

UCLV
Universidad Central
"Marta Abreu" de Las Villas



FIE
Facultad de
Ingeniería Eléctrica

TRABAJO DE DIPLOMA

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales

Título Control de velocidad de un motor serie de CD mediante Rechazo Activo de Perturbaciones.

Autores Maddiel Estrada Triana

Tutores Dr. José Rafael Abreu García

Santa Clara, julio 2018
Copyright©UCLV

Este documento es Propiedad Patrimonial de la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas, y se encuentra depositado en los fondos de la Biblioteca Universitaria “Chiqui Gómez Lubian” subordinada a la Dirección de Información Científico Técnica de la mencionada casa de altos estudios.

Se autoriza su utilización bajo la licencia siguiente:

Atribución- No Comercial- Compartir Igual



Para cualquier información contacte con:

Dirección de Información Científico Técnica. Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas. Carretera a Camajuaní. Km 5½. Santa Clara. Villa Clara. Cuba. CP. 54 830

Teléfonos.: +53 01 42281503-1419

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales



TRABAJO DE DIPLOMA

**“Control de velocidad de un motor serie de CD
mediante Rechazo Activo de Perturbaciones.”**

Autor: Maddiel Estrada Triana

E-mail: mestrada@uclv.cu

Tutor: Dr. José Rafael Abreu García

E-mail: abreu@uclv.edu.cu

Santa Clara

2018

"Año del 60 Aniversario de la revolución."

PENSAMIENTO

“Nunca consideres el estudio como un deber, sino como una oportunidad para penetrar en el maravilloso mundo del saber”

Albert Einstein.

DEDICATORIA

A mis padres, Alberto y Midalis por todo el amor, la dedicación y apoyo en todo momento,

A mi hermano por todo el apoyo brindado,

A mis abuelos, por su cariño,

A mi tío Ariel por ser mi segundo papá,

A mi novia por estar siempre cuando la necesite,

A toda mi familia y amigos por apoyarme en todo momento,

A todos los profesores y en especial a mi tutor que han sabido guiarme,

A todos los que me apoyaron para escribir y concluir esta tesis,

Para ellos es esta dedicatoria de tesis, pues es a ellos a quien se las debo por su apoyo incondicional.

AGRADECIMIENTOS

A mis padres, a ellos los responsables de mi formación y educación, por apoyarme y estar a mi lado en todo momento y por guiarme a lo largo de estos años.

A mi hermano por ser la persona que más quiero en el mundo a pesar de nuestras diferencias.

A mi tío Ariel que siempre estaba al tanto de lo que me pasaba y por ser junto a mi hermano sus niños del alma.

A mi novia por estar siempre a mi lado ya sea en los momentos difíciles como en los fáciles para darme apoyo y mucho cariño.

Mis más sinceros agradecimientos a Abreu, mi tutor, por su empeño, dedicación, por su tiempo y ayuda incondicional, por enseñarme a superarme y no darse por vencido conmigo, por darme confianza y creer en mí.

A toda mi familia y amigos que supieron compartir su tiempo estos 5 largos años. A los que me acompañaron día a día y a los que no.

A todos los profesores que han puesto su granito de arena en mi formación como profesional.

En general quisiera agradecer a todo aquel que de una forma u otra, hizo posible la realización de este trabajo de diploma.

A todos ellos, ¡sinceramente GRACIAS!!!

RESUMEN

En la actualidad son muchos los procesos industriales que emplean motores de CD en conexión serie y necesitan de un control exacto de su velocidad. Los métodos de control empleados para regular la velocidad de estos motores muchas veces no tienen en cuenta perturbaciones, por lo que el Control por Rechazo Activo de Perturbaciones es una solución a dicho problema. En esta investigación se diseña un controlador ADRC con el fin de minimizar el error de velocidad en presencia de perturbaciones y así poder comparar su comportamiento con los métodos clásicos de control de velocidad. El observador de estado extendido presente en el controlador realiza una estimación en tiempo real de las perturbaciones y luego las cancela como parte de la ley de control. El ajuste de los parámetros tanto del controlador como del observador se realiza en función del criterio de estabilidad que se quiera. El esquema de control propuesto se valida mediante simulaciones, donde se demuestra la efectividad del método con respecto a controladores PID en el control de velocidad en motores de CD en conexión serie.

TABLA DE CONTENIDOS

PENSAMIENTO	i
DEDICATORIA	ii
AGRADECIMIENTOS	iii
RESUMEN	iv
INTRODUCCIÓN	1
Organización del informe	4
CAPÍTULO 1. ESTUDIO DEL CONTROL DE VELOCIDAD Y LOS MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA.....	5
1.1 Aspectos teóricos para la realización del trabajo.	5
1.1.1 Justificativa del proyecto.	5
1.2 Evolución del control ADRC en motores de corriente directa.	6
1.3 Motores de corriente directa.....	7
1.3.1 Tipos de motores de CD.	8
1.3.2 Motor de corriente directa en conexión serie.....	9
1.3.3 Ventajas y aplicaciones de los motores de corriente directa	10
1.4 Sistemas de control de velocidad.	11
1.5 Consideraciones finales del capítulo	15
CAPÍTULO 2. IMPLEMENTACIÓN DE LA LEY DE CONTROL POR RECHAZO ACTIVO DE PERTURBACIONES PARA UN MOTOR DC EN CONEXIÓN SERIE. ...	16
2.1 Modelado matemático del motor de CD en conexión serie.	16
2.2 Control por Rechazo Activo de perturbaciones.	17
2.2.1 Controlador ADRC.	19

2.2.2	Estabilidad y el parámetro B.....	21
2.2.3	Método de sintonización.....	22
2.3	Aplicaciones del Control por Rechazo Activo de Perturbaciones.	25
2.4	Consideraciones finales del capítulo.	26
CAPÍTULO 3. AJUSTE DE LOS CONTROLADORES Y EVALUACIÓN DE SUS DESEMPEÑOS. 27		
3.1	Motor de corriente directa en conexión serie.....	27
3.2	Ajuste de los controladores	29
3.2.1	Ajuste del controlador ADRC.....	29
3.2.2	Ajuste del controlador PID.	31
3.3	Comparación del desempeño de los controladores.	32
3.4	Análisis económico	37
3.5	Consideraciones finales del capítulo.....	38
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		39
Conclusiones.....		39
Recomendaciones		40
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS		41
ANEXOS		44
Anexo I Programa para el cálculo de los ajustes del controlador ADRC para un sistema de segundo orden a partir de la respuesta deseada.....		44
Anexo II Programa para la generación de los gráficos de las perturbaciones y las respuestas de velocidad.....		44

INTRODUCCIÓN

Un accionamiento eléctrico es un sistema capaz de convertir la energía eléctrica en mecánica, de forma útil y controlando los parámetros implicados, como la velocidad, posición o par. Conforme al tipo de corriente en la cual operan, los motores se clasifican en motores de corriente alterna (CA) o en motores de corriente directa (CD).

En la actualidad la mayoría de motores de la industria son manejados de forma directa desde las líneas de distribución eléctrica ya sean motores CA o CD. Debido a esto el comportamiento del motor depende de la naturaleza de la carga y de la característica mecánica del motor, en la mayoría de las maquinas eléctricas la velocidad disminuye con el incremento de la carga, una excepción de esto lo constituyen las maquinas sincrónicas. En las máquinas de corriente directa con excitación independiente la velocidad disminuye linealmente con el incremento de la carga, sin embargo en la maquina serie la variación no es lineal como veremos más adelante.

Los motores de corriente directa para maquinas serie proporcionan un alto momento de arranque y ofrecen facilidades para el control de la velocidad angular en un amplio intervalo, por lo que encuentran aplicación en la industria papelera, acerera, minera, de manejo de materiales, así como en otras aplicaciones tales como sistemas de tracción (Muruganandam and Madheswaran, 2013, Ali, 2015, Li et al., 2015). Los motores de CD han dominado el campo donde se requiera variar la velocidad por más de un siglo, y aún continúan en la actualidad siendo ampliamente utilizados en accionamientos eléctricos, a pesar de la posibilidad de variar velocidad con motores de corriente alterna que han surgido en los últimos años. Esto se debe a sus excelentes propiedades operacionales y a sus características de control; la única desventaja esencial es el conmutador mecánico, el cual restringe la

potencia y la velocidad del motor, incrementa la inercia y la longitud axial y requiere mantenimiento periódico (Leonhard, 2001).

El control de velocidad de los motores de CD, es más fácil de realizar que los controles de velocidad de los motores de CA. Además de las técnicas convencionales de control, para este tipo de motores también se pueden aplicar técnicas de control inteligente (Galvis et al., 2016).

Los motores de CD en conexión serie se caracterizan por poseer una curva de momento-velocidad inversa. Dichos motores son ampliamente utilizados en sistemas de alta inercia, donde se requiere un par de arranque relativamente alto. Sin embargo las no linealidades presente en su característica hacen difícil el control de su velocidad, por lo que se han ideado diferentes sistemas de control entre los que se destaca el Control por Rechazo Activo de Perturbaciones (ADRC, por sus siglas en inglés: *Active Disturbance Rejection Control*). Debido a lo expuesto anteriormente el proyecto pretende desarrollar un Control por Rechazo Activo de Perturbaciones para controlar la velocidad angular del eje de un motor de CD en conexión serie. La presencia inherente de no linealidades y perturbaciones desconocidas sugiere un controlador por rechazo activo de perturbaciones basado en un Observador de Estado Extendido (ESO, por sus siglas en inglés: *Extend State Observer*), el cual es sintonizado en base a consideraciones de planitud diferencial.

Cualquier sistema está expuesto a perturbaciones internas y externas. El motor de corriente directa con conexión serie no es una excepción, pues se presentan incertidumbres en sus parámetros y cambios en el momento desarrollado que varían de manera no lineal, lo que se traduce en variaciones en la velocidad angular.

Generalmente al diseñar un sistema de control no se tienen en cuenta las incertidumbres paramétricas ni las perturbaciones a que puede estar sometido el motor

En la revisión bibliográfica realizada han sido reportados trabajos de control de motores series en las que se utiliza la linealización aproximada y el método de la pasividad, pero en ninguno de dichos trabajos se toman en cuenta las perturbaciones en especiales las externas a la hora de hacer el diseño del sistema de control

Problema Científico.

¿Es posible establecer una metodología de diseño del sistema de control para regular la velocidad de un motor serie, teniendo en cuenta incertidumbres paramétricas y perturbaciones externas?

Con el fin de dar cumplimiento a lo expuesto anteriormente se plantean los siguientes objetivos para la realización del trabajo:

Objetivo general

Diseñar el Control por Rechazo Activo de Perturbación a un motor de corriente directa en conexión serie con el fin eliminar su alinealidad y las perturbaciones externas en su operación.

Objetivos específicos (cambiarlos)

- Establecer las propuestas de control de velocidad de motores serie de corriente directa en la literatura especializada, en especial el método ADRC.
- Definir en que se basa el método de Control por Rechazo Activo de Perturbaciones.
- Diseñar los controladores ADRC y PID para el sistema ante presencia de alinealidades y disturbios.
- Evaluar mediante simulación el desempeño de ambos controladores y arribar a conclusiones.

Para lograr los objetivos propuestos se plantean las siguientes tareas:

1. Revisión en la literatura especializada sobre los métodos más conocidos para el diseño de sistemas de control de velocidad de motores de corriente directa con excitación serie.
2. Estudio de la dinámica del motor de CD con excitación serie.
3. Estudio de las características principales del Control por Rechazo Activo de Perturbaciones (ADCR) así como sus posibles aplicaciones.
4. Diseño de los controladores PID y ADRC para el control de velocidad del motor serie de corriente directa.

5. Implementación en el software *Matlab/Simulink* de los controladores.
6. Evaluación mediante simulación del desempeño de ambos controladores y llegar a conclusiones.
7. Confección del informe final.

Organización del informe

El presente trabajo de diploma se estructura en Introducción, capitulario, conclusiones, referencias bibliográficas y anexos.

En la introducción se dejará definida la importancia, actualidad y necesidad del tema que se aborda y se dejarán explícitos los elementos básicos que fundamentan la propuesta.

En el primer capítulo se comenzará con el denominado estado del arte además de la justificación del trabajo. Se realizará una caracterización de los motores de corriente directa (clasificación, ventajas y aplicaciones), pasando a desarrollar con mayor amplitud las específicas de los motores serie. Se abordan los principales aspectos teóricos de los sistemas de control de velocidad.

El segundo capítulo se dedicará al modelado matemático de los motores de corriente directa en conexión serie donde se pueda apreciar el carácter no lineal del mismo. Se establecerá los principios en que se basa el Control Activo por Rechazo de Perturbaciones su desarrollo y sus ventajas sobre los métodos clásicos de control, además de diseñar la ley de control por Rechazo Activo de Perturbaciones.

En el tercer capítulo se realizará análisis mediante simulación del control de velocidad de un motor serie de CD por el método ADRC y comparándolo con otro método de control empleado en la práctica como por ejemplo un PID. Para ello se tomarán de catálogos datos de motores reales para así diseñar el sistema de control.

CAPÍTULO 1. ESTUDIO DEL CONTROL DE VELOCIDAD Y LOS MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA.

En el presente capítulo se realiza una breve descripción acerca de los diferentes métodos de control de velocidad en motores de corriente directa, además de plantearse la justificación del trabajo. Se exponen las principales características de los motores de CD, así como de los sistemas de control de velocidad y específicamente el método de Rechazo Activo de Perturbaciones, también se presentan algunas ventajas y aplicaciones del mismo.

1.1 Aspectos teóricos para la realización del trabajo.

En este acápite se abordan temas fundamentales para comprender la importancia que tiene la realización de este trabajo.

1.1.1 Justificativa del proyecto.

Determinar un modelo matemático simple y confiable para los complejos sistemas industriales es una tarea difícil. En la obtención de un modelo matemático razonable son ignoradas ciertas propiedades inherentes del sistema. El control por rechazo activo de perturbaciones (ADRC) es un método que no requiere de un modelo matemático preciso del sistema, supone que los elementos no modelados de la dinámica y las perturbaciones externas pueden ser estimados a través de un observador de estado extendido (ESO) y posteriormente suprimidos en línea usando el estimado como parte de la ley de control.

Los motores serie de CD son de amplia utilización en el control de cargas que poseen una alta inercia y requieren momentos de arranque elevados. Su característica momento velocidad es inversa, esto junto a las perturbaciones desconocidas sugieren la utilización de un Control Activo de Perturbaciones.

1.2 Evolución del control ADRC en motores de corriente directa.

El control mediante Rechazo Activo de Perturbaciones (RAP en español, ADRC en inglés) tiene una larga historia que data desde el primer tercio del siglo XIX, en Francia, con las prescripciones prácticas del Ingeniero Jean - Víctor Poncelet en el control de enclaves industriales mediante lo que él llamaba el “principio de invarianza”.

El control mediante RAP consiste en cancelar en forma activa, mediante la señal de control, los efectos de las perturbaciones en las salidas del sistema, basándose bien en mediciones de estos efectos o en sus estimaciones.

En resumen, este paradigma establece que es posible eliminar los efectos indeseables sobre la salida antes de aplicar la realimentación.

Este método de control nunca fue formalizado matemáticamente y sin embargo fue de enseñanza común en Rusia durante la primera mitad del Siglo XX. Uno de sus máximos exponentes fue el profesor Georghe Vladimirovich Shipanov en Moscú.

La aparición del método en América data desde los años 70 en los trabajos de C.D. Johnson, realizados en forma independiente de lo establecido por G. V. Shipanov.

A finales del Siglo XX, la metodología del control por RAP fue profundamente desarrollada por el Profesor Jinquing Han quien además de aplicaciones académicas, logro un sinnúmero de desarrollos industriales, patentes y modificaciones al método.

Solamente existe un manuscrito en el idioma Inglés del desaparecido Profesor Han, de publicación relativamente reciente, en el *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (Jingqing, 1998, Jingqing, 1999).

Varias leyes de control se han desarrollado a lo largo de los años para el motor de CD en conexión serie, aunque parece que pocos resultados nuevos se han presentado recientemente, sobre todo en el área de control no lineal. Sin embargo, hay varios trabajos dignos de mención. En (Oliver, diciembre 1991) el autor utiliza la linealización por retroalimentación para desarrollar una ley de control válida para la mayoría de los puntos de operación. En particular, se encuentra con que el motor de CD en conexión en serie es linealizable de entrada a salida en todos los puntos de operación, excepto cuando la corriente de armadura es cero. En (Balasubramanian and Wong, 1985) se desarrolla un control adaptable para un

sistema de transmisión eléctrica que opera bajo condiciones de carga variable. Los autores desarrollan con éxito un controlador robusto auto-sintonizable con una estructura proporcional integral.

En diversos trabajos reportados, Chiasson ha estudiado tanto el motor de CD en conexión en serie como el motor en derivación. Para el motor en derivación (Chiasson and Bodson, 1993), el considera una linealización por retroalimentación, formas canónicas de control generalizado, y linealización de entrada-salida. Sus resultados indican que la linealización entrada-salida es el método más simple y menos restrictivo para el desarrollo de control no lineal. En el artículo (Chiasson, 1994) usa una técnica geométrico-diferencial no lineal para el control de la velocidad del motor en conexión serie con el uso de un observador para estimar la velocidad y el par de carga basado en mediciones de corriente.

Sira-Ramírez y sus colaboradores han contribuido enfatizando el uso de observadores de estado extendido. En esos trabajos se ha propuesto la estimación total, si bien aproximada, de las perturbaciones y su combinación con controladores no lineales por cancelación para problemas de seguimiento de trayectorias en sistemas diferencialmente planos (Sira Ramirez et al., 2010).

La idea central en estos desarrollos del ADRC, es la de tratar de manera conjunta los efectos de las incertidumbres dependientes no linealmente del estado y los de las entradas de perturbación externas como una función agregada, global, puramente dependiente del tiempo sin una estructura particular.

En lo que va del Siglo XXI, el control por rechazo activo de perturbaciones ha venido sufriendo diversas transformaciones, reformulaciones y extensiones. En épocas recientes se tiene una formalización adecuada del método gracias a los trabajos de Z. Gao, H. Khalil, M. Fliess y otros investigadores (Sira Ramirez, 2014). El método ha sido aplicado con éxito al control de motores eléctricos de CD y CA mediante convertidores electrónicos de potencia (Linares et al., 2012, Sira-Ramírez et al., 2014).

1.3 Motores de corriente directa.

Los motores son dispositivos que tienen la función de transformar la energía eléctrica en energía mecánica. Un motor de CD es aquel en el que los devanados de armadura están en el

rotor con corriente conducida de ellos por medio de escobillas de carbón. El rotor de una máquina de corriente continua se refiere a menudo como el circuito de armadura. El devanado de campo está en el estator y es excitado con corriente continua (Leonhard, 2001).

Los motores de CD tienen algunas características que los hacen diferentes de los motores de CA. Una de sus características fundamentales es que pueden funcionar en cualquier sentido, es decir que pueden funcionar como motores eléctricos o como generadores de energía eléctrica, esto se debe a que tienen la misma constitución física.

Los motores de CD son de gran importancia en la industria pues se pueden operar en cualquier rango de velocidad y mantenerla en un determinado nivel de forma muy precisa.

1.3.1 Tipos de motores de CD.

Los motores de CD se clasifican de acuerdo a la forma en que se conecta el campo respecto a la armadura. Dichas conexiones pueden ser de tipo serie, derivado o paralelo, compuesto y de excitación separada. Algunas de las principales características de estos motores son las siguientes:

- **Motor de excitación separada**

Son aquellos motores en los que el devanado del campo (estator) está conectado a una fuente distinta a la fuente de la armadura (rotor). Debido a esto, el campo del estator es constante al no depender de la carga del motor, y el par de fuerza es entonces prácticamente constante. Las variaciones de velocidad al aumentar la carga se deberán solo a la disminución de la fuerza electromotriz por aumentar la caída de tensión en el motor (Gil Garces and Rincon Gaviria, 2014). Estos motores tienen las mismas ventajas que el motor paralelo pero con más posibilidades de regular su velocidad.

- **Motor en derivación**

Los devanados de campo y de armadura están conectados en paralelo y alimentados por una fuente común. El voltaje en ambos devanados es el mismo. Estas máquinas también son conocidas como motores shunt y en ellas un aumento de la tensión en el inducido hace que la velocidad de la máquina aumente. Estos motores se emplean en aplicaciones donde no se requiera un par elevado de arranque a pequeñas velocidades.

- **Motor compuesto**

Este motor se puede ver como una combinación del motor shunt y el motor en conexión serie, esto se debe a que uno de los devanados de campo está conectado en paralelo con la armadura y el otro en serie. El devanado serie permite al motor un buen par de arranque y el devanado en paralelo le permite una buena regulación de velocidad. Se caracteriza por tener un elevado par de arranque, pero no corre el peligro de inestabilidad mientras trabaje en vacío como ocurre con el motor en conexión serie, además de que pueden alcanzar un elevado número de revoluciones.

1.3.2 Motor de corriente directa en conexión serie

Estos motores se clasifican así debido a que el devanado de campo se encuentra conectado en serie con el devanado de armadura, por lo cual pasa a través del mismo la corriente de armadura. De esta manera el par producido por este motor es igual al cuadrado de la corriente, resultado que se traduce en un motor que genera más par por corriente que ningún otro motor de CD (Mehta and Chiasson, 1998).

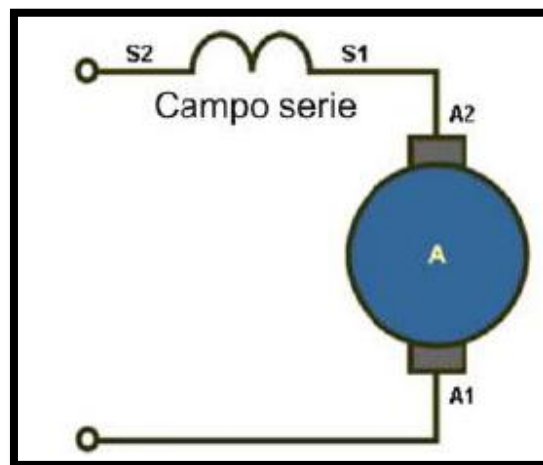


Figura 1.1 Motor de corriente directa en conexión serie

La característica fundamental de este motor es el gran par de arranque que desarrollan por lo que se recomienda que siempre tenga conectado una carga aunque esta sea ligera para evitar la autodestrucción del mismo, ya que su velocidad varía grandemente si está a plena carga o en vacío llegando a desbocarse si trabaja sin carga. Los motores en serie son usados cuando se necesita de un alto par-motor de arranque. Un ejemplo es la operación de las grúas

eléctricas que operan rápidamente con cargas ligeras y lentamente con cargas más pesadas(Campero Chávez et al., 2009).

1.3.3 Ventajas y aplicaciones de los motores de corriente directa

Existe una tendencia creciente a utilizar motores de corriente directa en aplicaciones especiales. La gran variedad de la velocidad, junto con su fácil control y la gran flexibilidad de las características par-velocidad del motor de corriente continua, hacen que en los últimos años se empleen estos cada vez más con máquinas de velocidad variable en las que se necesite amplio margen de velocidad y control fino de las mismas (Gil Garces and Rincon Gaviria, 2014).

Existe un sinnúmero de procesos que necesitan del control exacto su velocidad, además de una amplia gama, cosa que no se puede lograr con los motores de corriente alterna.

Una última ventaja es la facilidad de inversión de marcha de los motores grandes con cargas de gran inercia, al mismo tiempo que devuelven energía a la línea actuando como generador, lo que ocasiona el frenado y la reducción de velocidad (Gil Garces and Rincon Gaviria, 2014).

Los motores de corriente directa encuentran sus aplicaciones fundamentalmente en el sector industrial entre las que cabe destacar:

- En grúas que requieran de una precisión de movimiento con carga variable.
- Trenes de laminación reversible: Los motores deben de soportar una alta carga normalmente se utilizan varios motores que se acoplan en grupos de dos o tres.
- Industria de papel. Además de una multitud de máquinas que trabajan a velocidad constante y por lo tanto se equipan con motores de corriente continua, existen accionamientos que exigen par constante en un amplio margen de velocidades.
- Los motores para la industria papelera, control de tensión en máquinas bobinadoras, velocidad constante de corte en tornos grandes.
- Trenes konti. Son trenes de laminación en caliente con varios bastidores. En cada uno se va reduciendo más la sección y la velocidad es cada vez mayor.
- Otras aplicaciones son las maquinas herramientas, maquinas extractoras, elevadores, ferrocarriles, malacates y para velocidades ajustables.

1.4 Sistemas de control de velocidad.

En el campo del movimiento del control, la tarea de controlar la velocidad es una herramienta frecuentemente usada. La velocidad real de rotación y traslación debe ser equivalente a la velocidad establecida o deseada. La diferencia entre la velocidad real y la deseada se conoce como error de velocidad. Aquí está el papel fundamental del control de velocidad que es el de minimizar lo mejor posible el error de velocidad, preferiblemente que sea cero. Para obtener dicho resultado el controlador genera una referencia de par/fuerza. Para explicar este concepto se considera que ω es la velocidad de rotación, J es la inercia de las partes en movimiento, D coeficiente de fricción, τ_L el par de carga. La tasa de cambio de la velocidad deseada está dada por la ecuación 1.1 donde τ_{em} representa el par de accionamiento. Los elementos necesarios de un sistema de control de velocidad se muestran en la Figura 1.2.

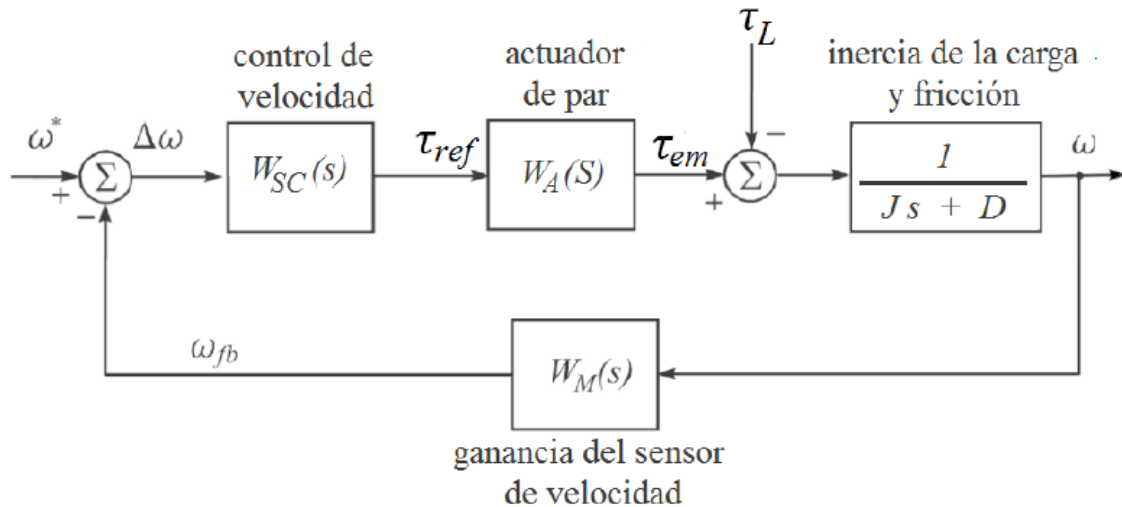


Figura 1.2 Elementos básicos de un sistema de control de velocidad (Slobodan, 2007).

La velocidad deseada (ω^* en la Figura 1.2) se conoce como velocidad de referencia. Cuando la velocidad deseada cambia en el tiempo, la velocidad de referencia es conocida como trayectoria $\omega^*(t)$. El error de velocidad $\Delta\omega$ se obtiene de la diferencia entre la velocidad deseada y la velocidad de realimentación ω_{fb} .

El controlador de velocidad, representado por la función de transferencia $W_{sc}(s)$, procesa la señal de error y genera la referencia de par τ_{ref} y este produce el par de accionamiento τ_{em} .

$$J \frac{dw}{dt} = \tau_{em} - \tau_L - Dw \quad (1.1)$$

El par τ_{em} es la fuerza motriz del sistema y hace que la velocidad real w siga a la referencia w^* ante perturbaciones y variaciones en el par de carga. Como se puede observar en la ecuación 1.1, el par de accionamiento debe compensar los cambios de carga τ_L , eliminar los efectos de fricción Dw y proporcionarle componente inercial Jdw/dt en las fases de aceleración y frenado.

En desarrollos prácticos, τ_{ref} es la señal de entrada del bloque actuador de par $W_a(s)$. En el control de velocidad es recomendable el uso de actuadores para que el par τ_{em} siga a la referencia τ_{ref} con precisión y sin demoras, para esto la función transferencial ideal para el actuador es que sea 1 o $W_a(s) = Km = cte$. La mayoría de los actuadores hacen uso de amplificadores de potencia con un ancho de banda lo suficientemente grande y motores eléctricos. Los amplificadores de potencia alimentan a los devanados del motor con voltajes y corrientes apropiados, permitiendo que el motor genere el par de accionamiento deseado τ_{em} a su eje de salida. El amplificador de potencia se conecta al motor eléctrico y la combinación de ambos se le conoce como un sistema de transmisión eléctrica.

La mayoría de los sistemas de transmisión proporcionan un par τ_{em} que responde al comando τ_{ref} con un período de tiempo de decenas o cientos de microsegundos. El torque del motor se determina por la corriente que circula por sus devanados. En consecuencia, el tiempo de respuesta de par depende del ancho de banda del lazo de control de corriente, además de que es limitada. Por lo tanto la función de transferencia deseada ($W_a(s) = Km = cte$), algo que es muy difícil de lograr.

En la mayoría de los casos los retardos introducidos por los actuadores son insignificantes respecto a la dinámica del sistema y a la respuesta del lazo de velocidad por lo que el ajuste

se puede realizar bajo el supuesto de que el actuador de par tiene una ganancia de K_m y no presenta dinámica o retardos asociados.

La realimentación de velocidad w_{fb} (Figura 1.3) se obtiene de la salida del bloque w_M . La señal de realimentación no es una copia exacta de la señal de velocidad real w debido a una resolución limitada de algunos sensores del eje y debido a la necesidad de filtrar el contenido de ruido de alta frecuencia. La función transferencial $w_M(s)$ describe el procesamiento de la señal en el sensor de eje y los circuitos asociados. En el diseño y sintonización de los controladores de velocidad se debe tomar en cuenta la función de transferencia $w_M(s)$. En el caso en el que las constantes de tiempo involucradas en el filtrado de realimentación y procesamiento se encuentran que son despreciables en comparación con los tiempos de respuesta de velocidad deseada, la función $w_M(s)$ la función debe cuidarse que éste sea uno $w_{fb} = w$. Por ejemplo un filtro RC con $\tau = 100\mu s$ puede ser ignorado en el diseño de un controlador de velocidad con un tiempo de subida de $\tau_R = 100ms$.

El sistema de control que se muestra en la Figura 1.3 se usa en análisis preliminares de control de velocidad. Este sistema tiene una medición idealizada ($w_{fb} = w$) y un actuador de par que proporciona un par de accionamiento τ_{em} igual a la referencia τ_{ref} . En el sistema se usa un motor de CD de excitación separada que impulsa una carga inercial J . La corriente de excitación i_p y de campo del motor ϕ_p se supone constantes. Entonces, el par está en proporción directa con la corriente de armadura i_a . Para el par de accionamiento dado τ_{em} , la corriente de armadura i_a debe ser igual a $\tau_{em} / (k_m \phi_p)$, donde k_m es la constante de par del motor.

Por esta razón el par de referencia τ_{ref} , derivado del control de velocidad $W_{sc}(s)$, se convierte en la referencia de corriente de armadura $I_a^* = \tau_{ref} / (k_m \phi_p)$.

Para simplificar las consideraciones introductorias, el amplificador de potencia que suministra la corriente de armadura en la Figura 1.3 se reduce a una fuente de corriente

idealizable y ajustable. El amplificador suministra el voltaje de armadura u_{ab} al motor. La corriente de armadura cambia de acuerdo a la ecuación $L_a di_a + R_a i_a = u_{ab} - e_a$, donde L_a y R_a son la inductancia y resistencia de armadura del motor, mientras que $e_a = k_e \phi_p \omega$ representa la fuerza contra electromotriz inducida en el devanado de armadura. El controlador de corriente acciona los interruptores de potencia con el fin de obtener el voltaje u_{ab} que compense e_a y elimine el error $\delta i = I_a^* - i_a$. El controlador de corriente produce el voltaje de referencia u_{ab}^* multiplicando el error por la ganancia proporcional e integral. Con ganancias de lazo adecuadas, el error δi posee valores despreciables, en tal caso el efecto de e_a en la corriente de armadura se puede despreciar. Otras consideraciones suponen un controlador de corriente ideal donde $I_a^* = i_a$.

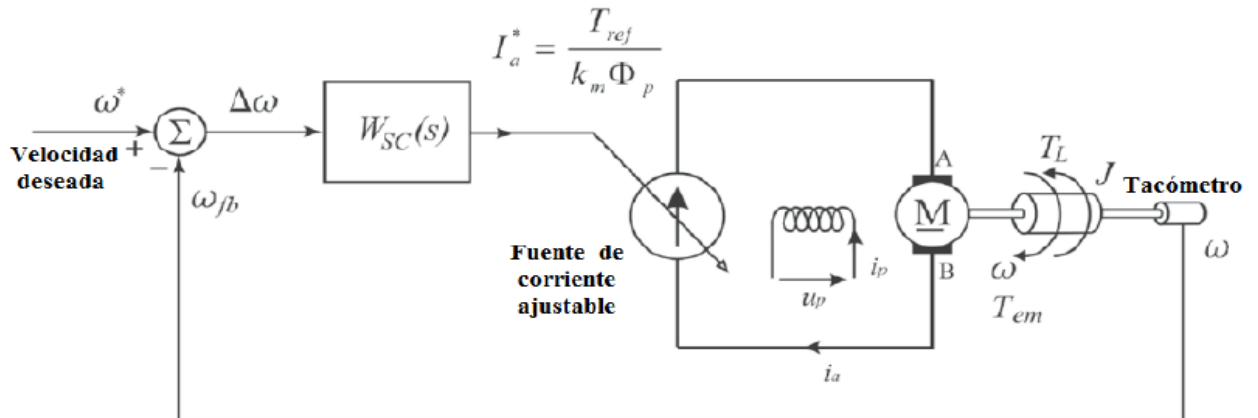


Figura 1.3 Motor de CD de excitación independiente alimentado desde una fuente de corriente ajustable, utilizando como accionador de par un sistema de control de velocidad simple (Slobodan, 2007).

La mayoría de los controladores de velocidad diseñados en la época se implementan de manera digital; es decir, que se encuentran dentro de la memoria de un programa de micro controlador y procesadores de señales digitales (DSP) dedicado a las tareas de control de movimiento. Antepasados a los controladores digitales, los controladores de velocidad en el dominio del tiempo continuo se refieren con frecuencia como analógicos. El análisis de los

controladores de velocidad analógicos implica la representación en el dominio s de las señales y funciones (es decir, transformada de Laplace).

1.5 Consideraciones finales del capítulo

El estudio e investigación de los motores de corriente directa en conexión serie en los últimos tiempos se ha convertido en un tema de interés para la comunidad científica debido a sus grandes aplicaciones industriales. La temática relacionada con el control de su velocidad es uno de los temas que ha cobrado más fuerza en los últimos tiempos, evidenciándose en un sinnúmero de publicaciones científicas.

El empleo de distintas técnicas de control como parte de los sistemas de control de velocidad ha logrado disminuir el efecto de las perturbaciones externas e internas a las que es sometido el motor DC en conexión serie. Como el empleo de estos motores es fundamental en sistemas donde se requiera un control preciso de la velocidad, por lo que el uso del Control por Rechazo Activo de Perturbaciones es una solución factible a ser aplicada a estos motores y así garantizar un mejor control de su velocidad ante cambio externos e internos. Los resultados que aparecen en la literatura avalan esta propuesta de control.

CAPÍTULO 2. IMPLEMENTACIÓN DE LA LEY DE CONTROL POR RECHAZO ACTIVO DE PERTURBACIONES PARA UN MOTOR DC EN CONEXIÓN SERIE.

2.1 Modelado matemático del motor de CD en conexión serie.

El modelo matemático de un sistema se define como el conjunto de ecuaciones que describen la dinámica del sistema con precisión o, al menos, bastante bien (Wen-Hua et al., 2014). Si el circuito de campo no está en saturación magnética, el motor de corriente continua en conexión serie se modela a través de las ecuaciones (2.1) y (2.2). En la Figura 2.1 se muestra el circuito equivalente del motor de corriente directa en conexión serie.

$$L \frac{di}{dt} = -Ri - K_m L_f i w + u \quad (2.1)$$

$$J \frac{dw}{dt} = K_m L_f i^2 - Dw - \tau_L \quad (2.2)$$

Donde $L = L_f + L_a$ es la suma de las inductancias de campo y armadura respectivamente, $R = R_f + R_a$ es la suma de las resistencias de campo y armadura respectivamente; J es el momento de inercia; K_m es la constante de fuerza contra electromotriz; D es el coeficiente de fricción viscosa y τ_L es el par de carga.

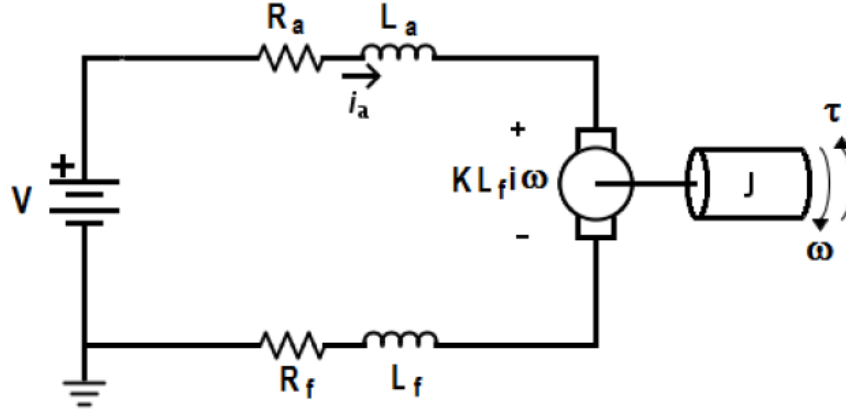


Figura 2.1 Circuito equivalente del motor de CD en conexión serie

El modelado matemático de este motor es no lineal, esta alinealidad se debe a que el par eléctrico generado internamente es proporcional al cuadrado de la corriente y la fuerza contra electromotriz es proporcional al producto de la corriente y la velocidad angular (Mehta and Chiasson, 1998).

La forma en espacio estado de las ecuaciones que describen la dinámica del motor de CD serie quedaría de la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} \dot{i} \\ \dot{w} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L}i & -\frac{k_m L_f}{L}i w \\ \frac{k_m L_f}{J}i^2 & -\frac{D}{J}w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u - \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{pmatrix} \tau_L \quad (2.3)$$

2.2 Control por Rechazo Activo de perturbaciones.

Los controladores Proporcional Integral Derivativo (PID) son ampliamente utilizados en la industria del control de procesos. La principal razón es su estructura relativamente simple, que puede ser fácilmente entendido e implementado en la práctica. Otra razón es que los usuarios no tienen que cambiar la estructura del PID, solo es necesario volver a ajustar sus parámetros, mientras se manejan diferentes tipos de problemas. Sin embargo, muchos controladores PID están mal ajustados y tienen un rendimiento limitado, especialmente al tratar con incertidumbres dinámicas.

Un controlador proporcional (P) de alta ganancia o un controlador Integral (Flores et al., 2011) no son suficientes para controlar un mecanismo sujeto a perturbaciones variables (Li et al., 2014). El controlador P no elimina por completo el efecto provocado por las perturbaciones y el controlador PI solo elimina los efectos provocados por disturbios constantes, también es preciso mencionar que el controlador PI produce un tiempo de establecimiento más largo en el sistema a regular.

Existen tres paradigmas en la ingeniería de control: el paradigma de la industria, el paradigma del modelo y el paradigma de rechazo de perturbaciones. Aunque el paradigma de la industria es empírico y el paradigma del modelo es riguroso, el paradigma de rechazo a perturbaciones regresa a la esencia de los controladores: rechazando las perturbaciones, es decir, las incertidumbres, y ofreciendo una perspectiva refrescante para el Control por el rechazo activo de perturbaciones, con muchas aplicaciones, tecnológicas y conceptuales (Gao, 2010).

Todo ingeniero de control con experiencia sabe el impacto que tiene el controlador integral en la supresión del error y en el rechazo de perturbaciones, pero dicho controlador introduce un retraso inevitable en el sistema, que incluso podría desestabilizar el sistema en lazo cerrado (Gao et al., 2001).

Para superar las limitaciones del PID, surge el controlador por rechazo activo de perturbaciones (ADRC), un controlador novedoso, desarrollado por (Jingqing, 1998, Gao et al., 2001). La idea básica del ADRC es usar un Observador de Estado Extendido (ESO) para estimar los disturbios tanto internos como externos en tiempo real.

Entonces, a través del rechazo a perturbaciones, la dinámica de la planta originalmente compleja e incierta se reduce a una simple planta integral en cascada, que se puede controlar fácilmente. Debido a su fuerte robustez y rechazo de perturbaciones, este controlador ha tenido éxito debido a sus aplicaciones en muchos campos (Huanpao et al., 2003, Pan et al., 2006).

La tecnología ADRC es derivada del control PID y la teoría de control moderna. El método presenta una alta estabilidad y robustez respecto al controlador PID y así se ha usado para corregir los defectos inherentes al PID clásico.

Sin embargo, el procedimiento de ajuste de ADRC es muy complicado debido a su gran cantidad de parámetros, la afinación suele depender de las experiencias humanas. Algunas sintonizaciones se adaptaron en enfoques de inteligencia artificial para regular los parámetros del ADRC, pero el algoritmo era complejo y el costo computacional era grande. Para simplificar el problema, (Gao, 2003) usó ganancias lineales en lugar de la ganancia no lineal original en el ADRC. Por lo tanto, el número de parámetros se redujo obviamente, esto hizo la sintonización más realista.

2.2.1 Controlador ADRC.

El concepto de rechazo de perturbaciones activas se ha aplicado a problemas de diferentes tipos, incluyendo sistemas simple-entrada y simple- salida (SISO), así como sistemas múltiple-entrada y múltiple-salida (MIMO), plantas que no son lineales, varían en el tiempo, y la mayoría de todas inciertas.

Como el sistema bajo estudio es de segundo orden la estructura del controlador ADRC es la que se muestra en la Figura 2.2.

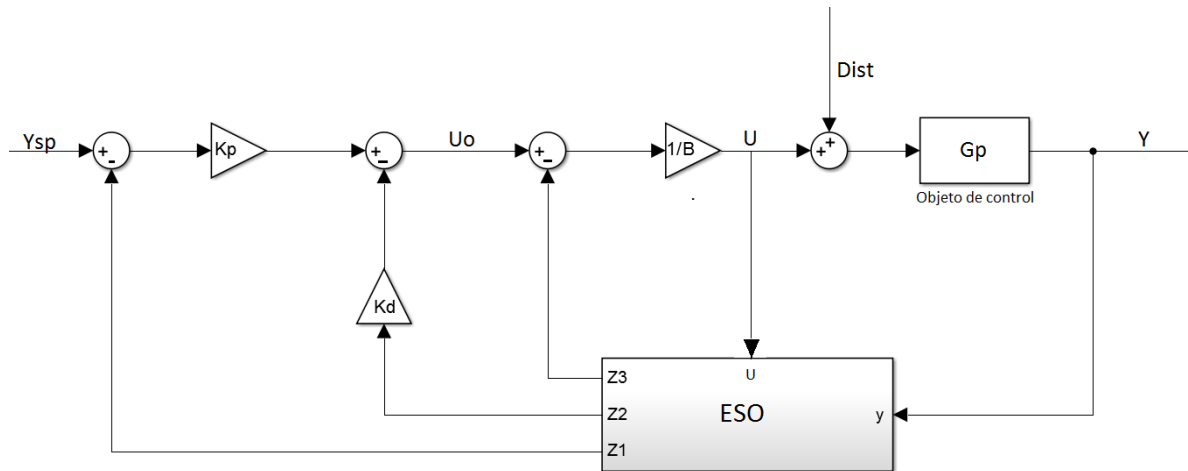


Figura 2.2 Estructura del controlador ADRC para un sistema de segundo orden. (Chen et al., 2011)

Donde G_p es el proceso a controlar. El ESO se utiliza para estimar las perturbaciones externas e internas inherentes al proceso en tiempo real. Las entradas del ESO son la señal de control u y la salida del proceso y , mientras que las salidas del mismo son Z_1 , Z_2 y Z_3

que son las variables de estado estimado. Con un control simple se aplica la ley, en la cual k_p , k_d y B son los parámetros de control.

El ESO para el controlador ADRC de segundo orden está regido por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_1 + \beta_1(y - Z_1) \\ \dot{Z}_2 = Z_2 + \beta_2(y - Z_1) + Bu \\ \dot{Z}_3 = \beta_3(y - Z_1) \end{cases} \quad (2.4)$$

Donde β_1 , β_2 y β_3 son las ganancias del observador a determinar.

Si el modelo del motor puede ser aproximado a un sistema de segundo orden con la siguiente estructura:

$$\ddot{y} = f(t, y, \dot{y}, w) + Bu \quad (2.5)$$

Y el observador descrito en la ecuación (2.4) es adecuadamente sintonizado, Z_1 , Z_2 y Z_3 harán un seguimiento adecuado de y , $\dot{y}$ y f respectivamente. La función f representa la combinación del efecto de la dinámica interna y los disturbios externos representados en w .

Además es preciso tener en cuenta que no es necesario conocer el modelo matemático exacto de f en el modelo de la ecuación (2.5).

La ley de control del ADRC de segundo orden es:

$$u_0 = k_p(y_{sp} - Z_1) - k_d Z_2 \quad (2.6)$$

$$u = (u_0 - Z_3) / B \quad (2.7)$$

Si $f \approx Z_3$

$$\ddot{y} = f + u_0 - Z_3 \approx u_0 \quad (2.8)$$

Luego, sustituyendo (2.6) en (2.8)

$$\ddot{y} + k_d \dot{y} + k_p y = k_p y_{sp} \quad (2.9)$$

Aplicando la Transformada de Laplace a ambos miembros se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$G_d(s) = \frac{y(s)}{y_{sp}(s)} = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p} \quad (2.10)$$

Entonces como se puede apreciar habrá seis parámetros a sintonizar B , k_p y k_d como parámetros de control y como parámetros del observador β_1 , β_2 y β_3 .

El objetivo del diseño de este controlador es determinar los seis parámetros de manera que el sistema se comporte adecuadamente con relación a cambios en las dos señales y_{sp} y $dist$ al igual que los cambios internos del proceso.

2.2.2 Estabilidad y el parámetro B.

La función de transferencia de lazo cerrado para el sistema de control será:

$$G_{cl}(s) = \frac{G_p(s)k_p(s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3)}{BA_1(s) + G_p(s)A_2(s)} \quad (2.11)$$

Donde

$$\begin{aligned} A_1(s) &= s^3 + (\beta_1 + k_d)s^2 + (\beta_1 k_d + \beta_2 + k_p)s \\ A_2(s) &= (\beta_3 + \beta_2 k_d + \beta_1 k_p)s^2 + (\beta_3 k_d + \beta_2 k_p)s + \beta_3 k_p \end{aligned}$$

El estudio del parámetro B es fundamental a la hora de conseguir una buena estabilidad para el sistema, para simplificar el problema (Gao, 2003) propuso hacer β_1 , β_2 y β_3 una función de w_0 y k_p, k_d una función de w_c donde w_0 y w_c son los respectivos ancho de banda del observador y controlador.

$$\begin{aligned} s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3 &= (s + w_0)^3 \\ s^2 + k_d s + k_p &= (s + w_c)^2 \end{aligned} \quad (2.12)$$

De manera que quedan solo tres parámetros de diseño B , w_0 y w_c

Luego se usa un programa (Gao, 2003) para determinar la región en el plano $w_0 - w_c$ donde el sistema sea estable para distintos valores de B . Los resultados para un ejemplo de $G_p(s) = 1/(s+1)^3$ se muestran en la Figura 2.3

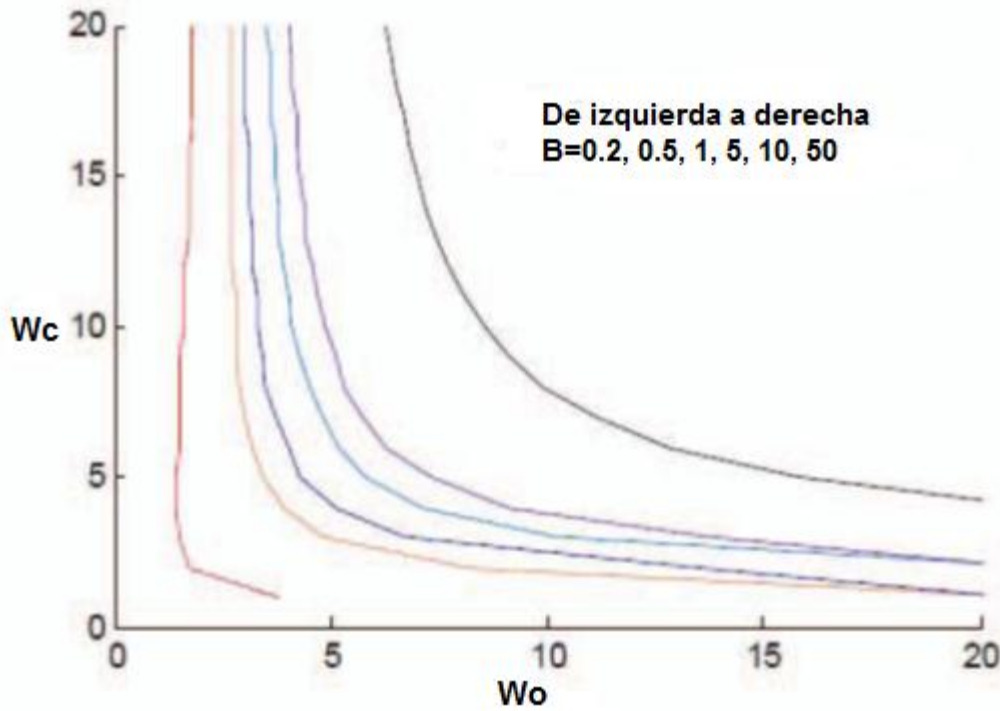


Figura 2.3 Estabilidad en el plano $w_0 - w_c$ para $G_p(s) = 1/(s+1)^3$. (Chen et al., 2011)

En la figura se muestra que el área inferior de la curva es la región estable, es decir, que a medida que aumenta B el área de estabilidad en el plano $w_0 - w_c$ se expande. Esto es un paso importante a la hora de tomar decisiones en el criterio de ajuste.

Un criterio de selección de B es que debe ser suficientemente grande para que aumente la estabilidad del sistema, pero no debe ser muy grande porque la ley de control es débil y el sistema se hace muy lento.

2.2.3 Método de sintonización.

A continuación se relacionan los métodos de sintonía del controlador ADRC.

- **Sintonización de los parámetros de control k_p y k_d**

De la ecuación (2.10) se ve que k_p y k_d son los que deciden la función transferencial de lazo cerrado, por lo que se establece que:

$$k_p = w_c^2, \quad k_d = 2w_c \quad (2.13)$$

Luego la función de lazo cerrado queda de la siguiente forma:

$$G_d(s) = \frac{w_c^2}{(s + w_c)^2} \quad (2.14)$$

Como el tiempo de establecimiento t_s y % de sobreimpulso son los factores que definen la respuesta, y el sobreimpulso es cero. Solo se necesita determinar la relación entre t_s y w_c .

La respuesta del sistema descrito en la ecuación (2.14) ante un cambio entrada paso unitario en la señal de entrada es:

$$Y(s) = \frac{w_c^2}{s(s + w_c)^2} = \frac{1}{s} - \frac{w_c}{(s + w_c)^2} - \frac{1}{(s + w_c)} \quad (2.15)$$

De donde

$$y(t) = 1 - w_c t e^{-w_c t} - e^{-w_c t} = 1 - (1 + w_c t) e^{-w_c t} \quad (2.16)$$

De acuerdo a la definición de tiempo de establecimiento

$$|y(t_s) - y(\infty)| = \Delta \quad (2.17)$$

Donde $y(\infty) = 1$ y $\Delta = 2\%$, tenemos que

$$(1 + w_c t_s) e^{-w_c t_s} = 0.02 \quad (2.18)$$

La solución es:

$$t_s = 5.85 / w_c \quad (2.19)$$

Una vez que se conoce el tiempo de establecimiento, el parámetro w_c puede ser determinado. Como existen variaciones de parámetros no se puede asegurar que la dinámica sea la expresada con certeza, por lo que se debe tener en cuenta un margen de seguridad, para lo cual se establece que:

$$w_c \approx 10 / t_s \quad (2.20)$$

Luego los parámetros k_p y k_d pueden ser calculados a partir de la ecuación (2.13).

- **Sintonización de los parámetros del observador** β_1, β_2 y β_3

Para simplificar la sintonización (Gao, 2003) sugiere que las ganancias del observador sean elegidas de la manera siguiente:

$$\beta_1 = 3w_0, \beta_2 = 3w_0^2, \beta_3 = w_0^3 \quad (2.21)$$

Como sabemos mientras mayor sea w_0 más rápidamente se observa el disturbio y se cancela por el controlador. Pero también sabemos que valores elevados de w_0 puede conllevar a operaciones fuera de la zona estable. Por lo que debemos buscar una alternativa para la selección de los parámetros del observador.

Con este fin, la función transferencial entre $z_3(s)$ y $f(s)$ es:

$$\frac{z_3(s)}{f(s)} = \frac{\beta_3}{\beta_3 + \beta_2 s + \beta_1 s^2 + s^3} \quad (2.22)$$

En la situación de control actual las frecuencias bajas y medias son más importantes que las altas frecuencias. Los coeficientes de baja y media frecuencia (β_3 y β_2) son mucho mayor que los de baja frecuencia (β_1).

Solo el primer y segundo término del denominador de la ecuación (2.22) son suficientes para describir la forma en que z_3 siga a f , para ello:

$$\frac{z_3(s)}{f(s)} = \frac{k}{s + k} \quad (2.23)$$

Donde $k = \frac{\beta_3}{\beta_2}$

Se sabe que mientras mayor sea k mayor será la respuesta. También a partir de la definición de t_s para sistemas de primer orden:

$$T_t \approx 4/k \quad (2.24)$$

Donde T_t es el tiempo para que z_3 siga a f .

En general el tiempo de seguimiento T_t del ESO debe ser más pequeño que el tiempo de establecimiento t_s del sistema.

De la ecuación (2.21) se obtiene que $k = w_0/3$ por lo que el valor de k es limitado por w_0 , para ello (Gao, 2003) propone hacer:

$$\beta_1 = 3w_0, \beta_2 = 3w_0^2, \beta_3 = k\beta_2 \quad (2.25)$$

Donde k es una constante la cual se determina de acuerdo a las características del proceso controlado.

Una vez que k es determinado, el parámetro clave del ESO se determina usando la ecuación siguiente:

$$w_0 = 4w_c \quad (2.26)$$

Entonces los parámetros β_1, β_2 y β_3 se calculan mediante la ecuación (2.25).

2.3 Aplicaciones del Control por Rechazo Activo de Perturbaciones.

- **Control de movimiento**

Este tipo de aplicaciones se encuentran en casi todos los sectores de la industria, desde la automatización de fábricas, hasta unidades de disco duro de computadoras de alta tecnología. Estos controladores se utilizan para regular los movimientos mecánicos en términos de posición, velocidad, aceleración, y/o para coordinar los movimientos de varios ejes y partes máquinas. Una aplicación típica es el control de la fricción en un telescopio opto electrónico disminuyendo el error de velocidad, lo cual garantiza una precisión rastreadora más alta y mejora la suavidad de velocidad (Shuai et al., 2005).

- **Convertidores CD-CD de potencia.**

Los problemas de control en la electrónica de potencia son un reto debido a la dinámica no lineal de los dispositivos semiconductores y las perturbaciones externas. En (Flores et al., 2011) se desarrolla un controlador por retroalimentación de la salida pasiva del error para regular el voltaje de salida de un convertidor de potencia CD/CD tipo Cuk, el cual con base a las pruebas experimentales realizadas en la plataforma se verifico la robustez del controlador ante un cambio súbito en la carga de salida del conductor.

- **Motores eléctricos.**

En la Universidad Tecnológica de Mixteca se ha aplicado esta técnica de control a motores de CD, obteniendo resultados exitosos. En (Sira Ramirez et al., 2014) se propone controlar

la velocidad angular de un motor de CD de imanes permanentes usando la técnica ADRC, la aplicación incluye el uso de un observador de estado extendido de alta ganancia, conocido como GPI (por sus siglas en inglés, *Generalized Proportional Integral*)

2.4 Consideraciones finales del capítulo.

La estrategia de control por rechazo activo de perturbaciones no confía en el modelo matemático del sistema y todo el disturbio incluyendo inconsistencias en el modelo conjuntamente con el disturbio exterior puede ser evaluado por el observador y cancelado posteriormente como parte de la ley de control, además de no necesitar de muchas especificaciones sobre el modelo dinámico de la planta para realizar la acción de control, lo que constituye una gran ventaja con respecto a los diferentes métodos de control de velocidad. El empleo de este método de control permite una reducción en el error de velocidad en el motor y una respuesta rápida, a pesar del efecto que puedan ocasionar las perturbaciones tanto externas como internas. El ajuste del controlador resulta un tanto difícil de acuerdo a la cantidad de parámetros a sintonizar, para simplificar el problema se emplean ganancias lineales las cuales dependen del ancho de banda del observador y así hacer el ajuste más realista.

CAPÍTULO 3. AJUSTE DE LOS CONTROLADORES Y EVALUACIÓN DE SUS DESEMPEÑOS.

En este capítulo se describe el diseño necesario para implementar la técnica de control ADRC para el sistema motor de CD en conexión serie. Para la realización de la simulación en el caso del ADRC se emplea el esquema que se muestra en la Figura 2.2. Además del controlador ADRC se implementará un PID para comparar sus desempeños en el control de velocidad del motor ante los efectos de perturbaciones internas y externas, y así poder arribar a conclusiones.

3.1 Motor de corriente directa en conexión serie

El motor que se utiliza en este tipo trabajo de investigación es de la marca Baldor con número de serie CD3425, que se muestra en la Figura 3.1. Las principales características del motor se en listan en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1. Características eléctricas del motor de CD Baldor con número de serie CD3425.

CARACTERISTICA	VALOR	UNIDADES
Potencia	0.25	HP
Velocidad	1750	RPM
Voltaje de armadura	90	V
Voltaje de campo	100/50	V
Corriente de armadura	3	A
Corriente de campo	0.3/0.6	A

Los parámetros del motor Baldor CD3425 se muestran en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2. Parámetros del motor Baldor CD3425

Parámetro	Valor	Unidades
R_f	77.23	Ω
L_f	2.596	H
R_a	3.8	Ω
L_a	38.18	mH
k_m	0.1708	$\frac{N * m}{Wb * A}$
J	$3.22 * 10^{-4}$	Nm
D	$3.5 * 10^{-4}$	$\frac{N * m}{rad/s}$

A partir de la ecuación (2.3) se monta el diagrama en Simulink para así poder simular el funcionamiento del motor el cual se muestra en la Figura 3.1.

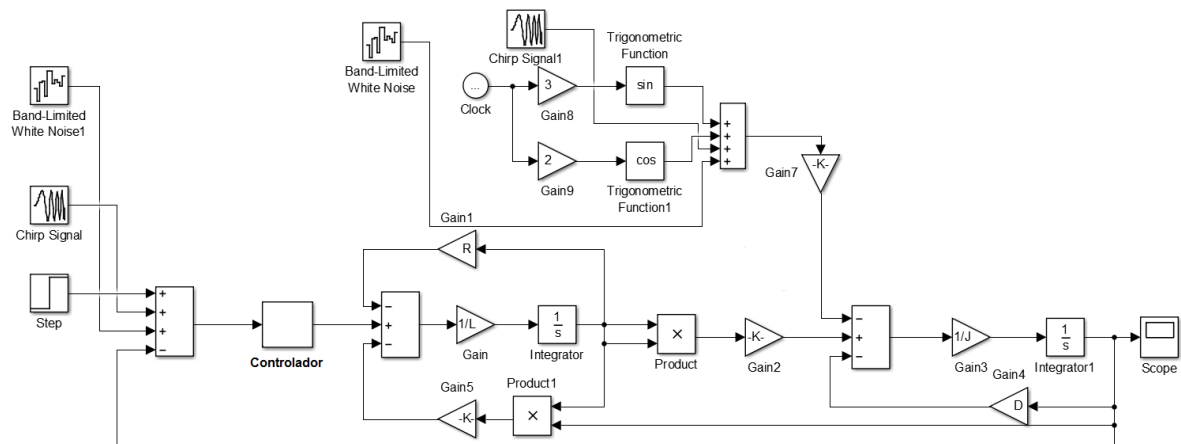


Figura 3.1 Diagrama en bloques para el motor DC en conexión serie.

3.2 Ajuste de los controladores

Esta sección está destinada al ajuste tanto del controlador ADRC como el controlador PID. El ajuste se realiza, en el caso del ADRC con respecto a sus parámetros en busca de una buena respuesta de velocidad y en el caso del PID de forma tal que se garantice una respuesta adecuada.

3.2.1 Ajuste del controlador ADRC.

De acuerdo a la Figura 2.2 del capítulo anterior que muestra la estructura del controlador por rechazo activo de perturbaciones, se implementa en Simulink el diagrama en bloque para ser utilizado en las simulaciones el cual se muestra en la siguiente Figura.

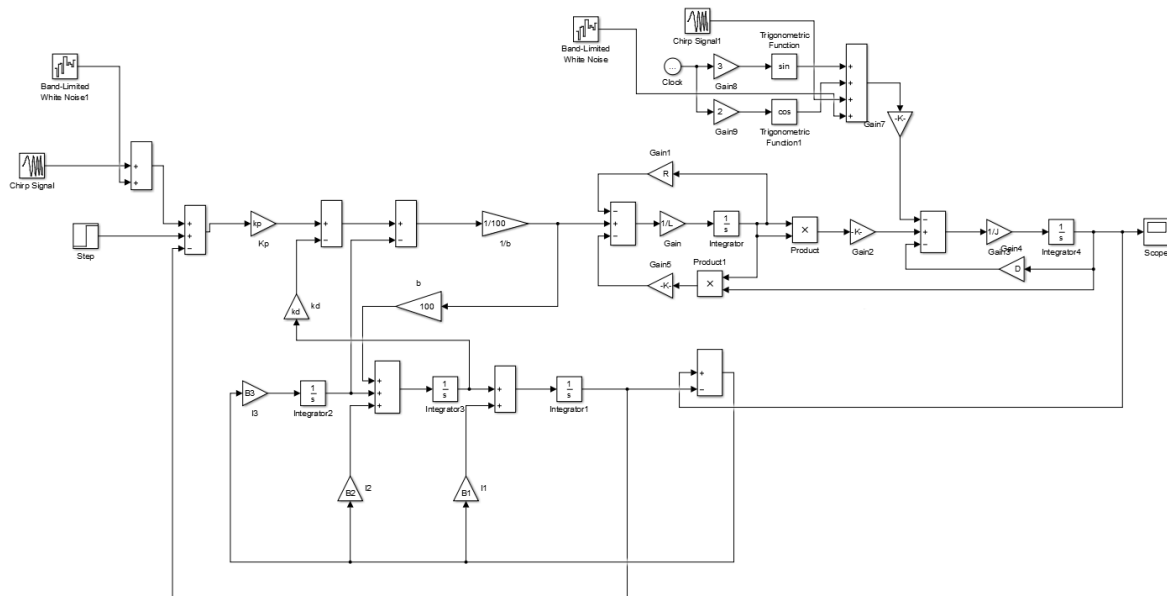


Figura 3.2 Diagrama en bloques para el ADRC.

Siguiendo los pasos para la sintonización del controlador establecidos en el epígrafe 2.2.3 del capítulo anterior se determinaron los parámetros del mismo para distintos tiempos de establecimiento t_s , dichos datos se muestran en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3. Parámetros para el controlador ADRC.

t_s	w_c	k_p	k_d	w_0	β_1	β_2	β_3	b
1	10	100	20	40	120	4800	64000	100
2	5	25	10	20	60	1200	8000	100
3	3.33	11.11	6.67	13.33	40	533.33	2370	100
4	2.5	6.25	5	10	30	300	1000	100
5	2	4	4	8	24	192	512	100

Luego de varias simulaciones con o sin presencia de perturbaciones tanto externas como interna y ante una entrada paso por la entrada de referencia, los parámetros de sintonización que garantizaron una respuesta adecuada fueron los referentes a los del tiempo de establecimiento $t_s = 1$ segundo y ganancia igual a $b = 100$ que garantice que el sistema opere en la zona de estabilidad. La respuesta del sistema es la siguiente:

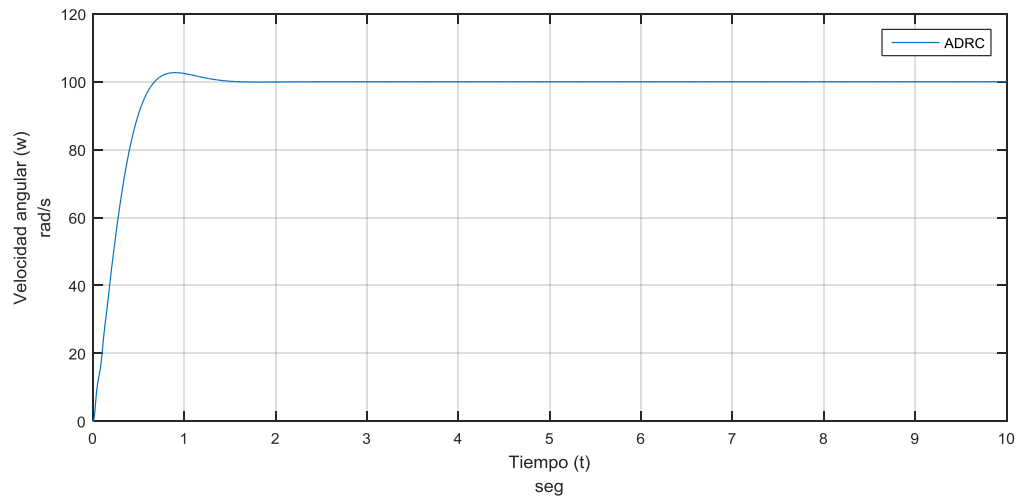


Figura 3.3 Respuesta del controlador ADRC ante entrada paso.

En la figura se muestra como el controlador responde de manera satisfactoria ante una entrada paso con valor 100. El tiempo de estabilidad está alrededor de 1 segundo, presenta poca sobrecresta, además de un tiempo de respuesta pequeño.

3.2.2 Ajuste del controlador PID.

La propuesta del esquema de control empleado para el motor de corriente directa que utiliza como controlador un PID clásico específicamente un PI el cual garantiza cero error en estado estable se muestra en la siguiente figura.

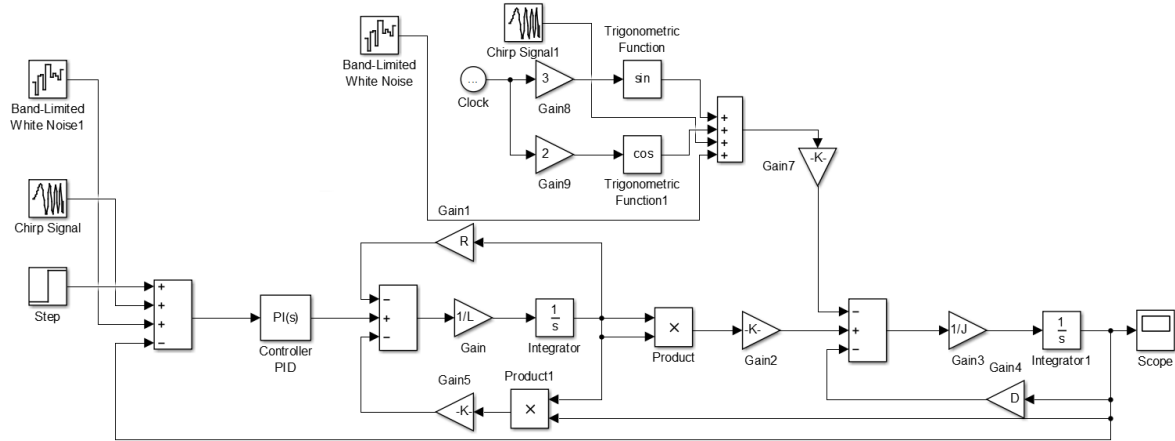


Figura 3.4 Diagrama en bloques para el controlador PI.

La estructura del PI es la siguiente:

$$PI(s) = k_p \left(1 + k_i \frac{1}{s} \right)$$

Donde el valor de $k_p = 3$ y $k_i = 0.5$, estos valores fueron seleccionados de forma experimental de manera que se garantice una buena respuesta.

$$PI(s) = 3 \left(1 + \frac{0.5}{s} \right)$$

La respuesta del sistema ante una entrada paso de valor 100, con el controlador PI ajustado es la que se muestra a continuación:

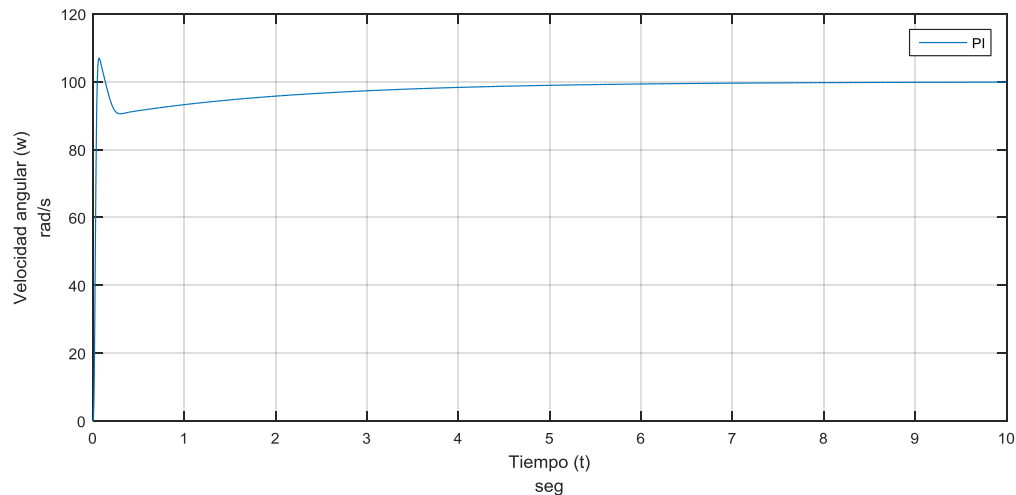


Figura 3.5 Respuesta del controlador PI ante entrada paso

Se puede observar que como era de esperar el error en estado estable es cero pero el tiempo de asentamiento es muy elevado, además de tener un tiempo de subida muy pequeño o que conlleva a un gran esfuerzo en el arranque.

3.3 Comparación del desempeño de los controladores.

En este acápite se realizan una serie de comparaciones para observar el comportamiento de ambos controladores de acuerdo a la influencia de perturbaciones tanto internas como externas.

Como se pudo observar en el epígrafe anterior ambas respuestas de los controladores presentan sus diferencias fundamentalmente en los primeros segundos correspondientes al proceso de arranque y aceleración como se muestra en la Figura 3.5

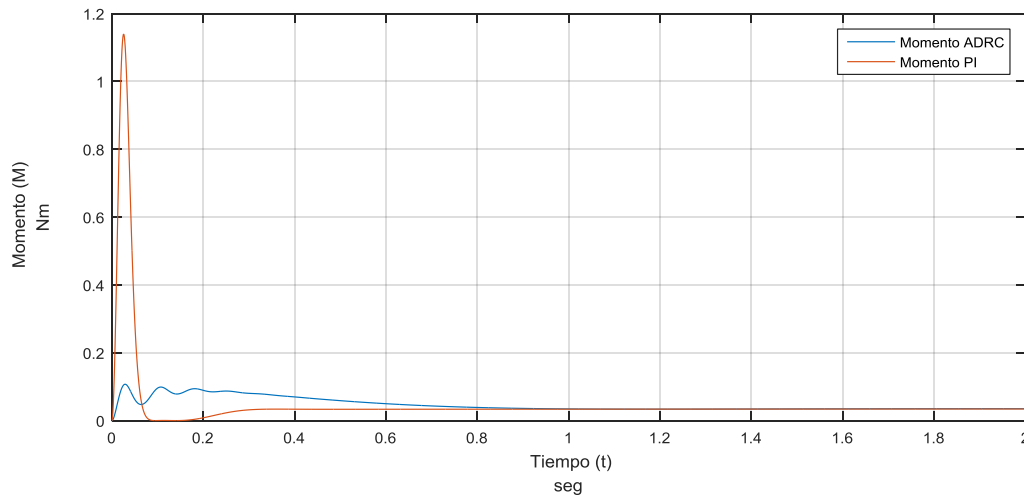


Figura 3.6 Momento desarrollado por el motor en ambos controladores.

Como se observa el momento desarrollado con la acción de control PI es muy brusco, superior 11 veces a la del control ADRC lo que conlleva a esfuerzos no deseados en el motor y en la fuente. Sin embargo la acción del controlador ADRC provoca en el momento desarrollado por el motor pequeñas oscilaciones lo que garantiza una respuesta suave y amortiguada por parte del motor.

Otro aspecto del motor que también tiene un gran peso en la respuesta del sistema es la corriente generada.

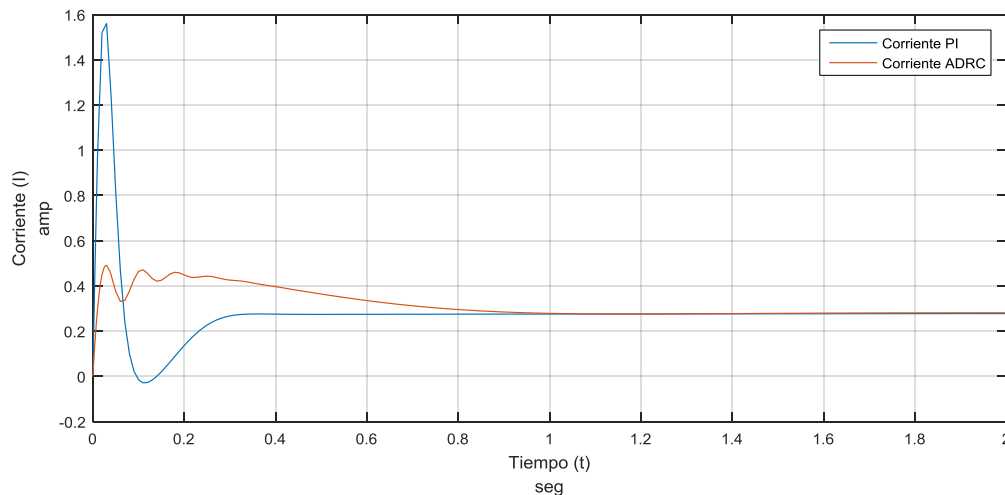


Figura 3.7 Corriente demandada por el motor en ambos controladores.

La corriente como ocurre con el par desarrollado por el motor influyen en la característica de la respuesta de velocidad del mismo,

El par de carga que conectado al motor se genera a partir de funciones seno y cosenos cuya gráfica se muestra a continuación:

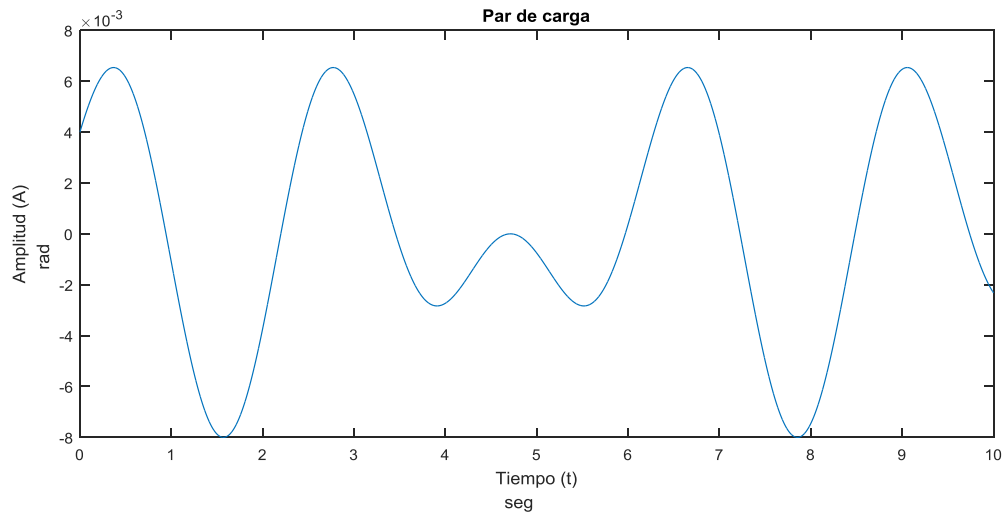


Figura 3.8 Par de carga aplicado al motor.

La respuesta de ambos controladores ante la influencia del par de carga generado se muestra en la Figura 3.7.

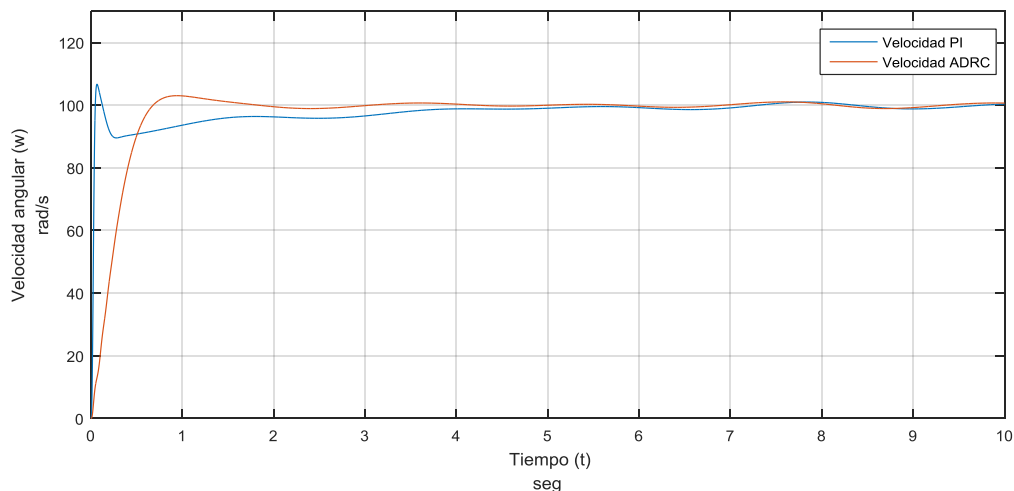


Figura 3.9 Respuestas del sistema ante el par de carga.

Como se observa se siguen presentando las mismas afectaciones en la respuesta de velocidad provocadas por la acción de ambos controladores, en el caso del PI que el tiempo de

asentamiento no es relativamente bajo, todo lo contrario ocurre con la acción del ADRC que garantiza una respuesta rápida y con un tiempo de asentamiento adecuado.

Otras perturbaciones conectadas al sistema para ver cómo se comportan ambos controladores en sus acciones de control son un ruido blanco con la siguiente forma:

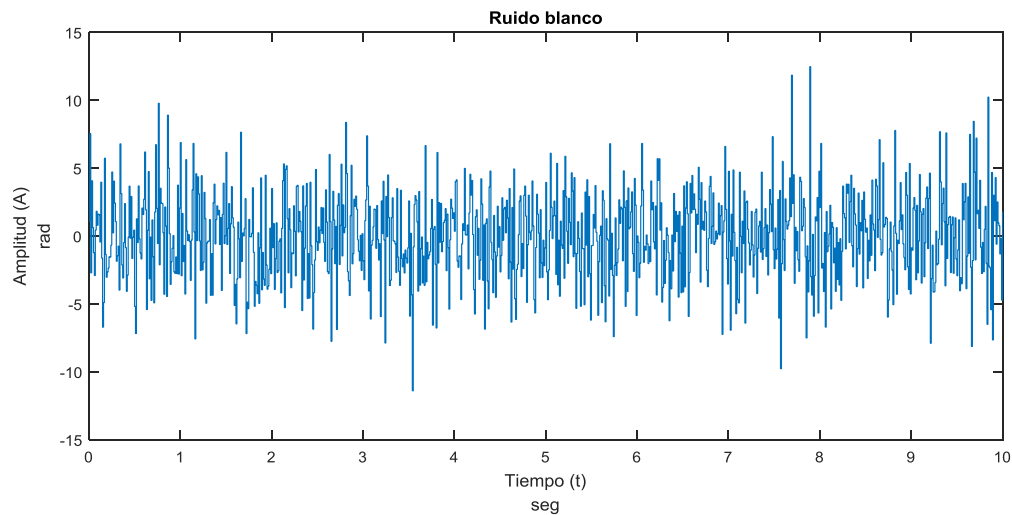


Figura 3.10 Ruido blanco.

Otra señal ruidosa que se conecta al sistema fue la siguiente:

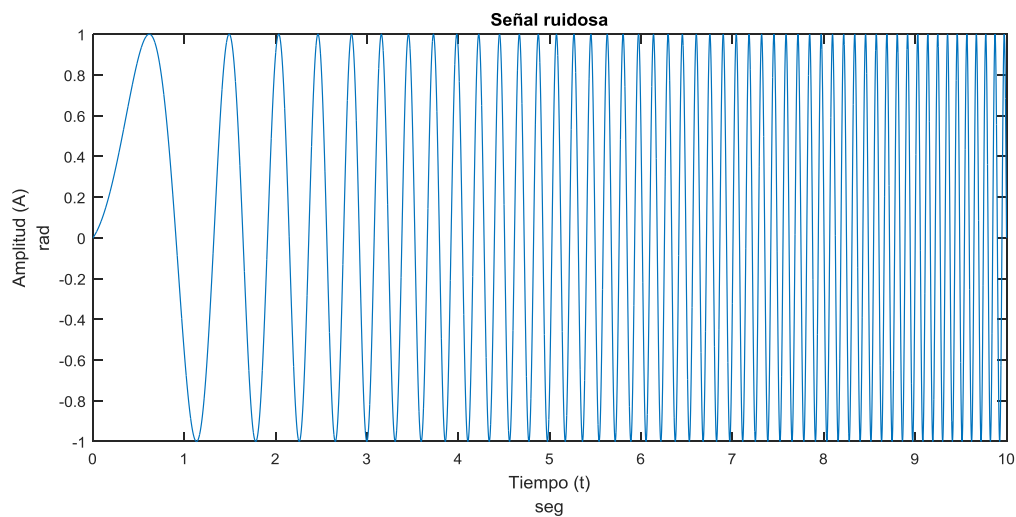


Figura 3.11 Señal ruidosa.

Luego de generadas ambas perturbaciones, estas se aplican al sistema tanto por la señal de referencia como por el par de carga para así observar como es la respuesta de velocidad de ambos sistemas y arribar a conclusiones sobre las mismas.

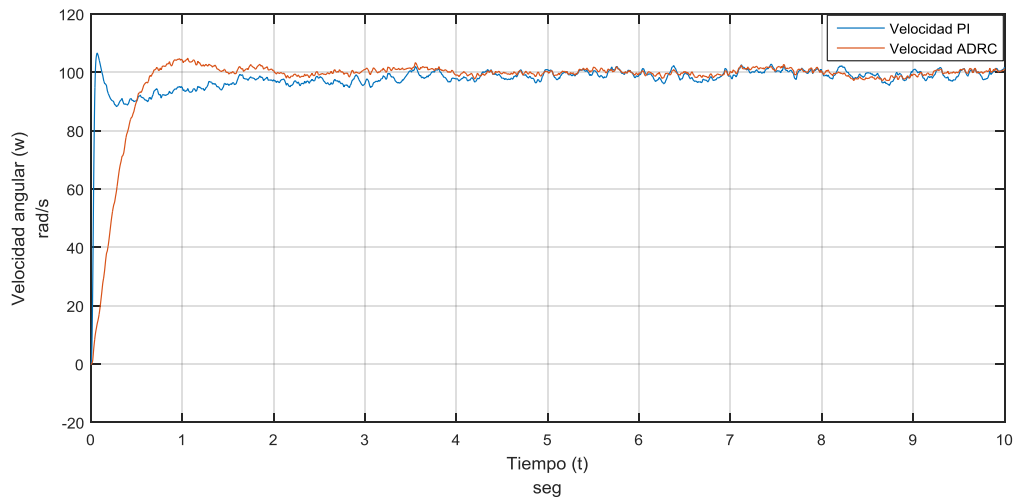


Figura 3.12 Respuestas de velocidad ante diferentes perturbaciones.

En la figura se muestra el comportamiento de ambos sistemas, es decir sus respuestas de velocidad ante las diferentes perturbaciones a las que es sometido.

Ante la presencia de las señales ruidosas las variaciones alrededor de la respuesta estable es más oscilante con la acción PI comparada con la resultante de utilizar el controlador ADRC

Para reafirmar lo expuesto anteriormente se obtiene una pequeña sección de la Figura 3.12 que nos muestra como el estado estable de ambas respuestas más a fondo.

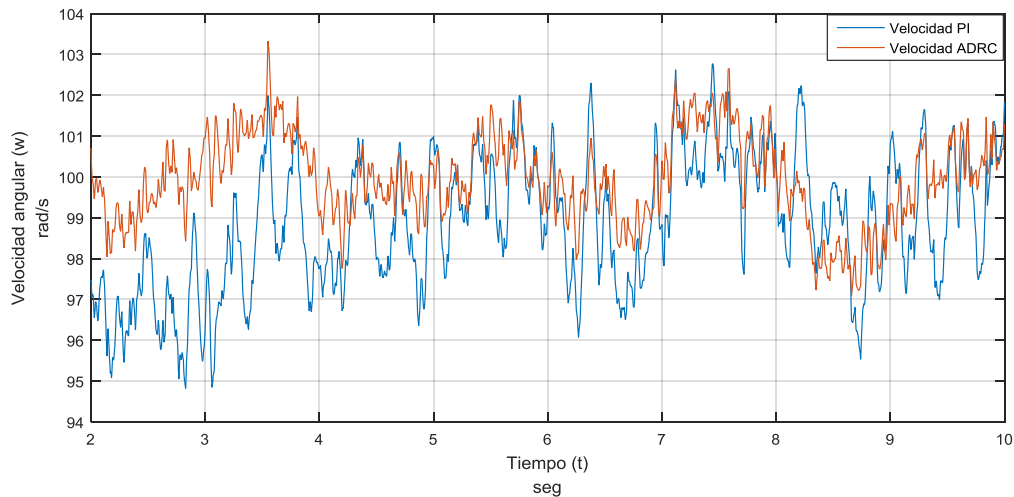


Figura 3.13 Respuestas de velocidad ante diferentes perturbaciones en el estado estable.

3.4 Análisis económico

El empleo de los motores de CD, en específico los que presentan conexión serie han alcanzado un elevado uso en sectores de la industria donde se requiera un control exacto de velocidad, por lo que el precio de estos motores en el mercado ha llegado a alcanzar valores entre los 35 y hasta 400 dólares (*USD*), esto en dependencia del uso del motor y sus características. Además, hay que considerar que el costo por reparación y piezas de repuesto específicas encarecen el montaje del mismo. Por otra parte no presenta gastos relacionados con la utilización de sensores pues no los necesita.

En nuestro caso, con el objetivo de garantizar una buena relación costo-prestaciones, es imprescindible que las afectaciones y deterioros que puedan significar para la vida útil del motor y de la fuente de suministro, los elevados momento de arranque y las relativamente excesivas corrientes que debe tomar en muy cortos periodos de tiempo sean eliminadas en su gran mayoría, esto hace que la propuesta de control de velocidad que se presenta mejore el desempeño de estos motores así como su vida útil. Todas las pruebas de evaluación del diseño de los controladores se realizaron mediante simulación, lo que evita que se produzcan daños físicos reales al motor.

3.5 Consideraciones finales del capítulo

La utilización del control por rechazo activo de perturbaciones en el control de velocidad en motores de corriente directa en conexión serie garantiza una respuesta menos brusca y más inmune a los ruidos externos e internos con respecto a los métodos de control clásico en específico el control mediante el PID tradicional. El ajuste del controlador se realiza teniendo en cuenta una serie de parámetros pero todos dependen de la selección del tiempo de estabilidad que se elija para las simulaciones. El empleo de este controlador minimiza el error de velocidad ante influencias de perturbaciones externas e internas, además de una respuesta rápida y con una alta estabilidad. La efectividad del método queda demostrada mediante simulación.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

En este trabajo se ha presentado un esquema de control por rechazo activo de perturbaciones, para la velocidad angular del eje de un motor de corriente directa en conexión serie. La aproximación propuesta incluye el uso de un observador de estado extendido (ESO), el cual estima (aunque en forma aproximada) las perturbaciones externas e internas del sistema y luego la cancela como parte de la ley de control, para de ese modo realizar la maniobra de velocidad deseada. Los resultados de simulación permiten validar la efectividad del algoritmo propuesto en comparación con las respuestas de un controlador PI para el mismo sistema.

Con los resultados obtenidos se demuestra que la hipótesis planteada al inicio de la investigación es correcta. También se cumple con el objetivo general y los objetivos específicos.

Adicionalmente se puede concluir que:

- 1 Se logró hacer un control de velocidad angular alrededor de los valores establecidos.
- 2 La velocidad angular del motor sigue de manera precisa la trayectoria de velocidad deseada, aunque en presencia de perturbaciones, esto se logra gracias al observador de estado extendido.
- 3 Las simulaciones realizadas tanto con el controlador ADRC como con el PI demuestran las ventajas del primero respecto al segundo en cuanto a la influencia de perturbaciones y la acción del par de carga.

Recomendaciones

Para establecer la necesaria continuidad que debe tener este trabajo se recomienda lo siguiente:

- 1 Probar el sistema de control propuesto con un motor de potencia mas alta, esto con la finalidad de aumentar la magnitud de la perturbacion externa y comprobar el rendimiento del controlador.
- 2 Realizar el montaje del sistema presentado de modo real y llevar a cabo experimentos para determinar como se comporta el sistema em ambos casos.
- 3 Llevar este trabajo desarrollado para el motor de CD con conexión serie a un aplicación específica, ya sea una banda transportadora o algun vehículo terrestre.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALI, E. 2015. Speed control of DC series motor supplied by photovoltaic system via firefly algorithm. *Neural Computing and Applications*, 26, 1321-1332.
- BALASUBRAMANIAN, R. & WONG, K. 1985. A microcomputer-based self tuning ip controller for dc machines. *IEEE Transaction on Industry Applications*, IA-22(6), 989-999.
- CAMPERO CHÁVEZ, A., CORONA MENDOZA, R. & JARA SIXTOS, R. G. 2009. *Metodología de simulacion de un control de velocidad de un motor de CD con excitacion separada y lazo de corriente.*, Instituto Politécnico Nacional. Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica. Universidad Profesional "Adolfo López Mateos".
- CHEN, X., LI, D., GAO, Z. & WANG, C. Tuning Method for Second-order Active Disturbance Rejection Control. Proceedings of the 30th Chinese Control Conference, 2011 Yantai, China. 6322-6327.
- CHIASSON, J. 1994. Nonlinear differential-geometric thecnique for control of a serie dc motor. *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, 2(1), 35 - 42.
- CHIASSON, J. & BODSON, M. 1993. Nonlinear control of a shunt dc motor. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 38(11), 1662-1666.
- FLORES, J. L., AVALOS, J. L. & ESPINOZA, C. A. 2011. Passivity - based control and online algebric estimation of the load parameter of the dc-to-dc power converter ' cuk type. *IEEE Latin America Transactions (Revista IEEE America Latina)*.
- GALVIS, L., JHON, J., MADRID, V. & JOSÉ, I. 2016. Sistema de control difuso para motor de corriente continua sin escobillas (BLDC) sobre hardware embebido. *Tekhnê*, 13, 43-48.
- GAO, Z. Scaling and BandwidthParameterization based Controller Tuning. Proceedings of the American Control Conference, 2003 Denver, Colorado, EE.UU. 4989-4996.
- GAO, Z. On disturbance rejection paradigm in control engineering. Proceedings of the 29th Chinese Control Conference, 2010. 6071-6076.
- GAO, Z., HUANG, Y. & HAN, J. An alternative paradigm for control system design. Decision and Control, 2001. Proceedings of the 40th IEEE Conference on, 2001. IEEE, 4578-4585.

- GIL GARCES, L. A. & RINCON GAVIRIA, J. L. 2014. *CONTROL PID PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC*. Investigación, UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA.
- HUANPAO, H., WANG, L., HAN, F., GAO, F. & LIN, Y. 2003. A new synthesis method for unit coordinated control system in thermal power plant - ADRC control scheme. In: POWERCON (IEEE CAT. NO.04EX902) (ed.) *International Conference on Power System Technology*. Singapur.
- JINGQING, H. 1998. Auto-disturbance rejection control and its applications. . *Control and Decision*, 13(1), 19 - 23.
- JINGQING, H. Nonlinear design methods for control systems. . Proceedings of the 14th IFAC World for Congresss, 1999. 521 - 526.
- LEONHARD, W. 2001. Control of Electrical Drives. *Springer*, 3 - 540 - 41820 - 2.
- LI, S., LIANG, X. & XU, W. 2015. Modeling dc motor drive systems in power system dynamic studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51, 658-668.
- LI, S., YANG, J., CHEN, W.-H. & CHEN, X. 2014. *Disturbance observer-based control: methods and applications*, Boca Raton, CRC press.
- LINARES, J., BARAHONA, J., SIRA RAMIREZ, H. & CONTRERAZ, M. 2012. Robust passivity- based control of a buck- boost converter/dc motor system An active disturbance rejection approach IEEE Transaction on Industry Applications. *IEEE* 48(6), 2362 - 2371.
- MEHTA, S. & CHIASSE, J. 1998. Nonlinear control of a series dc motor; theory and experiment. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(1), 134 - 141.
- MURUGANANDAM, M. & MADHESWARAN, M. 2013. Stability analysis and implementation of chopper fed DC series motor with hybrid PID-ANN controller. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 11, 966-975.
- OLIVER, P. diciembre 1991. Feedback linearization of dc motors. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 38(6), 498 - 501.
- PAN, J. F., CHEUNG, N. C. & YANG, J. M. 2006. Autodisturbance rejection controller for novel planar switched reluctance motor. *IEEE Proceedings. Electric Power Applications*, 135(2), 307-316.
- SHUAI, W., QINGLIN, W. & XIAOXIA, Y. 2005. Active Disturbance Rejection Control of Friction for Optoelectronic Telescopes.
- SIRA-RAMÍREZ, H., LINARES-FLORES, J., GARCÍA-RODRÍGUEZ, C. & CONTRERAS-ORDAZ, M. A. 2014. On the control of the permanent magnet synchronous motor: an active disturbance rejection control approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 22, 2056-2063.
- SIRA RAMIREZ, H. 2014. Control mediante rechazo activo de perturbaciones, perspectiva histórica y nuevos horizontes. *Cinvestav IPN (Mexico DF), Univ. Tecnológica de la Mixteca (Huajuapán de León, Oaxaca)*.

- SIRA RAMIREZ, H., LINARES, J., GARCIA, C. & CONTRERAS, M. 2014. On the control of the permanent magnet synchronous motor: An active disturbance rejection control approach. *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, 22(5), 2056-2063.
- SIRA RAMIREZ, H., NUÑES, A. & VISAIRO, N. 2010. Robust sigma-delta generalised proportional integral obsrver based control of a buck converter with uncertain loads. *International Journal of Control* 83(8), 1631 - 1640.
- SLOBODAN, N. V. 2007. *Digital Control of Electrical Drives*, Belgrade, Serbia, Springer.
- WEN-HUA, C., SHIHUA, L., JUN, Y. & XISONG, C. 2014. *Disturbance Observer-Based Control*.

ANEXOS

Anexo I Programa para el cálculo de los ajustes del controlador ADRC para un sistema de segundo orden a partir de la respuesta deseada.

```
ts=input('Introduzca el tiempo de asentamiento')
wc=10/ts; % cálculo del ancho de banda del controlador
kp=wc^2; % Calculo de la ganancia proporcional del controlador
kd=2*wc; % Calculo de la ganancia derivativa del controlador
wo=4*wc; % Calculo del ancho de banda del observador de estado extendido

% El tiempo de seguimiento será determinado de acuerdo a las
% características del proceso y debe ser menor que el de
% asentamiento
k=wo/3;
tt=4/k;
% las ganancias del observador se determina mediante
B1=3*wo;
B2=3*wo^2;
B3=k*B2;
```

Anexo II Programa para la generación de los gráficos de las perturbaciones y las respuestas de velocidad.

```
plot (torqueADR)
hold on
plot(torquePI) % Generación de los momentos en la misma gráfica
%%
plot(corrientePI)
hold on
plot(corrienteADR) % Generación de la corriente en la misma gráfica
%%
plot(VelocidadPID)
hold on
```

```
plot(VelocidadADRC) % Generación de las respuestas de velocidad en la
misma gráfica
%%
plot(parcarga)      % Generación del par de carga
%%
plot(ruidoblanco)    % Generación del ruido blanco
%%
plot(senalruidosa)   % Generación de la señal ruidosa
```