

Controlador I/PD para mejorar la respuesta de controladores PID y PI de motores de inducción.

I/PD controller to improve the response of PID and PI controllers of induction motors.

Ariel Humberto Chafuelán Vera ¹

Juan Carlos Pico Pillasagua ²

Recibido: 02 de febrero de 2023

Aceptado: 11 de abril de 2023

DOI: <https://doi.org/10.26495/icti.v10i1.2413>



Resumen

Para el funcionamiento de motores de inducción se usan inversores, estos actúan para dar respuesta en estado no estacionario. Durante el estado no estacionario los motores de inducción usan controladores de naturaleza PID, O PI. Un controlador o regulador es un dispositivo que permite controlar un sistema en lazo cerrado para que alcance el estado de salida deseado y es el que se usa ampliamente en la industria actual. Este artículo, tiene como objetivo la configuración de un controlador I/PD, para ello se simulará el controlador mediante Matlab-Simulink y se comparará la respuesta de esta configuración según el dominio del tiempo y la frecuencia. Esta propuesta mejora la respuesta transitoria del controlador PD (proporcional- diferencial), y a su vez el error de estado estable del controlador PI (proporcional - integral). En los resultados fue posible constatar que, a partir del análisis del dominio de la frecuencia, se puede ver que los resultados son los mismos que los del experimento del dominio del tiempo, y el efecto de ajuste de parámetros del controlador PI es el peor y los efectos secundarios son técnicamente más grandes. El ajuste de parámetros del controlador I/PD (integral - proporcional - diferencial) funciona mejor y causa menos interferencias.

Palabras clave: Estado estacionario, simulación I/PD, investigación experimental.

Abstract

For the operation of induction motors, inverters are used, these act to respond in a non-steady state. During the non steady state induction motors use controllers of a PID, or PI nature. A controller or regulator is a device that allows a closed-loop system to be controlled so that it reaches the desired output state and is the one that is widely used in the current industry. This article has as objective the configuration of an I/PD controller, for this the controller will be simulated using Matlab-Simulink and the response of this configuration will be compared according to the domain of time and frequency. This proposal improves the transient response of the PD (proportional-differential) controller, and in turn the steady-state error of the PI (proportional-integral) controller. In the results it was possible to

¹ Universidad Laica Eloy Alfaro de Manabí, Manta-Manabí, Ecuador, arielchafuelan1999@gmail.com. <https://orcid.org/0000-0002-9526-5268>

² Universidad Laica Eloy Alfaro de Manabí, Manta - Manabí, Ecuador, juan.pico@uleam.edu.ec <https://orcid.org/0000-0003-2688-8565>

verify that from the frequency domain analysis, it can be seen that the results are the same as those of the time domain experiment, and the parameter setting effect of the PI controller is the worst and the results are the same. side effects are technically bigger. The I/PD (Integral - Proportional - Differential) controller parameter setting works better and causes less interference.the PI controller is the worst and the side effects are technically bigger. I/PD controller parameter tuning works better and causes fewer problems.

Keywords: Steady state, I/PD simulation, experimental research

1. INTRODUCCIÓN

El uso de convertidores de frecuencia para accionar motores de inducción es muy común hoy en día (Rodríguez, 2017). Con el paso del tiempo, los requisitos de rendimiento se han mejorado. En el pasado, los requisitos de rendimiento para el inversor se limitaban al control del motor en la operación de estado estable, y no había requisitos especiales para el rendimiento en estado transitorio (Ribickis y Galkin, 2011). Sin embargo, con la respuesta de los fabricantes de sistemas, cada vez más dispositivos requieren que el motor de inducción funcione en un estado transitorio y obtenga un buen control y respuesta (Arnanz et al., 2016).

El diseño del controlador de velocidad del convertidor de frecuencia se usa actualmente ampliamente en la industria con el controlador PI. En el pasado, cuando se diseñaban controladores, se requería que los parámetros fueran lo más simples posible y que cumplieran con el rendimiento de la operación en estado estable (Doğruer y Tan, 2018). Debido a que el diseño tradicional ya no puede satisfacer las necesidades actuales, especialmente para mejorar el ancho de banda de la respuesta transitoria, solo se limita el ajuste de la ganancia de P o I.

Aunque existen muchas leyes de control novedosas que pueden reemplazar al controlador PI, según los hábitos de la industria y los requisitos de simplificación, todavía esperamos encontrar formas de mejorar el rendimiento en los controladores tradicionales. El controlador I/PD propuesto en este documento se basa en la ley de control PI tradicional, con el objetivo de agregar las características diferenciadoras de PD para aumentar la respuesta, y que el controlador I/PD también puede garantizar que la eliminación de errores de estado estable sea efectiva.

En este trabajo se realizará el controlador I/PD a través del convertidor de frecuencia, y se observará a través de la simulación y la relación entre dominio del tiempo y la frecuencia de controladores PI y PID. Y finalmente, se demostrará que el controlador I/PD funciona mejor que el controlador PI convencional para aplicaciones de motores de inducción.

Diseño del controlador

El diseño del controlador generalmente se basa en el modelo matemático del sistema, por lo tanto, cómo diseñar el controlador y ajustar los parámetros óptimos y establecer el modelo matemático del motor de inducción es un tema importante, desde la selección de la ley del controlador y el establecimiento del modelo del organismo de control, y finalmente determinar el valor de ganancia del parámetro a partir de los requisitos de respuesta y los requisitos de ancho de banda del sistema (Yüce et al., 2017).

La selección de leyes generales de control no solo se basa en las especificaciones de los requisitos del sistema, sino que también la facilidad de realización y la dificultad de ajuste de parámetros también son factores importantes considerados por muchas leyes de control (Nusret y Doğruer, 2018). Los

avances tecnológicos pueden resolver problemas de implementación. Por ejemplo, la mejora del rendimiento del microprocesador puede manejar gradualmente fórmulas de cálculo matemático complejas. La madurez de la tecnología de memoria puede registrar y almacenar una gran cantidad de datos de parámetros. El progreso de la fabricación pasiva de componentes de alta potencia puede proporcionar procesamiento de control digital.

El controlador (PI) es la forma de controlador más comúnmente utilizada en la actualidad. Es fácil de operar y fácil de converger durante la operación. Convierte la corriente principal de los controladores de motores de inducción en la actualidad. Sin embargo, para obtener buenas características de control de transitorios y un pequeño error de estado estable, el controlador de velocidad del motor de inducción diseñado en este documento es un controlador I/PD diferencial de tipo front-end, que divide el controlador en front-end Combinación de PD diferencial y PI integral.

2. MATERIALES Y MÉTODOS

Cálculo de estado transitorio y estacionario

La ecuación matemática del motor de inducción es un sistema de segundo orden. El diagrama de bloques estándar del sistema de segundo orden se muestra en la Figura 1: la función de transferencia del circuito cerrado es la fórmula (1).

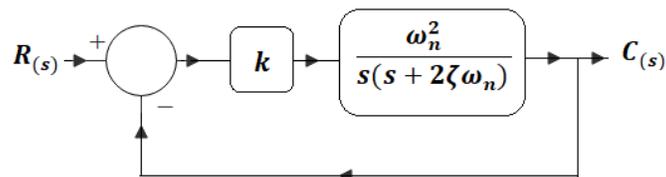


Figura 1. Diagrama de bloques de control estándar de segundo orden.

Fuente: Pérez (2015)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1)$$

Se toma la entrada como una función de paso $R(s) = \frac{1}{s}$ donde después de sustituir en (1), obtenemos

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (2)$$

Usando una transformación de extracción, la transformación del dominio s en las coordenadas del dominio t se analiza a continuación.

$$c(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{seno}(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \cos^{-1}\zeta), t \geq 0 \quad (3)$$

Donde $\omega_n \zeta$ representa la frecuencia del sistema y el coeficiente de amortiguamiento.

Debido a que los factores de control del sistema de segundo orden son más complicados, la compensación entre la respuesta y el rendimiento entre el estado estacionario y el estado transitorio debe calcularse y analizarse. Por ejemplo, bajo el mismo controlador, si desea mejorar el rendimiento transitorio, el requisito de estado estable debe reducirse. Y viceversa.

Sin embargo, el punto de equilibrio se puede encontrar a partir del análisis de amortiguamiento, que no solo puede mejorar el rendimiento transitorio sino también mantener el estado estable por debajo del nivel requerido. La consideración de las características transitorias del sistema de segundo orden se basa en la coincidencia y los requisitos de los parámetros entre el sistema y el amortiguamiento. A partir de la observación de las características de amortiguamiento, se puede dividir en las siguientes cinco categorías: bajo amortiguamiento, amortiguamiento crítico, sobre amortiguamiento, sin amortiguamiento, amortiguamiento negativo y otras características. Las características transitorias se analizan de la siguiente manera:

Tabla 1. Análisis de amortiguamiento.

$s = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$	$0 < \zeta < 1$	Sub amortiguado	(4)
$s = -\omega_n$	$\zeta = 1$	Amortiguamiento crítico	(5)
$s = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$	$\zeta > 1$	Sobre amortiguación	(6)
$s \pm j\omega_n$	$\zeta = 0$	Sin amortiguación	(7)
$s = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$	$\zeta < 0$	Amortiguamiento negativo	(8)

Fuente: Elaboración propia.

Para la evaluación del desempeño del sistema de control en la respuesta de estado estacionario, el índice de desempeño más importante son las características de desempeño del error de estado estacionario. Cuando el motor está funcionando en estado estable, si la entrada del comando es diferente del valor de salida real, significa que hay un error de estado estable en el sistema, y la diferencia se denomina valor de error de estado estable.

El método de prueba del error de estado estable es utilizar la señal de prueba estándar como objeto de prueba. De acuerdo con el grado requerido, se puede dividir en respuesta de paso, respuesta de pendiente y prueba de respuesta parabólica. El error de estado estacionario de la característica de estado estacionario se puede obtener utilizando el teorema del valor final. La siguiente es la función de error de estado estacionario (9) y el método de cálculo (10).

$$E(s) = \frac{R(s)}{1+G(s)H(s)} \quad (9)$$

$$e_{ss} = e(t) = sE(s) = \frac{sR(s)}{1+G(s)H(s)} \quad (10)$$

Básicamente, la prueba de pasos se puede considerar como un indicador de la capacidad de seguimiento del posicionamiento, la prueba de pendiente se puede considerar como un indicador de la capacidad de seguimiento de la velocidad y la prueba de parábola se puede considerar como un indicador de la capacidad de seguimiento de la aceleración.

En el diseño y la planificación de parámetros del controlador en este documento, el índice de rendimiento de estado estacionario adopta la prueba de paso, mientras que el índice de rendimiento transitorio adopta un diseño de amortiguación crítica. Para ello se establecerán los parámetros en el mejor punto de equilibrio entre el rendimiento transitorio y el error de estado estable.

Análisis de respuesta en el tiempo

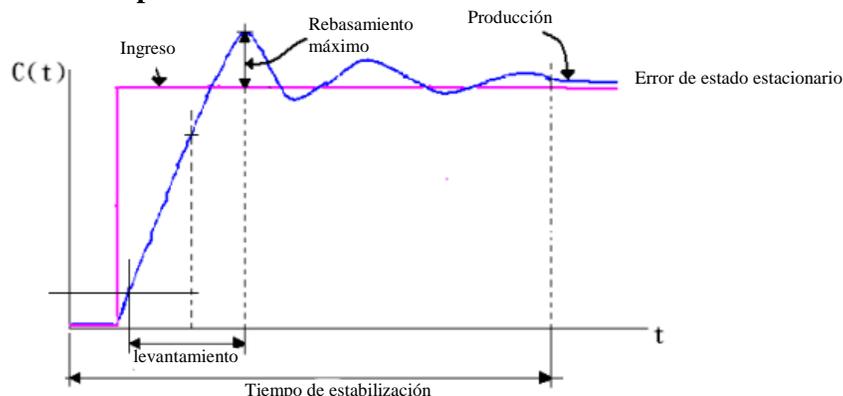


Figura 2. Gráfica de respuesta de dominio de tiempo estándar.
Fuente: Elaboración propia

El análisis de respuesta en el tiempo se define como, para el sistema, después de ingresar una señal de comando, observar su señal de salida y juzgar la superioridad de rendimiento del sistema de control a través de la relación de respuesta entre la entrada y la salida. Finalmente, a través del comportamiento de respuesta, averigüe el método de diseño y el tipo de controlador. El método de análisis general toma el eje del tiempo como base de observación principal y analiza la relación entre la entrada y la salida desde la perspectiva del tiempo, como ingresar una señal paso a paso al inversor y luego conectar el motor de inducción.

El tiempo que tarda el motor de inducción en arrancar desde un punto muerto hasta una velocidad estable es el tiempo de estabilización de la respuesta transitoria. Si la respuesta transitoria del sobre impulso de la velocidad se produce durante la aceleración hasta la estabilidad, la parte del sobre impulso de la velocidad se denomina sobre impulso máximo. El tiempo de estabilización y el sobre impulso máximo son dos indicadores principales del rendimiento transitorio en el análisis de respuesta en el tiempo. El valor de error entre la velocidad de funcionamiento y la velocidad de comando después del tiempo de establecimiento final se denomina error de estado estable, que es un indicador importante del rendimiento de estado estable en el análisis de respuesta de tiempo. La Figura 2 muestra el diagrama en el dominio del tiempo del análisis de respuesta en el tiempo de la relación entre la entrada $R(s)$ y la salida $C(s)$.

Los indicadores importantes incluyen el tiempo de establecimiento, el sobre impulso máximo y el error de estado estable. Este artículo utiliza el sistema de segundo orden para analizar el índice de rendimiento del controlador, ya que este artículo se diseñará cerca del amortiguamiento crítico, el propósito es mejorar el rendimiento del comportamiento transitorio, pero el rendimiento de error en el estado estable debe ser A partir de la observación y el análisis del controlador I/PD y el tradicional Para el rendimiento del controlador PI en el dominio del tiempo, el comando de paso se utilizará como señal de entrada, y se introducirá una fuente de señal de perturbación en el motor durante el proceso, y el rendimiento transitorio se comparará con el tiempo de establecimiento y el sobre impulso máximo, y el resultado final de la comparación de error de estado estable.

Análisis de la respuesta frecuente

El análisis de respuesta de frecuencia se define para un sistema después de ingresar una señal de comando sinusoidal, observar su señal de salida y juzgar la superioridad de rendimiento del sistema de control a través de la relación de respuesta entre la entrada y la salida. Luego, a través del comportamiento de respuesta, se elige el método de diseño y el tipo de controlador.

La mayor diferencia con el análisis de respuesta en el tiempo es que el significado físico de la respuesta en frecuencia es principalmente analizar el ancho de banda del sistema, a través de la comparación de la amplitud y el ángulo de fase entre la salida y la entrada sinusoidales. Por ejemplo, para un motor de inducción, la señal de frecuencia de entrada es $r(t) = A \text{ seno}(\omega_s t + \phi)$ una onda sinusoidal, su amplitud y frecuencia son A y ω_s .

Luego de que la señal pasa por el controlador y el sistema, se genera la frecuencia de salida $c(t) = A^* \text{ seno}(\omega_s t + \phi^*)$, donde la frecuencia ω_s debe ser la misma sin distorsión, pero la amplitud A y ángulo de fase (ϕ) pueden ser diferentes. El análisis de dominio de frecuencia significa que la relación entre el ancho de banda del sistema y la entrada y la salida se puede calcular a través de la amplitud A y el ángulo de fase ϕ , y se puede juzgar la relación de distorsión.

Suponiendo que la función de entrada es R(s), la función de salida es C(s) y la función de transferencia es G(s). La relación de amplitud y fase de la onda sinusoidal de salida se puede obtener, como (11) y (12).

$$C = R \|G(j\omega_s)\| \quad (11)$$

$$\phi = \angle G(j\omega_s) \quad (12)$$

El análisis de respuesta de frecuencia general utiliza un gráfico de respuesta de frecuencia para la comparación. Tomando la frecuencia ω como eje horizontal, y la amplitud A y el ángulo de fase ϕ como eje vertical. Entre ellos, hay dos parámetros que pueden usarse como indicadores importantes para la comparación del rendimiento y el diseño del controlador, la frecuencia resonante ω_p y el valor máximo resonante M_p , y el ancho de banda de frecuencia BW. En términos generales, esta investigación primero realizará el cálculo de la frecuencia resonante ω_p y el valor pico resonante M_p , y descubrirá su valor de diseño a través del requisito de amortiguamiento ζ . Además, el tamaño del ancho de banda del sistema BW se puede calcular a partir del valor máximo de resonancia M_p , y el valor del ancho de banda se usa para verificar si el valor de diseño cumple con el rendimiento del sistema. La Figura 3 y las fórmulas (13) y (14) muestran la relación entre la frecuencia de resonancia, el pico de resonancia y el ancho de banda de frecuencia.

$$\omega_p = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad (13)$$

$$M_p = \frac{1}{2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (14)$$

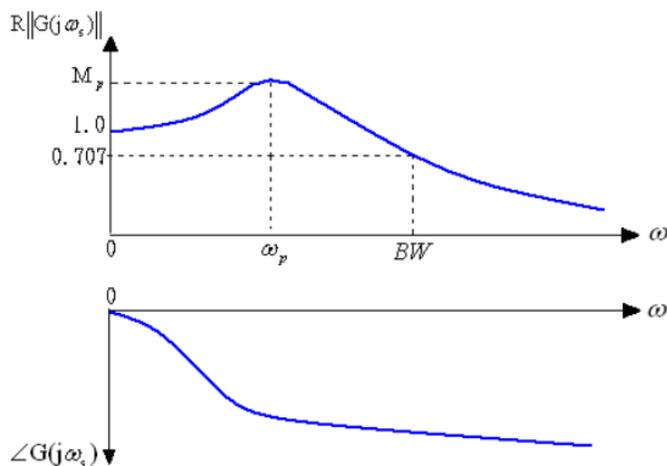


Figura 3. Gráfico de respuesta de dominio de frecuencia estándar
Fuente: elaboración propia

La elección de diseño del controlador es ζ , y se toma como dirección de diseño el amortiguamiento crítico con ζ de alrededor de 0.707. En cuanto al diseño de parámetros en el dominio del tiempo, se complementa con el diseño del valor en exceso de no más del 120% de la entrada por valor unitario, y averiguar los valores del tiempo de subida t_r y el tiempo de establecimiento t_s . El diseño de parámetros en el dominio de la frecuencia se complementa con la amplitud que no supera el 135% del estándar, y se obtiene la relación de comparación entre el valor de BW del ancho de banda.

Los parámetros de diseño importantes se organizan entonces de la siguiente manera:

- Amortiguación $0 \leq \zeta \leq 0,707$. Tome el valor inicial de $\zeta = 0.707$.
- El sobre impulso de $C(s)$ está limitado al 120 % del valor estándar.
- El valor máximo de resonancia M_p está limitado al 135 % del valor estándar.

Controlador I/PD

La diferencia con el controlador PID tradicional es que el controlador I/PD coloca el diferenciador de PD en la parte de retroalimentación del sistema para realizar un control indirecto con el sistema, mientras que el controlador diferencial tradicional realiza un control directo con el sistema, en términos de eficiencia general. El controlador I/PD tiene el efecto de aumentar la respuesta transitoria del ancho de banda del sistema y no destruirá el error de estado estable debido a la acción diferencial durante el proceso de estabilización. Este artículo utiliza el controlador I/PD para implementar el control de pasos y la prueba de perturbaciones externas en el motor de inducción.

La parte de la implementación se corresponde con la acción del inversor. El hardware del inversor debe tener una señal de retroalimentación incorporada para el controlador PD. Hay muchas opciones para las señales de retroalimentación, como codificadores que pueden detectar directamente la retroalimentación de velocidad, o CT que usan elementos Hall para la detección de corriente y estiman sus valores de velocidad y par a través de la retroalimentación de señales de corriente trifásica. Basado en el espíritu de sincronizar la dirección de la investigación con el método utilizado en la industria, este artículo utilizará el elemento CT de detección de corriente de bajo costo, pero ampliamente utilizado. Después de estimar el valor de la velocidad, el cálculo de la ley de control I/PD determinará

su velocidad o compensación de voltaje de salida, y finalmente compare su rendimiento de respuesta y error de estado estable con los controladores PI tradicionales.

Las siguientes son las expresiones matemáticas para la salida de los controladores PID e I/PD:

$$Output_{PID} = Kp(e + \frac{1}{Ti} \int e dt + Td \frac{de}{dt}) \quad (15)$$

$$Output_{I/PD} = Kp(-y(t) + \frac{1}{Ti} \int e dt + Td \frac{dy(t)}{dt}) \quad (16)$$

Dónde, Kp , Ti , Td , e , $y(t)$ representan el valor de ganancia, el tiempo integral, el tiempo diferencial, el valor de error y el valor real, respectivamente.

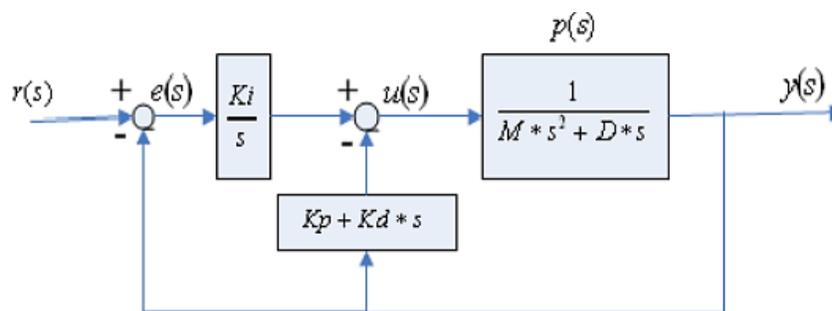


Figura 4. Diagrama de bloques del controlador I-PD

Fuente: Elaboración propia

El diagrama de bloques básico del controlador I-PD se muestra en la Figura 4. Los símbolos de control se definen como

- $r(s)$: función de señal de entrada de comando. Puede usar comandos de paso, comandos de rampa o comandos de curva.
- $e(s)$: función de señal de error. es la diferencia $y(s) - r(s)$ entre la señal de salida real y la señal de entrada de comando.
- $u(s)$: La diferencia entre el valor de error $e(s)$ después del cálculo integral y el valor real $y(s)$ después de la operación PD.
- $p(s)$: La función del cuerpo controlado. En este artículo, se utiliza una función de segundo orden en lugar de la ecuación matemática del motor de inducción.
- $y(s)$: función de la señal de salida real.

El valor de salida obtenido después de la señal de comando es calculado por el controlador. Puede verse claramente en el diagrama de bloques de control que la señal de comando $r(s)$ se compara con la señal de retroalimentación de valor real $y(s)$ para obtener $e(s)$, y luego se controla mediante la integral $\frac{Ki}{s}$ el proceso se define como control.

La señal real de retroalimentación $y(s)$ primero será procesada por el diferenciador $Kp + Kd * S$ para obtener la segunda mitad, que se define como control PD. Luego se combinó la primera mitad y la segunda mitad para el procesamiento de diferencias para obtener una señal $u(s)$, y finalmente se ejecutó el control con el objeto controlado $p(s)$ para obtener una nueva salida $y(s)$. Todo el proceso de control se combina con el control de la primera mitad y la segunda mitad, que se denomina en esta investigación como control I/PD. Suponiendo que este sistema de circuito cerrado es estable. Entonces, la relación entre la salida $y(s)$ y la entrada de error $u(s)$ se expresó de la siguiente manera:

$$y(s) = p(s) * u(s)$$

$$= p(s) * \left\{ \frac{K_i}{s} r(s) - \frac{K(s)}{s} y(s) \right\} \quad (17)$$

En

$$K(s) = K_i + K_p * s + K_d * s^2$$

Y la función corporal controlada (18)

$$p(s) = \frac{1}{M * s^2 + D * s} \quad (18)$$

Los coeficientes constantes en las funciones anteriores son M , D , K_p , K_i , K_d . Excepto que M y D están relacionados con el sistema en sí, el resto son constantes de valor de ganacia. Según la definición de la función de transferencia es la siguiente:

$$Hr(s) = \frac{y(s)}{r(s)} \quad (19)$$

$$= \frac{p(s) * K_i}{p(s) * K(s) + s}$$

Tomando el recíproco de la función de transferencia se expresa de la siguiente manera:

$$\frac{1}{Hr(s)} = \frac{K(s)}{K_i} + \frac{s}{p(s) + K_i} \quad (20)$$

La expansión de Maclaurin es la siguiente

$$\frac{1}{p(s)} = a_0 + a_1 * s + a_2 * s^2 + \dots + a_k * s^k$$

$$a_k = \frac{1}{k!} * \left[\frac{d^k}{d * s^k} * \frac{1}{p(s)} \right]_{s=0}$$

Sustituyendo (20) en la expansión para obtener:

$$\frac{1}{H(s)} = 1 + \frac{K_p + a_0}{K_i} * s + \frac{K_d + a_1}{K_i} * s^2 + \frac{a_2}{K_i} * s^2 + \dots$$

La función de transferencia estándar es la siguiente:

$$\frac{1}{M(s)} = 1 + \sigma * s + \alpha_2 * (\sigma * s)^2 + \dots$$

Dónde:

$$\sigma = \frac{\Gamma_1}{\omega_0}; \quad \alpha_i = \frac{\Gamma_i}{Y_1^i}$$

Sustituyendo lo anterior en (19) y (20) para obtener Kp , Ki , Kd .

$$Kp = \frac{a_2}{a_3 * \sigma^2} - a_0 = Ki * \frac{\Gamma_1}{\omega_0} - a_0$$

$$Ki = \frac{a_2}{a_3 * \sigma^2} = \frac{a_2 * \omega_0^3}{\Gamma_3}$$

$$Kd = \frac{a_3 * a_2}{a_3 * \sigma^2} - a_1 = Ki * \frac{\Gamma_2}{\omega_0^2}$$

Finalmente, la función de transferencia estándar se sustituye en:

$$Kp = \frac{\Gamma_1 * \omega_0^2 * M}{\Gamma_3} \quad (21)$$

$$Ki = \frac{a_2}{a_3 * \sigma^2} = \frac{a_2 * \omega_0^3}{\Gamma_3} \quad (22)$$

$$Kd = \frac{\Gamma_2 * \omega_0 * M}{\Gamma_3} - D \quad (23)$$

Los parámetros de control Kp , Ti , Td se obtienen arriba. Donde Kp es el valor de ganancia proporcional, Ti es el tiempo integral y Td es el tiempo diferencial. ω_n , M , D son la frecuencia del sistema y la constante respectivamente.

3. RESULTADOS

Simulación

Este documento usó el software asistido por computadora MATLAB para simular la respuesta de paso del controlador y los valores de los parámetros en la Tabla 2 en el dominio del tiempo. Luego, a través de la relación del dominio de la frecuencia, se explica la relación entre la frecuencia resonante, el tamaño del pico resonante y el ancho de banda de la frecuencia cuando cambia el valor del parámetro. Para el proceso de análisis utilizará la herramienta Simulink bajo MATLAB para simulación y comparación. Simulink es un conjunto de software utilizado para analizar y simular las características de los sistemas dinámicos, y es una herramienta de extensión del software MATLAB. Admite sistemas lineales y no lineales, y puede establecer modelos de sistemas de tiempo continuo o discreto o una combinación de ambos.

El método de uso de Simulink se puede dividir en dos etapas: construcción de modelos y análisis de modelos. En la etapa de construcción de modelos, los usuarios primero crean un modelo de diagrama de bloques del sistema y luego usan la función de análisis de modelos para analizar y simular las características dinámicas del sistema. En la práctica, estas dos etapas a menudo se usan alternativamente, cambiando continuamente la estructura del modelo del sistema y luego verificando continuamente si las características del sistema cumplen con los requisitos de diseño a través del análisis de simulación y finalmente completando el diseño del diagrama de bloques del sistema.

Tabla 2. Valores de los parámetros del método de respuesta de frecuencia Z-N

Controlador	Kp	Ki	Kd
PI	0.45	0.80	0.000
PID	0.60	0.50	0.125
I/PD	0.55	0.75	0.240

Fuente: Elaboración propia.

Resultados del dominio del tiempo

Este documento simuló un controlador de velocidad para un motor utilizando tres leyes de control diferentes utilizando los valores de los parámetros enumerados en la Tabla 2. La señal de entrada es un comando de paso y todos los valores de los parámetros se expresan en unidades estándar con una precisión de 16 bits. El proceso estándar utiliza el bit 13 como un bit entero para representar, por ejemplo, 8192 representa el número entero 1,0, 4096 representa 0,5 y 16384 representa 2,0. En primer lugar, se simula el control PI tradicional y se aplica al control de motores. Los valores de Kp y Ki son 0,45 y 0,80 respectivamente, y después del procesamiento de unidades estándar los valores son 3686 y 6553.

Los resultados de la respuesta de tiempo se muestran en la Figura 5. Si se desea aumentar la respuesta escalonada en el proceso de simulación, pero limitar el valor de su sobre impulso a no más de 0,25 mm, y el tiempo de establecimiento no supera la constante de tiempo τ de 1,5, se aumenta el valor de Kp y disminuye su valor de Ki, el resultado límite es el siguiente, como se muestra en la Figura 6. Usando el controlador PI, su efecto máximo es no afectar la condición de estabilidad. Se encuentra que el efecto antes y después no es particularmente obvio, y aumentar el tiempo de respuesta transitoria también destruirá la estabilidad y el límite del sobre impulso máximo.

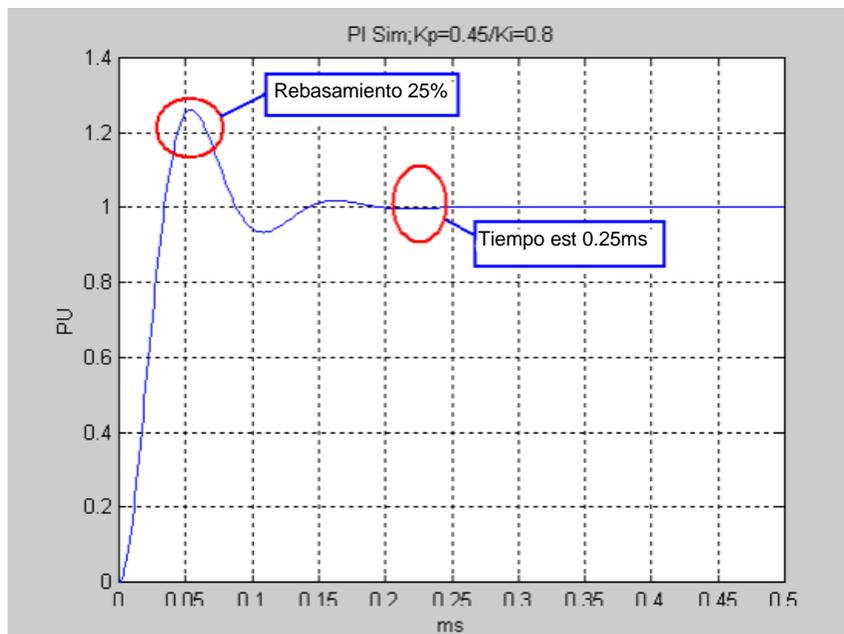


Figura 5. Simulación de controlador PI, Kp=0,45/Ki=0,8

Fuente: Elaboración propia

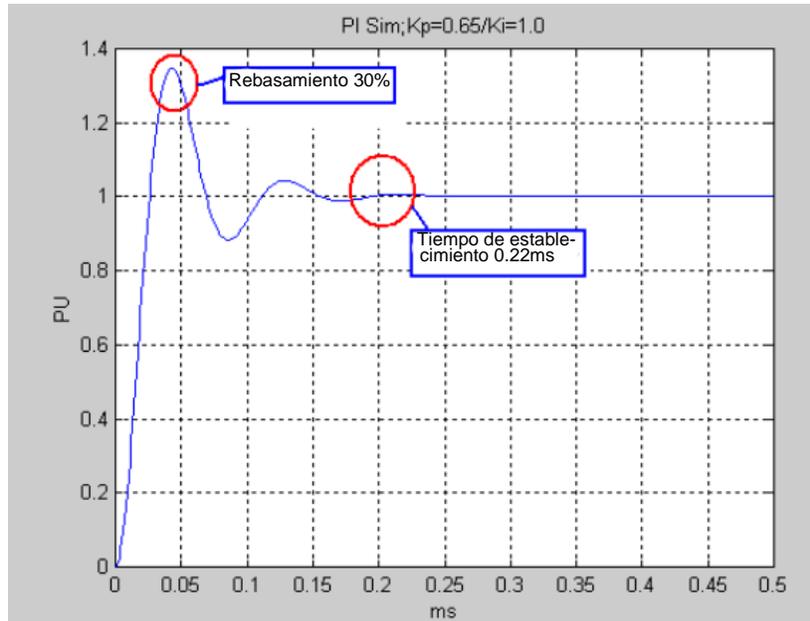


Figura 6. Simulación de controlador PI, $K_p=0,65/K_i=1,8$

Fuente: Elaboración propia

Además, el controlador PID simulado también se aplica en las mismas condiciones. Los valores de K_p , K_i y K_d son 0,60, 0,50 y 0,125, respectivamente, y después del procesamiento de unidades estándar son 4915, 4096 y 1024. Los resultados de la respuesta de tiempo se muestran en la Figura 7. En las mismas condiciones, el resultado después de aumentar los valores de K_p y K_d . Se encontró que utilizando un controlador PID, su efecto máximo sin afectar las condiciones de estabilidad se muestra en la Figura 8. Cuando K_d continúa aumentando o K_p es crítico, el sistema comienza a mostrar divergencia, donde la parte de estado estable comienza a oscilar, o la salida no converge al comando sino directamente a la región infinita.

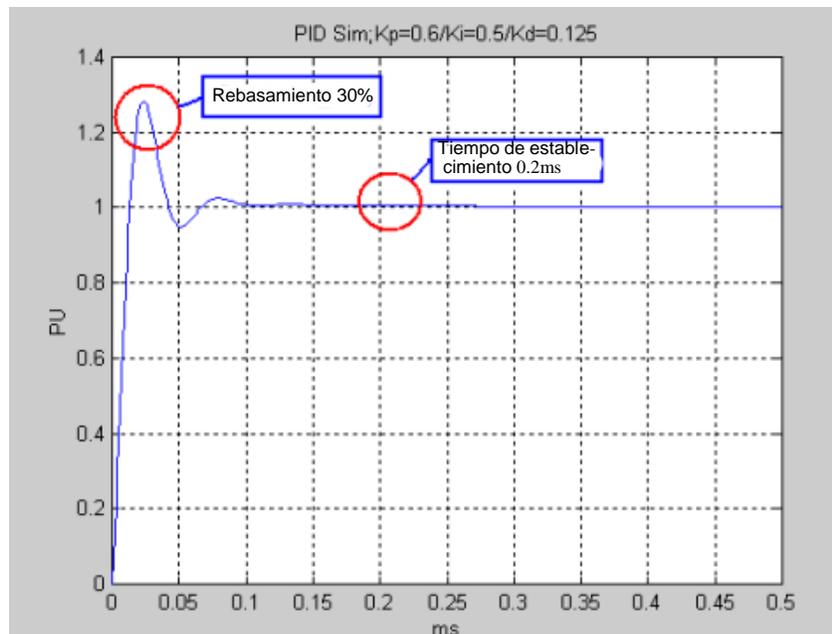


Figura 7. Simulación de controlador PID: $K_p=0,6/K_i=0,5/K_d=0,125$

Fuente: Elaboración propia

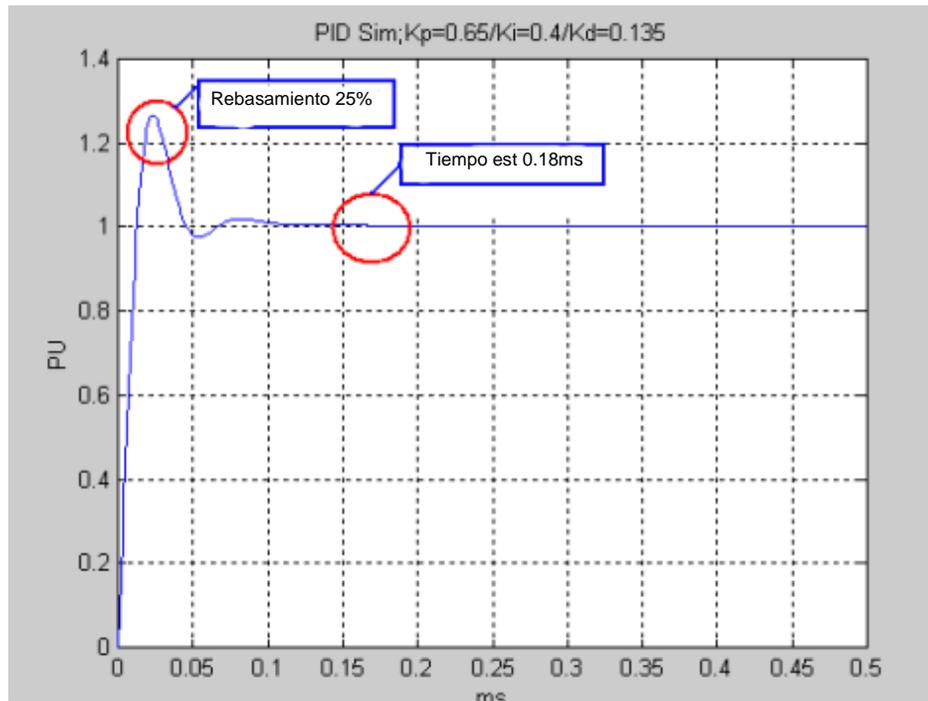


Figura 8. Simulación de controlador PID: $K_p=0,65/K_i=0,4/K_d=0,135$

Fuente: Elaboración propia

Finalmente, al simular el controlador I/PD. K_p , K_i y K_d son 0,55, 0,75 y 0,240 de la tabla. Las mismas unidades estándar son 4505, 6144 y 1966. Los siguientes resultados de tiempo de respuesta se obtienen como se muestra en la Figura 9. En la Figura 9 se puede observar que debido a que el tiempo de estabilización es demasiado largo y el sobre impulso tiene un rango ajustable, la respuesta de escalón aumenta y los resultados de la simulación después de aumentar los valores de K_p y K_d se muestran en la Figura 10. Se encontró que usando el controlador I/PD, el mayor efecto de los ajustes de parámetros sin afectar las condiciones estables, el sobre impulso más bajo y el tiempo de estabilización más corto.

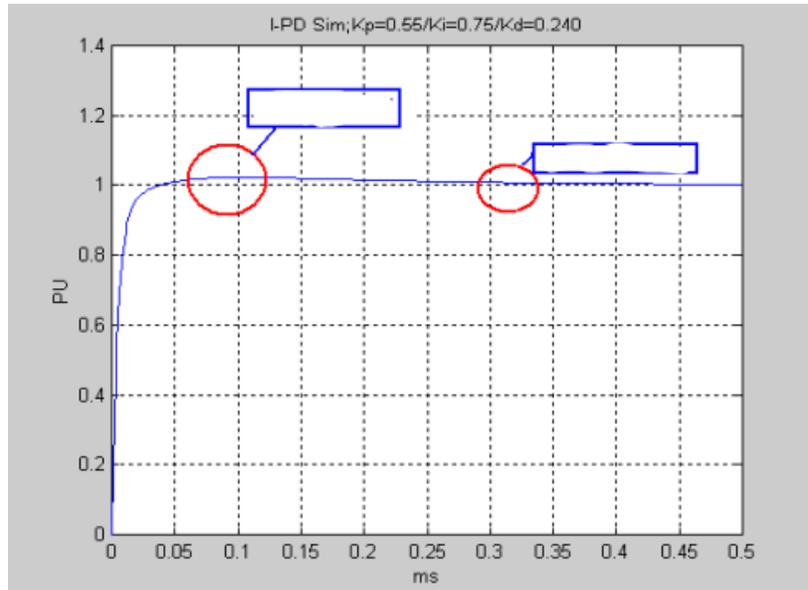


Figura 9. Simulación del controlador I/PD: $K_p=0,55/K_i=0,75/K_d=0,240$

Fuente: Elaboración propia
Rebasamiento 5%

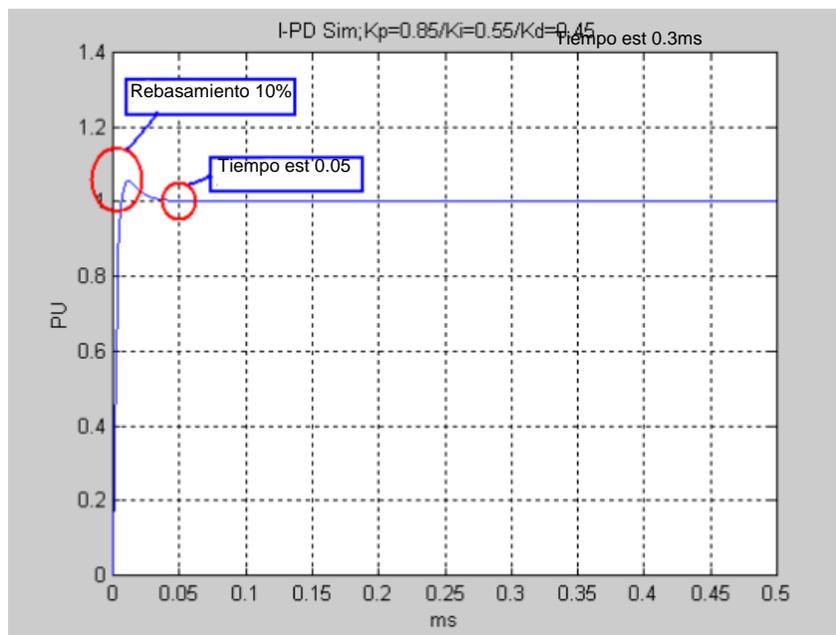


Figura 10. Simulación del controlador I/PD: $K_p=0,68/K_i=0,88/K_d=0,265$

Fuente: Elaboración propia

Resultados del dominio de la frecuencia

La sección anterior usó parte de los resultados de la simulación en el dominio del tiempo, esta sección usa el punto de vista del dominio de la frecuencia para discutir, analizar y comparar la simulación de datos. Para facilitar el análisis y la comparación, durante el proceso de simulación se estandarizaron las condiciones iniciales antes del ajuste de los parámetros PI, PID e I-PD, y se unificaron y compararon

los valores después del ajuste de los parámetros. En el ajuste del proceso en el dominio del tiempo del controlador PI, los valores de K_p y K_i se ajustan del estándar 0,45 y 0,80 a 0,72 y 0,45 en respuesta a los requisitos de mejora transitoria. La relación entre la frecuencia de resonancia, el valor máximo de resonancia y el ancho de banda de frecuencia se muestra en la Figura 11. Parámetros del controlador PI.

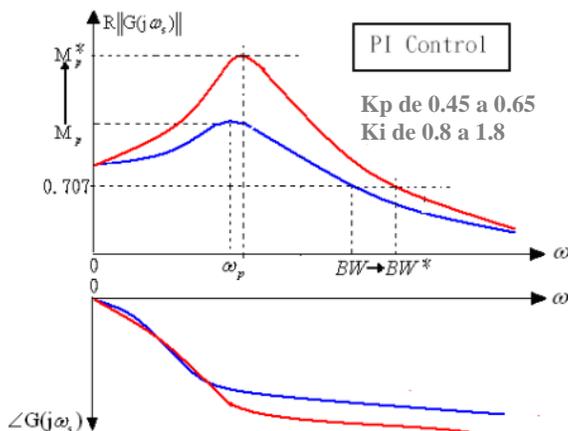


Figura 11. Parámetros del controlador PI
Fuente: Elaboración propia

En el ajuste del proceso de dominio del tiempo del controlador PID, los valores de K_p , K_i y K_d se ajustan desde el estándar 0,60, 0,50 y 0,125 hasta 0,70, 0,40 y 0,130 en respuesta a los requisitos de mejora transitoria. la frecuencia de resonancia, el valor pico de resonancia y el ancho de banda de frecuencia se muestran en la Figura 12. Parámetros del controlador PID.

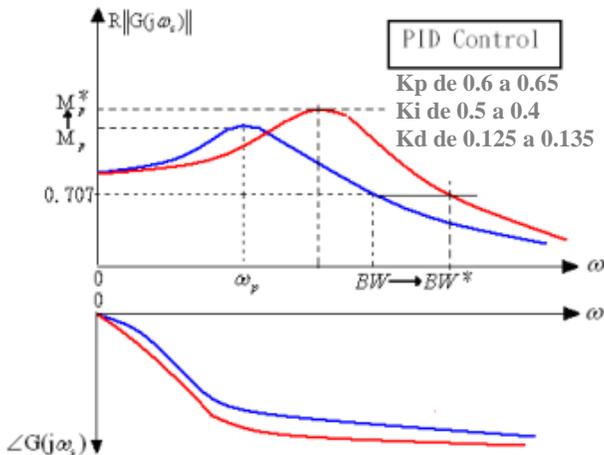


Figura 12. Parámetros del controlador PID
Fuente: Elaboración propia

En el ajuste del proceso de dominio del tiempo del controlador I/PD, los valores de K_p , K_i y K_d se ajustan desde el estándar 0,55, 0,75 y 0,240 hasta 0,75, 0,60 y 0,275 en respuesta a los requisitos de mejora transitoria. relación entre la frecuencia de resonancia, el pico de resonancia y el ancho de banda de frecuencia como se muestra en la Figura 13.

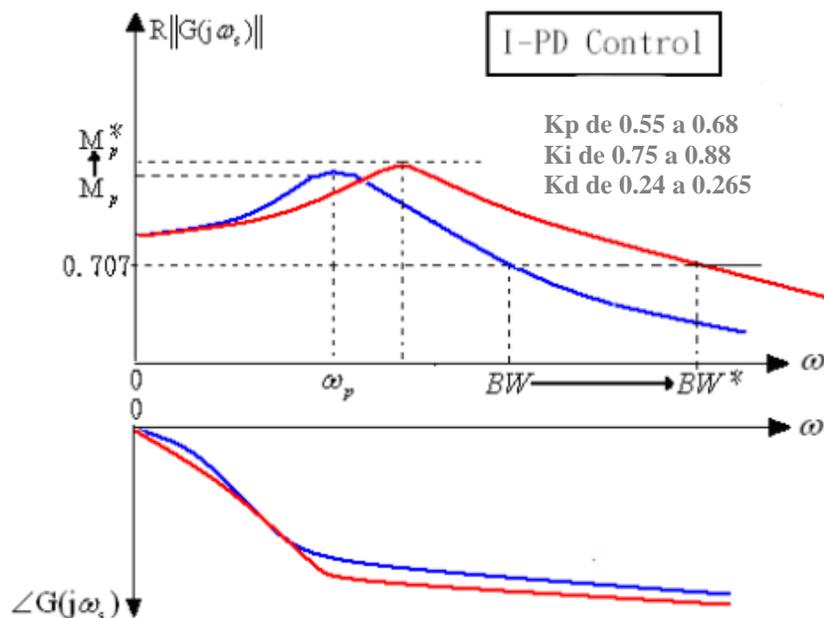


Figura 13. Parámetros del controlador I/PD

Fuente: Elaboración propia

En el ajuste de parámetros del controlador PID, se puede saber que el aumento del valor de K_d ayuda a mejorar la respuesta del estado transitorio, pero el aumento de K_d es más severo que el aumento del valor de K_p a la destrucción del estado estacionario. El valor del pico de resonancia en relación con K_d Los cambios han mejorado significativamente y se pueden observar. Cuando K_d aumenta de 0,125 a 0,130 en aproximadamente un 5 %, el ancho de banda aumenta en un 25 % de 1,0 KHz a 1,25 KHz, y el pico de resonancia aumenta en aproximadamente un 25 % desde el 120 % original al 150 %.

La Tabla 3.2 a continuación ordena y compara la relación entre el aumento del ancho de banda BW y la tasa de cambio del pico de resonancia M_r antes y después del ajuste de los parámetros de los tres controladores. Finalmente, a partir del análisis del dominio de la frecuencia, se puede ver que los resultados son los mismos que los del experimento del dominio del tiempo, y el efecto de ajuste de parámetros del controlador PI es el peor y los efectos secundarios son los más grandes. El ajuste de parámetros del controlador I-PD funciona mejor y causa menos problemas.

Tabla 3. Ajuste de parámetros del controlador.

CONTROLADOR	ΔBW	ΔM_r
PI	$\Delta 15\%$	$\Delta 25.0\%$
PID	$\Delta 25\%$	$\Delta 13.6\%$
I/PD	$\Delta 50\%$	$\Delta 7.2\%$

Fuente: Elaboración propia

4. DISCUSIÓN

Los motores de inducción se han desarrollado durante aproximadamente 150 años. El primer motor de inducción trifásico realizado fue propuesto por Nikola Tesla (1882) en el Laboratorio de Colorado Springs en los Estados Unidos (Cheney, 1981), pero debido a la relación entre el proceso de fabricación y la tecnología del hierro fundido en ese momento, era imposible fabricar un motor de inducción con un valor económico práctico (Carlson, 2014).

Por ejemplo, el volumen era demasiado grande debido a la falta de tecnología de bobinado, o la metalurgia no se podía fundir en ese momento, lo que resultaba en una pérdida excesiva de hierro o cobre, pérdida de Foucault, efecto de sobrecalentamiento fácil de producir en la bobina giratoria (Mantilla, 2018), o cuando gira es propenso a un problema de cortocircuito de la bobina. Estos problemas no llegaron hasta 1888, cuando North American Westinghouse Company compró la patente del motor de inducción de Tesla y se centró en la investigación y el desarrollo de motores de inducción para su comercialización, lo que abrió la era de los motores de inducción convirtiéndose en el eje principal de la maquinaria de potencia.

Antes de que saliera el conductor, el motor de inducción solo era accionado directamente por la red trifásica, en este momento, no había ninguna función como la velocidad variable o la rotación hacia adelante y hacia atrás. Una vez que se requiere una aplicación de cambio de velocidad, solo se puede usar un engranaje de cambio de velocidad o un mecanismo de reducción (Benchaib *et al.*, 1999) para lograr el propósito, ya que la velocidad causará una pérdida de potencia grave durante el proceso de conversión intermedio, y el costoso la vida útil del mecanismo y el engranaje y otros problemas, lo que resulta en el rápido desarrollo de transmisiones o accionamientos (Perry *et al.*, 2003).

Para un motor de inducción a la mitad de la velocidad nominal, el modo V/F de voltaje de su operación sin carga generalmente usa un valor de voltaje medio nominal más alto, cuyo objetivo principal es proporcionar un par mayor cuando se aplica la carga (Bharti *et al.*, 2019). Sin embargo, además del alto valor de corriente del motor sin carga, cuando la carga aumenta o disminuye instantáneamente, el modo V/F no puede controlarla de manera efectiva. Hay tres factores principales para esto. Una es que el modelo matemático de control de vectores es demasiado complejo, e involucrará demasiados niveles para realizar la teoría, entre los cuales el aumento del costo y la disminución de la confiabilidad son las mayores dificultades en ese momento. El segundo es la tecnología de los componentes de accionamiento. La tercera es la tecnología de componentes del sensor (Khalaf, 2013) y (Priyanka y Sobhana, 2016).

Los controladores usados en la teoría del control vectorial generalmente usan controladores PI (Jitendra *et al.*, 2017). La razón es que la dirección general de la investigación se centra principalmente en la operación del motor en estado estable, y rara vez se considera el rendimiento en el estado transitorio. Además, la mayoría de los sistemas de aplicación en la industria en ese momento se basaban en una operación de estado estable y, a menudo, se ignoraban los procesos dinámicos a corto plazo. Por ejemplo, el proceso de arranque del motor, el proceso de entrada de carga del motor, cuando se cambia el comando de velocidad del motor, etc., este proceso a menudo se ignora en la discusión del control general del motor, porque se considera solo una pequeña parte del normal, por lo que se utiliza en el control de lazo de velocidad o control de lazo de corriente, etc.

Con el aumento de los requisitos transitorios en la producción industrial, los controladores PI no han podido satisfacer las demandas de los variadores de alto rendimiento. Comenzando a considerar el uso de otros controladores, etc.

5. CONCLUSIONES

En la respuesta de tiempo obtenida usando los datos de la Tabla 2. Valores de los parámetros del método de respuesta de frecuencia Z-N, la respuesta transitoria de PID es mejor al principio. Pero al ajustar los valores de sus parámetros sin afectar la respuesta de estado estable, se encontró que el controlador I/PD obtuvo los mejores resultados, en otras palabras, el controlador I/PD tuvo un mejor desempeño que los controladores PI y PID.

A partir de los resultados del análisis de dominio de frecuencia. En el proceso de aumento de la respuesta transitoria, el rango ajustable de los parámetros del controlador PI es el más bajo, especialmente cuando K_p aumenta hasta cierto punto o K_i disminuye hasta cierto punto, el aumento del ancho de banda no puede ser proporcional al pico de resonancia. En otras palabras, el aumento del ancho de banda es limitado, pero el aumento del pico de resonancia aumenta rápidamente con el aumento del valor de K_p , lo que destruye la tasa de error y los requisitos de estabilidad en estado estacionario.

A partir del análisis del dominio de la frecuencia, se puede ver que los resultados son los mismos que los del experimento del dominio del tiempo, y el efecto de ajuste de parámetros del controlador PI es el peor y los efectos secundarios son los más grandes. El ajuste de parámetros del controlador I-PD funciona mejor y causa menos problemas.

En el controlador I/PD, la afinación de los parámetros tiene un menor impacto en el estado estacionario que en el controlador PID. Se puede observar claramente por la forma en que el aumento de K_d efectivamente aumenta el ancho de banda, pero el cambio del pico de resonancia no es tan drástico como el de PID. Cuando K_d aumenta de 0,240 a 0,275 en aproximadamente un 7,2%, el ancho de banda aumenta de 1.0Khz Ha aumentado un 50% a 1.50Khz, y el pico de resonancia solo ha aumentado un 17.2% desde el 115% original al 135%.

REFERENCIAS

- Arnanz, R., García, J., y Miguel, L. (2016). Métodos de control de motores de inducción: Síntesis de la situación actual. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, 13, 381-392. <https://doi.org/10.1016/j.riai.2015.10.001>
- Benchaib, A., Rachid, A., y Audrezet, E. (1999). Sliding mode input-output linearization and field orientation for real-time control of induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1), 3-13. <https://doi.org/10.1109/63.737587>
- Bharti, R., Kumar, M., y B, P. (2019). V/F Control of Three Phase Induction Motor. *International Conference on Vision Towards Emerging Trends in Communication and Networking*, 1-4. <https://doi.org/10.1109/ViTECoN.2019.8899420>
- Carlson, B. (2014). *Tesla: Inventor de la era eléctrica*. Editorial Crítica.
- Cheney, M. (1981). *Tesla Man Out of Time*. <http://esystems.mx/BPC/llyfrgell/0167.pdf>
- Doğruer, T., y Tan, N. (2018). Design of PI Controller using Optimization Method in Fractional Order Control Systems. *IFAC-PapersOnLine*, 51(4), 841-846. <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2018.06.124>
- Jitendra, J. G., Maity, S., y Dworak, P. (2017). PI controller design for indirect vector controlled induction motor: A decoupling approach. *ISA Transactions* 70, 70, 378-388. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2017.05.016>
- Khalaf, G. (2013). Space vector Modulation for V/f Induction Motor Control. *Wulfenia Journal*, 20(3).
- Mantilla, H. (2018). *Diseño y análisis paramétrico de un motos de inducción trifásico*. [Tesis de pregrado publicada] Universidad de Cantabria: <https://n9.cl/pluzk>
- Nusret, T., y Doğruer, T. (2018). PI-PD Controllers Design Using Bode's Ideal Transfer Function. *SSRN Electronic Journal*. <https://doi.org/10.2139/ssrn.3271384>
- Pérez, I. (2015). *Manual de prácticas de control avanzado utilizando una de adquisición de datos*.

- Perry, T., Senesky, M., y Sandres, R. (2003). An integrated flywheel energy storage system with homopolar inductor motor/generator and high-frequency drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(6), 1710-1725. <https://doi.org/10.1109/TIA.2003.818992>
- Priyanka, C., y Sobhana, O. (2016). V/F control of Induction Motor using Space Vector Modulation with DC Braking Chopper. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 5(12).
- Ribickis, L., y Galkin, I. (2011). Direct frequency converters for induction motor drives. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 1, 26-30. <https://doi.org/10.1109/ISIE.1999.801751>
- Rodríguez, M. (2017). *Variación de velocidad en motores asíncronos*. Universidad de Cantabria: <https://personales.unican.es/rodrigma/PDFs/Regul.%20velocidad%20asincronas.pdf>
- Yüce, A., Nusret, T., y Doğruer, T. (2017). PID Controller Design for a Fractional Order System using Bode's Ideal Transfer Function. *Uluslararası Muhendislik Arastirma ve Gelistirme Dergisi*, 9(3), 126-135. <https://doi.org/10.29137/umagd.350725>