
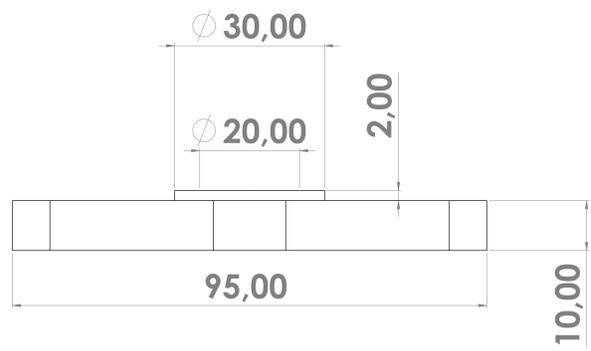
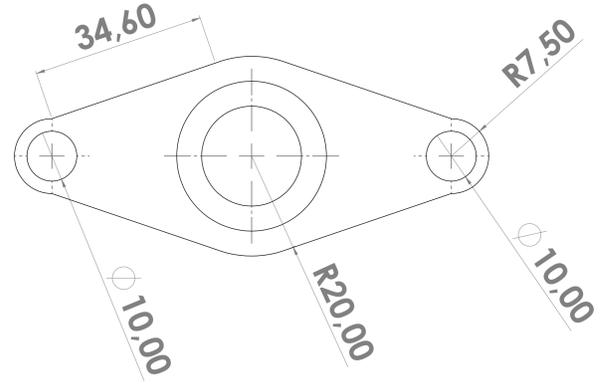


NÚMERO 11

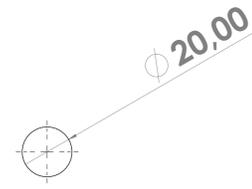
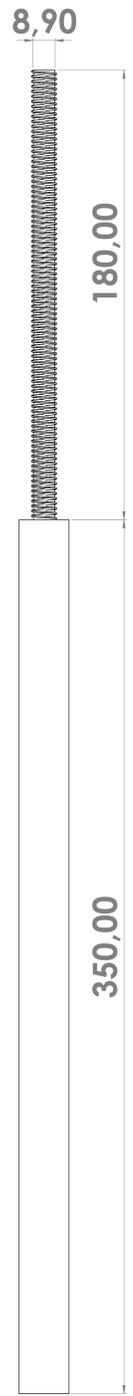
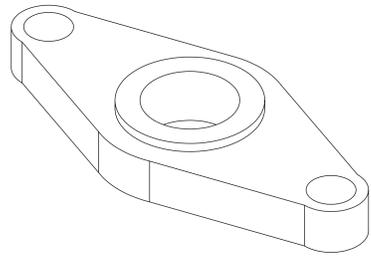
NÚMERO 12

NÚMERO 13

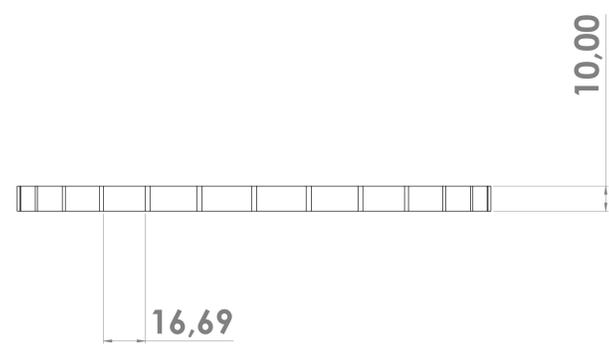
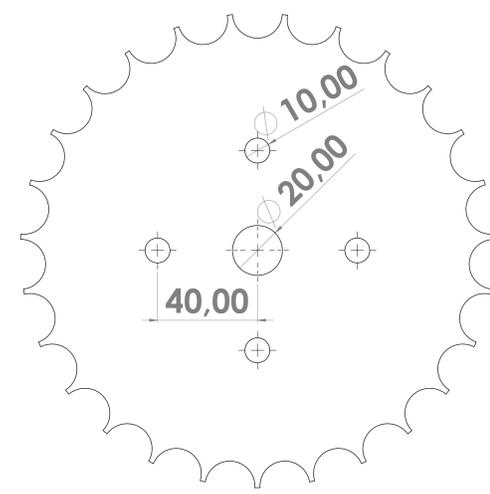
| | | | |
|--|----------------------------------|------------------|--------------------|
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE ESCALANANGA | FECHA: | 13/01/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR: MAYRA BELLA BLAYAN PACHEC | PROYECTO: | ESQUEMAS DE MASA | A0 |
| MATERIAL: | ACERO COLO ROLADO | CANTIDAD: | 3 ESCALA: 1:1 |
| OBSERVACIONES: | | | NÚMERO: 11 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE ESCALANANGA | FECHA: | 13/01/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR: MAYRA BELLA BLAYAN PACHEC | PROYECTO: | MASAS | A0 |
| MATERIAL: | ACERO COLO ROLADO | CANTIDAD: | 12 ESCALA: 1:1 |
| OBSERVACIONES: | ACABADO EN PINTURA ELECTROLITICA | | NÚMERO: 12 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE ESCALANANGA | FECHA: | 13/01/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR: MAYRA BELLA BLAYAN PACHEC | PROYECTO: | RESORTE | A0 |
| MATERIAL: | ACERO INOXIDABLE | CANTIDAD: | 4 ESCALA: 1:1 |
| OBSERVACIONES: | | | NÚMERO: 13 |



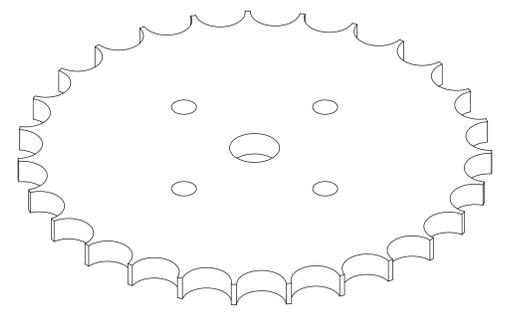
NÚMERO 14



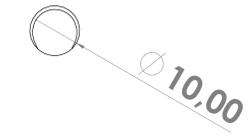
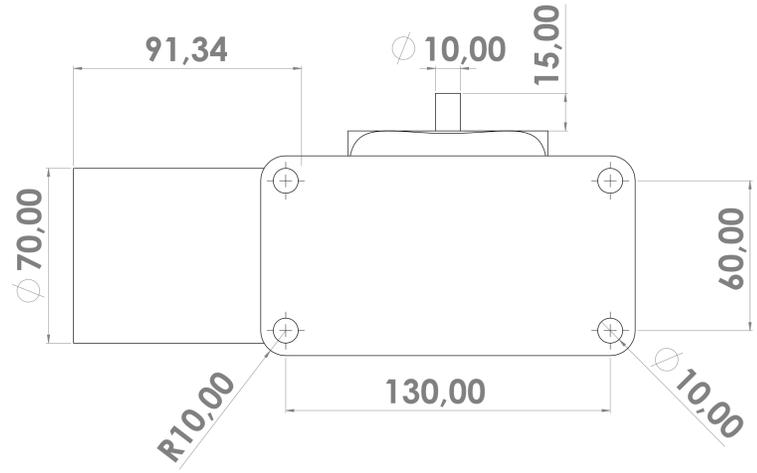
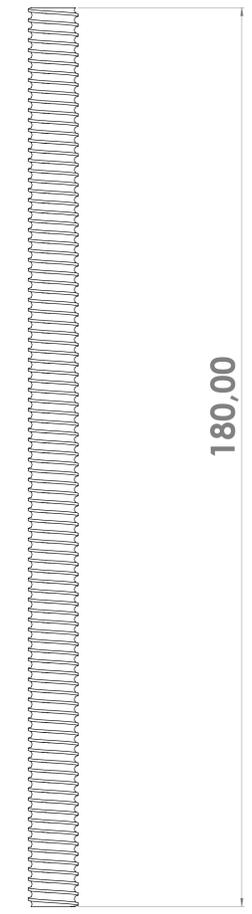
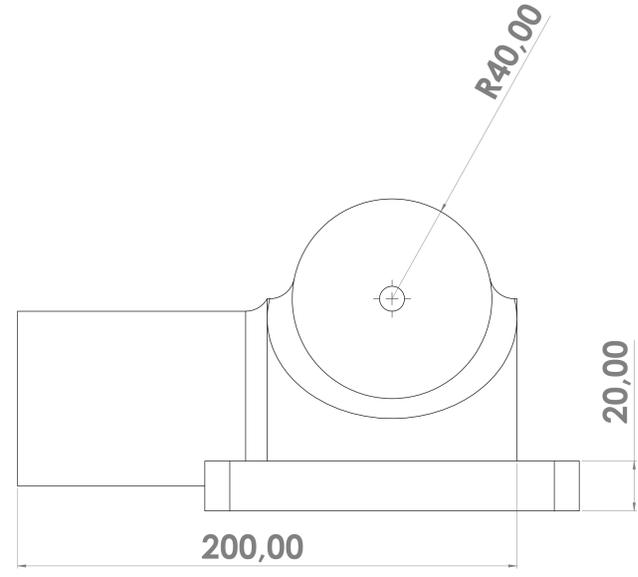
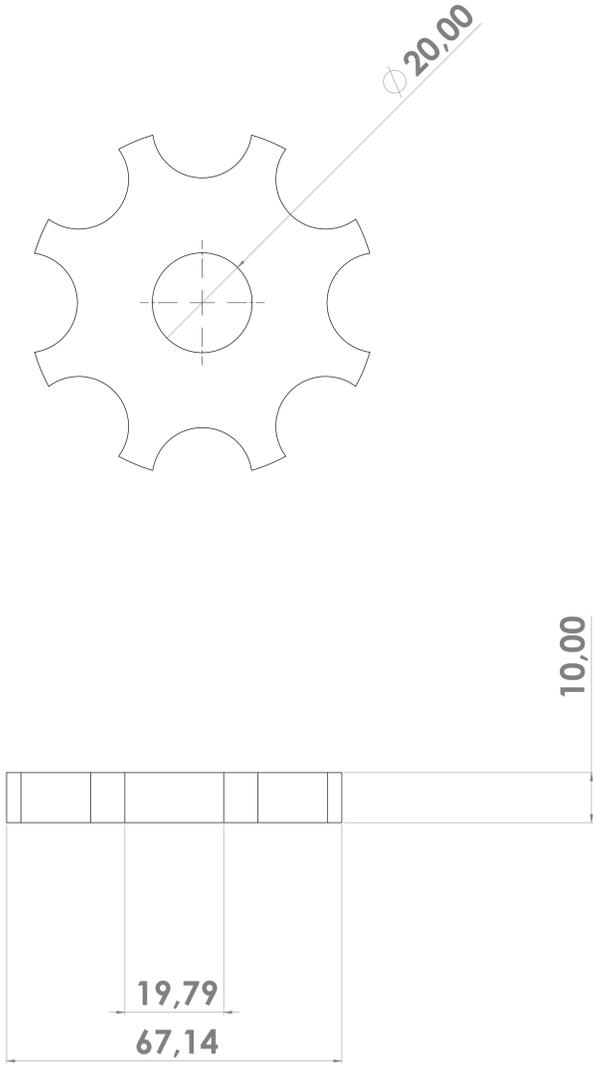
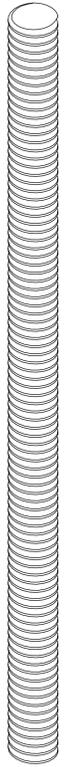
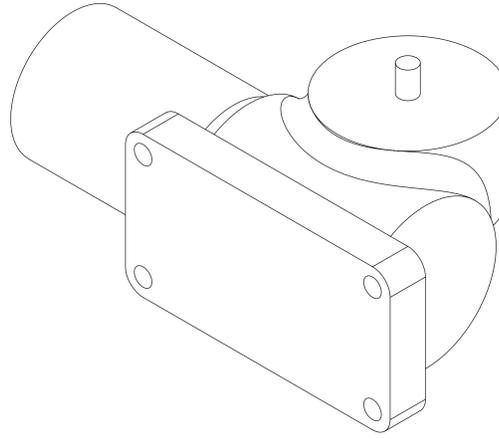
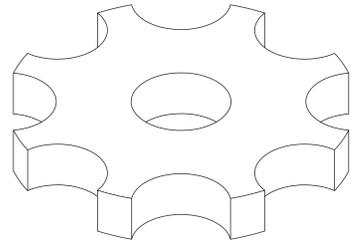
NÚMERO 15



NÚMERO 16



| | | | |
|------------------------------------|---|---------------|--------------------|
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: | 13/01/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR: | FECHA: | | A0 |
| BUENAVISTA BUENAVISTA | | COMEDIA | |
| MATERIAL: | ACERO COLD ROLLED | CANTIDAD: | 2 |
| | | ESCALA: | 1:1 |
| HOJA: | 12 | | |
| OBSERVACIONES: | CHARACERA DE FREZADA PARA 2 (2) DE DIAMETRO | | |
| | | | NÚMERO |
| | | | 14 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: | 13/01/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR: | FECHA: | | A0 |
| BUENAVISTA BUENAVISTA | | ES DE FORNOCA | |
| MATERIAL: | ACERO COLD ROLLED | CANTIDAD: | 1 |
| | | ESCALA: | 1:1 |
| HOJA: | 12 | | |
| OBSERVACIONES: | FORNULO DE FORNOCA SOLDADO | | |
| | | | NÚMERO |
| | | | 15 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: | 13/01/2022 | UNIDADES EN INCHES |
| REALIZADO POR: | FECHA: | | A0 |
| BUENAVISTA BUENAVISTA | | COMEDIA | |
| MATERIAL: | ACERO COLD ROLLED | CANTIDAD: | 1 |
| | | ESCALA: | 1:1 |
| HOJA: | 12 | | |
| OBSERVACIONES: | | | |
| | | | NÚMERO |
| | | | 16 |

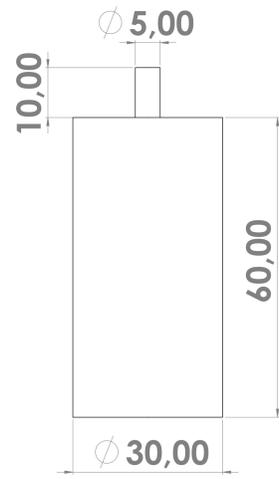
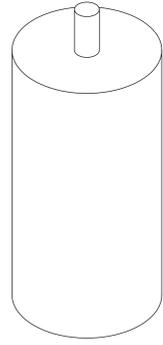
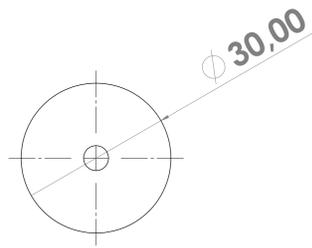


NÚMERO 17

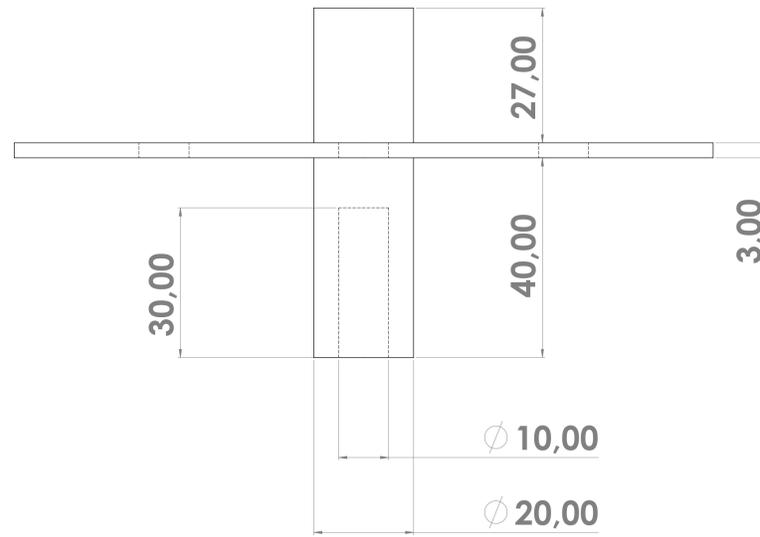
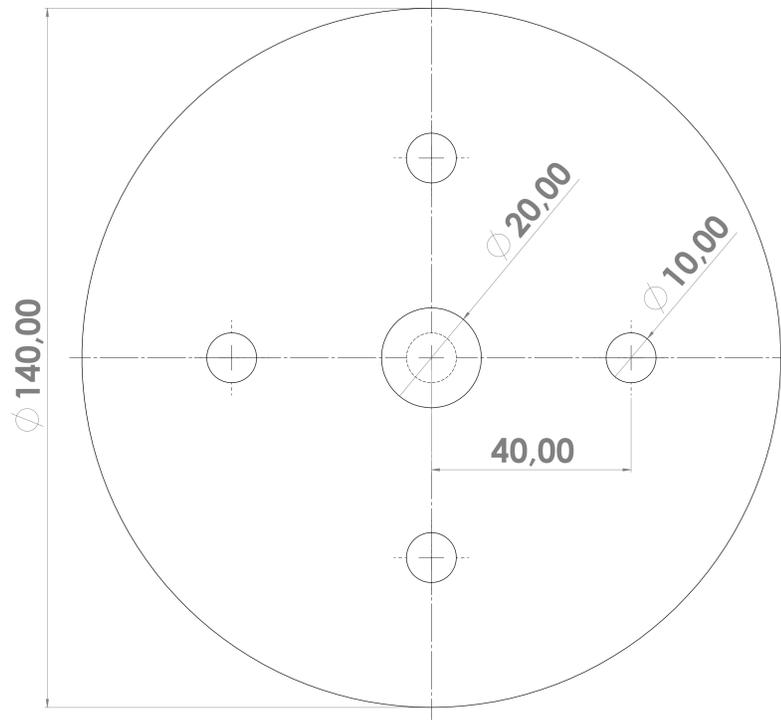
NÚMERO 18

NÚMERO 19

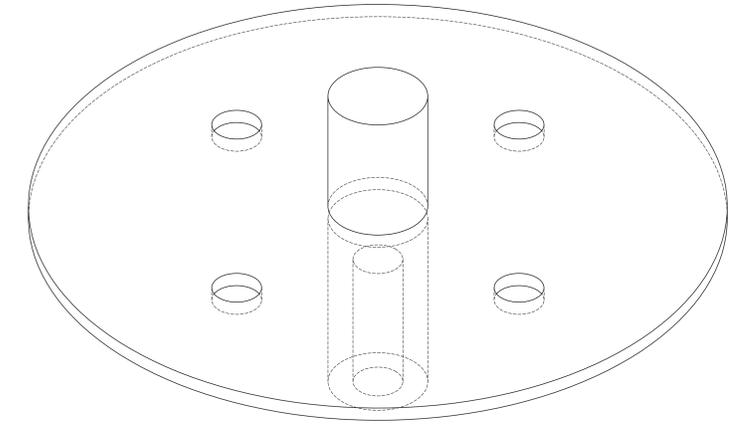
| | | | |
|--------------------------------------|-----------------------------------|---------------------|-------------------|
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SUCUMBAWANGA | FECHA: | 13/07/2022 | UNIDADES EN (HRS) |
| REALIZADO POR: | WILMARI BELLA BERNALPACÁN | FECHO: | AD |
| MATERIAL: | ACERO COQUE FLEDO | CANTIDAD: | 1 ESCALA: 1:1 |
| OBSERVACIONES: | | | NÚMERO: 17 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SUCUMBAWANGA | FECHA: | 13/07/2022 | UNIDADES EN (HRS) |
| REALIZADO POR: | WILMARI BELLA BERNALPACÁN | MOTOR DE POTENCIA: | AD |
| MATERIAL: | ACERO INOXIDABLE | CANTIDAD: | 2 ESCALA: 2:1 |
| OBSERVACIONES: | MOTOR DE 12 (X) 100 (BPM) 4 (HRS) | | NÚMERO: 18 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SUCUMBAWANGA | FECHA: | 13/07/2022 | UNIDADES EN (HRS) |
| REALIZADO POR: | WILMARI BELLA BERNALPACÁN | FORMAL DE POTENCIA: | AD |
| MATERIAL: | ACERO INOXIDABLE | CANTIDAD: | 2 ESCALA: 2:1 |
| OBSERVACIONES: | FORMAL DE ROSCA CUARADA DE 4 HRS | | NÚMERO: 19 |



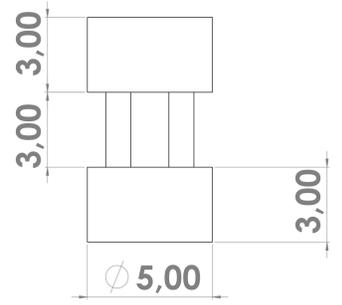
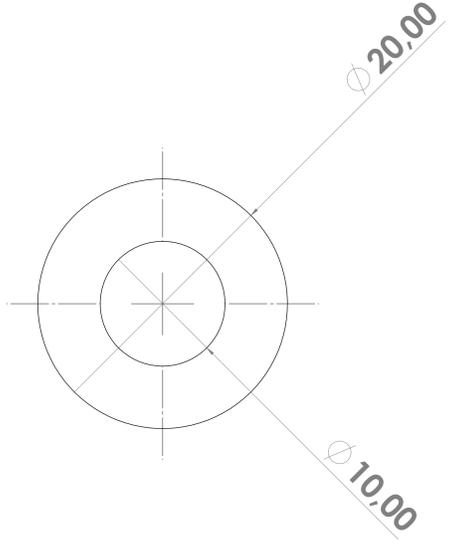
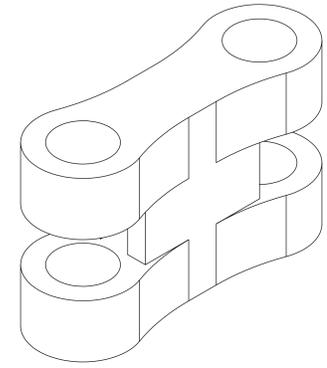
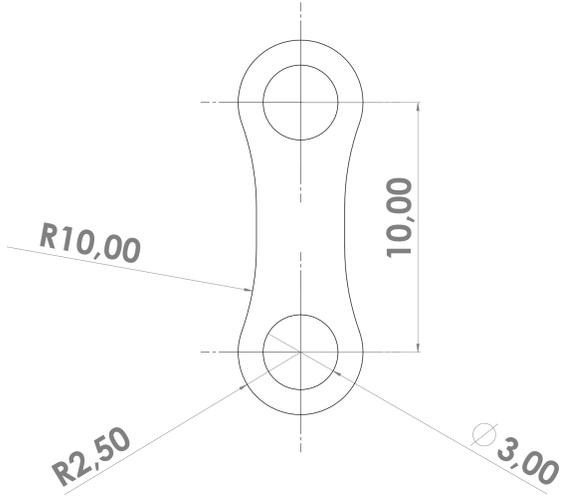
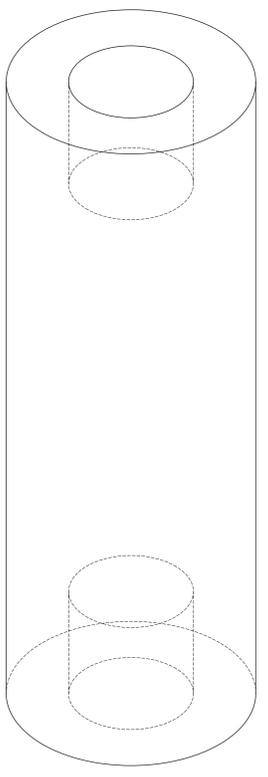
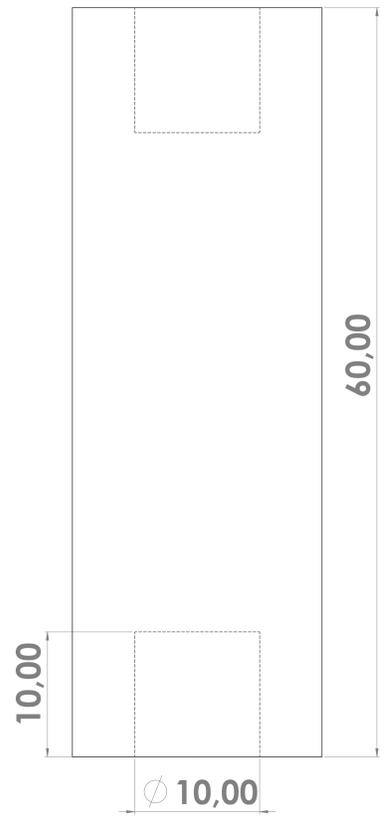
NÚMERO 20



NÚMERO 21



| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | | FECHA: | 13/05/2022 | UNIDADES EN (mm) |
|------------------------------------|--------------------------|-----------|----------------------|------------------|
| REALIZADO POR: | WILMAN BELLA BAYAN PABON | TÍTULO: | MOTOR ACTUADOR | A0 |
| MATERIAL: | | CANTIDAD: | 1 | ESCALA: 2:1 |
| HOJA: | 1 DE 1 | NÚMERO: | 21 | |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | | FECHA: | 13/05/2022 | UNIDADES EN (mm) |
| REALIZADO POR: | WILMAN BELLA BAYAN PABON | TÍTULO: | ACTUADOR DE POTENCIA | A0 |
| MATERIAL: | ACERO GALVANIZADO | CANTIDAD: | 1 | ESCALA: 2:1 |
| HOJA: | 1 DE 1 | NÚMERO: | 21 | |



NÚMERO 22

NÚMERO 23

| | | |
|---|-------------------------|------------------------|
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: 13/01/2022 | UNIDADES DE INGENIERÍA |
| REALIZADO POR: WILMAN BELLA, BRAYAN PACHECO | TÍTULO: ACOPLE ACTUADOR | A0 |
| MATERIAL: ACERO AL CARBONO | CANTIDAD: 1 | ESCALA: 1:1 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: 13/01/2022 | UNIDADES DE INGENIERÍA |
| REALIZADO POR: WILMAN BELLA, BRAYAN PACHECO | TÍTULO: BRABON CADENA | A0 |
| MATERIAL: ACERO COLD ROLLED | CANTIDAD: | ESCALA: 1:1 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: 13/01/2022 | UNIDADES DE INGENIERÍA |
| REALIZADO POR: WILMAN BELLA, BRAYAN PACHECO | TÍTULO: BRABON CADENA | A0 |
| MATERIAL: ACERO COLD ROLLED | CANTIDAD: | ESCALA: 1:1 |
| UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BUENAVISTA | FECHA: 13/01/2022 | UNIDADES DE INGENIERÍA |
| REALIZADO POR: WILMAN BELLA, BRAYAN PACHECO | TÍTULO: BRABON CADENA | A0 |
| MATERIAL: ACERO COLD ROLLED | CANTIDAD: | ESCALA: 1:1 |

11. Referencias

- [1] Castaño Giraldo S. “Control, Automático y educación”, 2017. [En línea]. Disponible en: <http://lnnk.in/iqds> [Último acceso: 28/11/2021].
- [2] Alvarez Alvarado M. “Modelo matemático de un motor de corriente”, 2011. [En línea]. Disponible en: <https://bit.ly/3BeWFGq> [Último acceso: 28/11/2021].
- [3] Davor H. “Survey of advanced suspension developments and related optimal control applications”, 1997.
- [4] Karnopp D. “Theoretical limitations in active vehicle suspensions, Vehicle System Dynamics”, 1986, pp. 41-54.
- [5] Akcay H. “RMS performance limitations and constraints for quartercar active suspensions, Control and Automation”, 2008.
- [6] Hurel J. “Modelado Físico y Matemático del Sistema de suspensión” p. 8, 2006.
- [7] Quanser. “Active Suspension”, 2018. [En línea]. Disponible en: <https://bit.ly/3POlw8p> [Último acceso: 28/11/2021].
- [8] Montoro López G. “Contribución al estudio y desarrollo de técnicas de control aplicadas a la linealización de sistemas”, 1996. [En línea]. Disponible en: <https://bit.ly/3BaOZFG> [Último acceso: 25/9/2021].
- [9] Pardo Martín. “Control automático, controlador PID”, 2021. [En línea]. Disponible en: <https://bit.ly/3RO1qg9> [Último acceso: 28/11/2021].
- [10] Valero Téllez E. “Diseño de un sistema de control avanzado para un péndulo”, Bucaramanga, 2021.
- [11] Giraldo D., Cifuentes J., Erasmo J. “Controladores óptimos lineales, no lineales y PID”, 2015. [En línea]. Disponible en: <https://bit.ly/3cB4agY> [Último acceso: 28/11/2021].
- [12] Niknezhadi A., Kunusch, Ocampo Martínez C. “Diseño de controladores LQR/LQG para su aplicación en sistemas de pilas de combustible tipo PEM”, 2010. [En línea]. Disponible en: <https://bit.ly/3PoD0rT> [Último acceso: 28/11/2021].
- [13] “Control lineal-cuadrático-gaussiano”. 2022. [En línea]. Disponible en: <https://bit.ly/3RP7t44> [Último acceso: 15/2/2022].
- [14] “Controladores Discretos de bajo orden”. 2022. [En línea]. Disponible en: <https://bit.ly/3PLbc0Q> [Último acceso: 23/2/2022].
- [15] Díaz J., Castelló R. “The use of interactivity in the controller design: Loop shaping versus closed-loop shaping”, Madrid, 2020 [Último acceso: 3/3/2022].

[16] “Control Tutorials for Matlab and Simulink – Motor Speed: System Modeling”, 2021. [En línea] Disponible en: <https://bit.ly/3aY1Yj0> [Último acceso: 10/7/2021].

[17] My.mech.utah.edu. “DC Motor Characteristics”,2021.[En línea] Disponible en: <https://bit.ly/35XQEfZ> [Último acceso: 12/8/2021].

[18] Cerón Morales I., Vázquez Espinoza J., Aquino Díaz E. “Modelo matemático del motor de corriente directa”, 2017. [En línea] Disponible en: <https://bit.ly/2vanad5> [Último acceso: 21/4/2021].

[19] Canal I., Valdiero A., Reibold, M. “Modelagem Matemática de Motor de Corrente Contínua e Análise Dinâmica. Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics.”,2016. [En línea] Disponible en: <https://bit.ly/2vcbDKc>

[20] Gerardo H., Guillermo, M. “Obtención experimental de los parámetros del motor que se utilizará en el sistema de locomoción de una esfera rodante. Trabajo de Grado. Universidad Pontificia Bolivariana.” [En línea] Disponible en: <https://bit.ly/369SdbD>

[21] Solarte Rosas C., Muñoz Ordoñez, J. “Controlador Electrónico para Articulaciones Rotoides. Trabajo de Grado. Universidad del Cauca.”,2015. [En línea] Disponible en: <https://bit.ly/3wZVZ33>, En ESPECIAL EL ANEXO A: <https://bit.ly/35WaKYQ>

[22] Johan Astrom K. “Introducción a la teoría del control estocástico”. Prensa académica. ISBN 0-486-44531-3,1970.

[23] Lindquist A. “Sobre el control de retroalimentación de sistemas estocásticos lineales”. Revista SIAM de Control.1973.

[24] Tryphon Georgiou T., Lindquist A. “El principio de separación en el control estocástico, Redux”. Transacciones IEEE sobre control automático,2013.

[25] Willigenburg V. “Algoritmos numéricos y cuestiones relativas a las ecuaciones de proyección óptima en tiempo discreto”. Revista europea de control, 2000.

[26] Willigenburg V. “Compensadores óptimos de orden reducido para sistemas de tiempo discreto variables en el tiempo con parámetros deterministas y blancos”.1999.

[27] Zigic D., Watson L., Collins E., Haddad W., Ying S. "Métodos de homotopía para resolver las ecuaciones de proyección óptimas para el problema del modelo de orden reducido H²". Revista Internacional de Control,1996.

[28] Gao H., Xue S., Yin S., Qiu J., Wang C., “Output feedback control of multirate sampled-data systems with frequency specifications.” IEEE Trans. Control Syst. Technol. 2016, 25, 1599–1608.

- [29] Instituto nacional de vías. 2013. [En línea] Disponible en: <https://bit.ly/3zoyUdQ> [Último acceso: 2/2/2021].
- [30] “An inertial delay observer-based sliding mode control for active suspension systems”, 2019. [En línea]. Disponible en: <https://bit.ly/3PGUNdK>
- [31] Qin W., Shangguan W., “A research of sliding mode control method with disturbance observer combining skyhook model for active suspension systems”, 2020. [En línea] Disponible en: <https://bit.ly/3OjalxO>
- [32] Chen S., He R., Liu H., Yao M., “Probe into necessity of active suspension based on LQG control,” Phys. Procedia, vol. 25, pp. 932–938, 2012.
- [33] Vaijayanti S., Pramod D., Shrivijay B., “Nonlinear Control for Dual Objective Active Suspension Systems” - IEEE Journals & Magazine, 2017. [En línea] Disponible en: <https://bit.ly/3ctzbnM>
- [34] Gupta S., Divyesh G., Shendge D., “An inertial delay observer-based sliding mode control for active suspension systems”, 2016. [En línea] Disponible en: <https://bit.ly/3B4u86A>
- [35] Mohan B., Phadke S. “Variable structure active suspension system. In International conference on industrial electronics, control, and instrumentation, volume 3”. IEEE, pp. 1945–1948.
- [36] Mohan B., Modak J., Phadke S. “Vibration control of vehicles using model reference adaptive variablestructure control”. Adv Vibr Eng 2003; 2(4): 343–361.