

ÍNDICE

1. Introducción.....	2
2. Controladores Feedback.....	3
2.1 Identificación de la Planta.....	3
2.1.1 Validación del Modelo	5
2.2 Cálculo de Controladores	6
2.2.1 Método Cohen–Coon	6
2.2.2 Método Ziegler–Nichols	7
2.2.3 Método IMC	9
2.3 Conclusiones.....	11
3. Controladores Feedforward.....	13
3.1 Obtención de $G_d(s)$	14
3.1.1 Validación del modelo	15
3.2 Controlador Feedforward.....	15
3.3 Comparación Feedback contra Feedback + Feedforward	16
3.5 Cálculo de índice IAE	17
3.6 Conclusiones Generales	17
4. Predictor de Smith	18
4.3 Comparación de modelos.....	19
4.4 Cálculos de errores:	21
4.5 Conclusiones Generales.....	21
5. Controladores en Cascada.....	22
5.1 Diseño Controlador Feedback para sistema Válvula-Reactor	23
5.2 Diseño del controlador en cascada	25
5.2.1 Identificación modelo de la Válvula	25
5.2.2 Controlador PI para Lazo Interno	26
5.2.3 Identificar función transferencia $SP(F_h) - CE$	28
5.2.4 Controlador PI para Lazo Externo	29
5.2.5 Comparación de controladores.....	30
5.3 Conclusiones generales	30

1. Introducción

Se dispone del modelo riguroso del sistema “Producción de Biodiesel en un reactor agitado” mostrado en la Figura 1. Se aplicarán distintas estrategias de diseño de controladores con el fin de controlar la concentración de biodiesel del reactor.

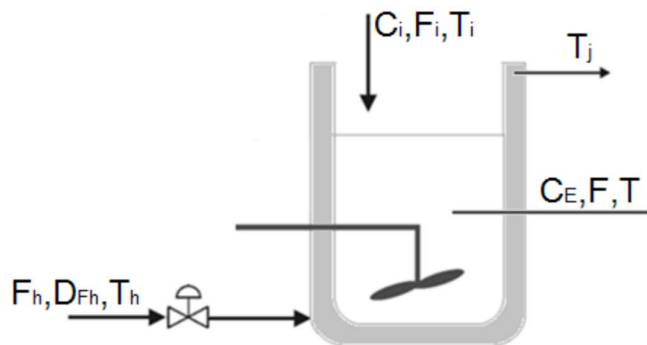


Figura 1: Reactor de Biodiesel.

Entradas:

- F_h : Flujo de líquido de calentamiento (**variable manipulada, MV**)
- D_{Fh} : Perturbación del flujo de líquido de calentamiento (**perturbación no medible, DV**)
- T_h : Temperatura del líquido de calentamiento
- T_i : Temperatura del reactivo entrante
- C_i : Concentración del reactivo entrante (**perturbación medible, DV**)
- F_i : Flujo de reactivo entrante

Salidas:

- C_E : Concentración de biodiesel (**variable a controlar, CV**)
- T_j : Temperatura del líquido de calentamiento en la camisa
- F : Flujo de biodiesel
- T : Temperatura del biodiesel

2. Controladores Feedback

El objetivo de esta sección es la implementación y ajuste de controladores P, PI y PID, previa identificación del sistema “Reactor Biodiesel” a controlar. La Figura 2 muestra la arquitectura del sistema controlado, donde FB (Feedback) representa el controlador a diseñar.

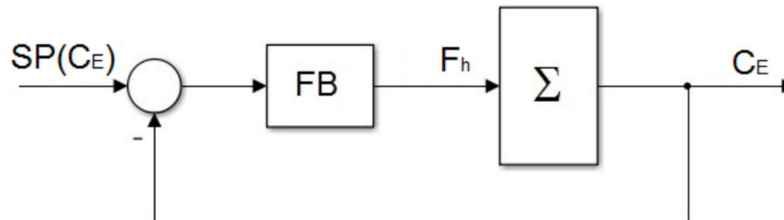


Figura 2: Esquema de Control Feedback.

El objetivo que persiguen las distintas técnicas que se implementarán en esta sección es lograr el seguimiento del Set Point y el rechazo de perturbaciones. Se aplicarán los siguientes métodos de ajuste de controladores:

- Cohen–Coon (identificación y ajuste)
- Ziegler – Nichols
- Internal Model Control (IMC)

2.1 Identificación de la Planta

Para identificar el sistema se utiliza el método de Cohen-Coon. El mismo se basa en el análisis de la *respuesta a lazo abierto tipo sigmoidea* que presentan una gran cantidad de sistemas. Mediante esta técnica de identificación es posible obtener ciertos parámetros de la planta que permiten construir la función de transferencia (modelo). A partir de esta información, también pueden estimarse los parámetros de ajuste de los controladores.

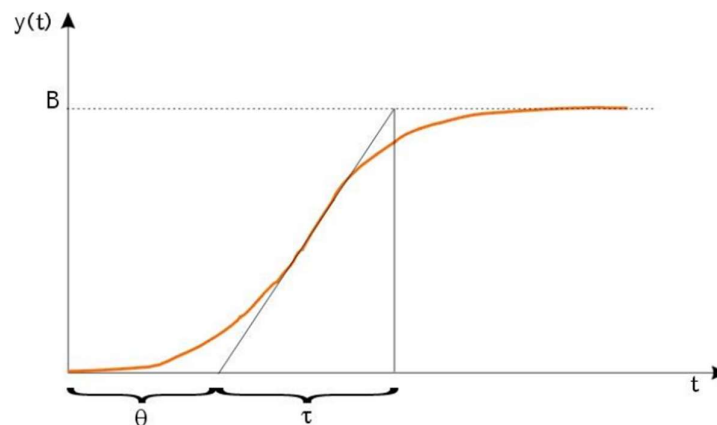


Figura 3: Respuesta Sigmoidea Característica.

Esta curva puede ser adecuadamente aproximada por una respuesta de primer orden con tiempo muerto tal como:

$$G(s) = K e^{-\theta s} / (\tau s + 1)$$

Donde los parámetros que se obtienen con el método de Cohen-Coon son:

- θ (Tiempo Muerto): es la intersección con el eje tiempo de la recta tangente al punto de inflexión.
- τ (Constante de Tiempo): se calcula como B/s , donde s es la pendiente de la tangente en el punto de inflexión, y B la variación (diferencia entre valor final e inicial) que presenta.
- K (Ganancia): se calcula como $K = B/A$, siendo $A = u(t_{final}) - u(t_0)$.

Para identificar la planta, se cuenta con un archivo de Matlab llamado "ReactorBiodiesel.slx" donde se tiene un modelo riguroso (no lineal) de la misma. Se excita la variable de entrada $F \cdot h$ con un cambio del tipo escalón de magnitud +4% (Step Test) y se guardan los vectores de salida. Luego, utilizando la subrutina llamada "Cohen_Coon.m", se calculan los parámetros de la función de transferencia a partir de los vectores obtenidos con el Step Test.

Se muestra a continuación los resultados del Step Test.

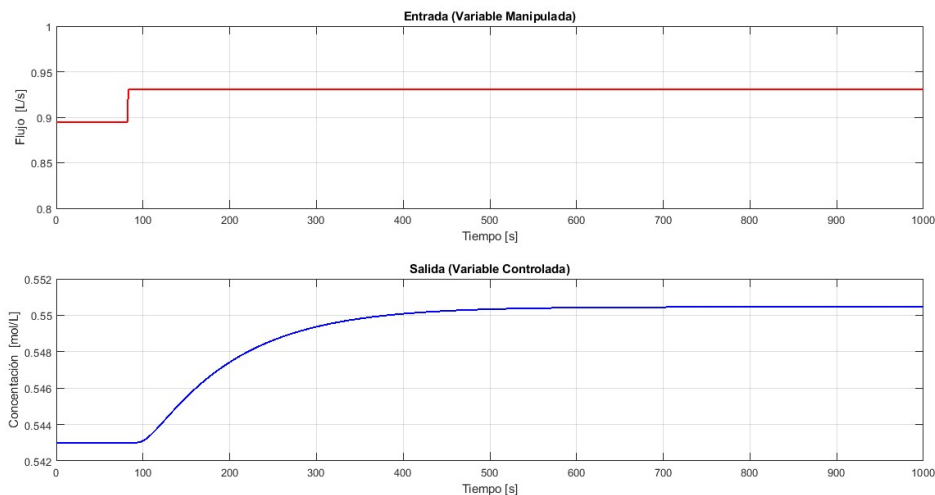


Figura 4: Resultados del Step Test.

Los parámetros calculados, junto con la función transferencia aproximada son:

$$K = 0.2081 \quad G(s) = \frac{0.2081 e^{-18.7502s}}{141.1613s + 1}$$

$$\tau = 141.1613$$

$$\theta = 18.7502$$

2.1.1 Validación del Modelo

Se tienen entonces dos modelos para una misma planta. Uno es un modelo riguroso no lineal, y el otro un modelo lineal aproximado por el método de Cohen-Coon. Se superponen en una misma gráfica la respuesta de ambos modelos al ser sometidos al mismo step test, y se observan las diferencias entre estos. Es preciso ajustar el modelo aproximado, cambiando los parámetros, para que sea lo más parecido al de la planta.

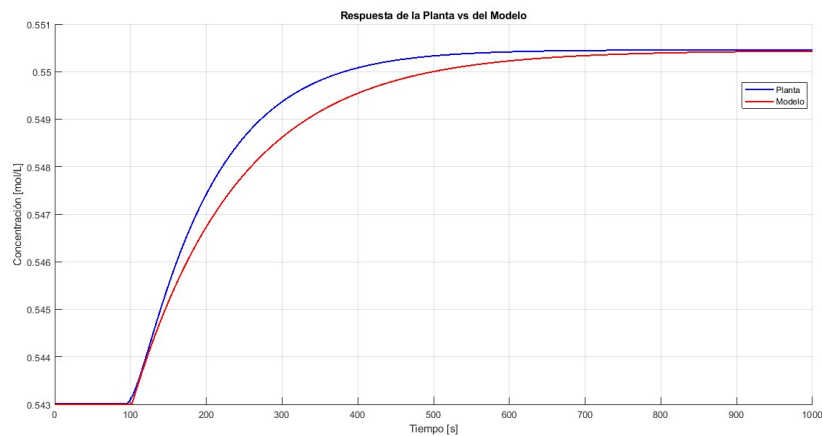


Figura 5: Comparación de Funciones Transferencia.

Se modifican manualmente los parámetros de la función transferencia obtenida por el método de Cohen-Coon hasta lograr una mejor aproximación.

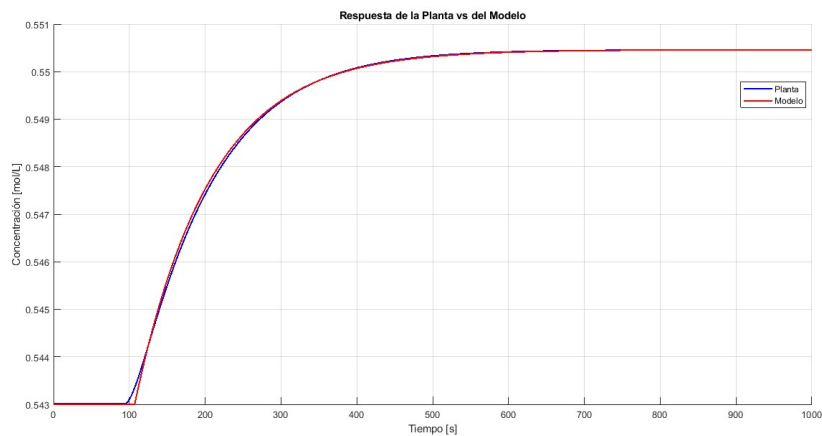


Figura 6: Corrección de los Parámetros de la Función Transferencia.

Los nuevos valores de los parámetros y la función transferencia:

$$K = 0.2085$$

$$\tau = 99.5$$

$$\theta = 24$$

$$G(p) = 0.2085 \cdot 99.5s + 1 \cdot e^{-24s}$$

2.2 Cálculo de Controladores

Para cada uno de los métodos desarrollados a continuación, los parámetros presentados en las tablas corresponden a la siguiente ley de control u (ley teórica):

$$u(s) = K_c \left[1 + \frac{1}{\tau_i} \frac{1}{s} + \tau_d s \right] e(s)$$

donde $e(s)$ es el error. Como la variable controlada es $C(s)$ y la manipulada $F(s)$, para el ajuste del controlador se deberán usar los parámetros de la función de transferencia $G(p)$.

Teniendo en cuenta que Matlab utiliza una ley diferente para los controladores PID, se deberán acomodar los parámetros para poder simularlos en *Simulink*.

Ley Teórica	Ley de Matlab	Nuevos Parámetros
$G(s) = K_c \left[1 + \frac{1}{\tau_i} \frac{1}{s} + \tau_d s \right]$	$G(s) = P + \frac{I}{s} + Ds$	$P = K_c$ $I = K_c / \tau_i$ $D = K_c \times \tau_d$

2.2.1 Método Cohen-Coon

Una vez obtenidos los parámetros de la planta, se pueden ajustar los controladores según sea un P, PI o PID de acuerdo con la Tabla 1.

Parámetros Control	P	PI	PID
K_c	$\frac{\tau}{K\theta} \left(1 + \frac{\theta}{3\tau} \right)$	$\frac{\tau}{K\theta} \left(0.90 + \frac{\theta}{12\tau} \right)$	$\frac{\tau}{K\theta} \left(\frac{4}{3} + \frac{\theta}{4\tau} \right)$
τ_i	-	$\theta \frac{30 + 3\theta/\tau}{9 + 20\theta/\tau}$	$\theta \frac{32 + 60\theta/\tau}{13 + 8\theta/\tau}$
τ_d	-	-	$\theta \frac{4}{11 + 2\theta/\tau}$

Tabla 1: Ajuste por Método de Cohen-Coon.

Para realizar el cálculo de los parámetros, se utiliza el script llamado "CC_Controladores.m", que responde a la Tabla 1. Los parámetros entregados son los siguientes:

Parámetros Control	P	PI	PID
-----------------------	---	----	-----

K_c	21.4828	18.2954	27.7112
τ_i	-	53.3391	53.7678
τ_d	-	-	8.3606

Se testean los distintos controladores obtenidos con el método de Cohen-Coon, aplicando un cambio escalón de Set Point de la concentración C_E de +2%.

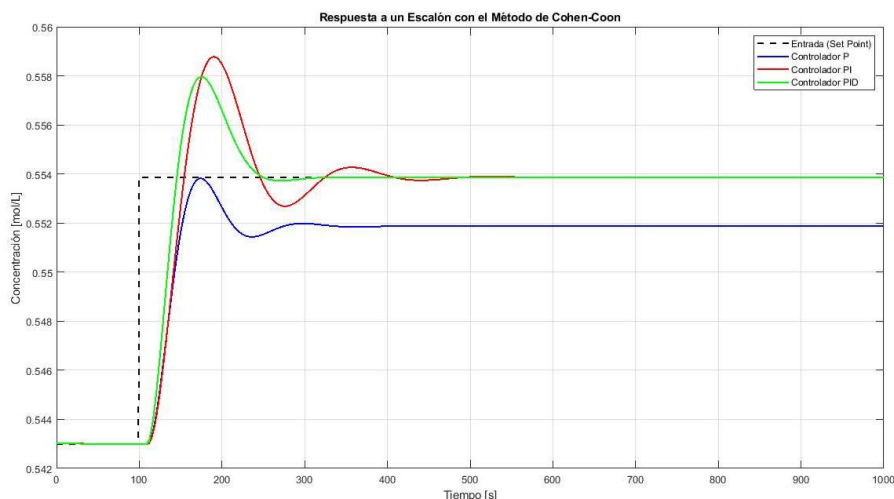


Figura 7: Respuesta a Cambio de Setp Point con Cohen-Coon.

2.2.2 Método Ziegler–Nichols

Este método se basa en un análisis de estabilidad (en simulación) realizado a lazo cerrado con un controlador proporcional. El método consiste en calcular la ganancia última K_{cu} , valor crítico para el cual la planta se hace críticamente estable, y el correspondiente período de oscilación último P_u .

Con estos valores se pueden calcular los parámetros de ajuste de los controladores empleando la Tabla 2.

Parámetros / Control	P	PI	PID
K_c	$0.5K_{cu}$	$0.45K_{cu}$	$0.6K_{cu}$
τ_i	-	$P_u / 1.2$	$P_u / 2$
τ_d	-	-	$P_u / 8$

Tabla 2: Ajuste por Método de Ziegler Nichols.

En el archivo “Modelo_GuPu.mdl” se tiene el modelo de la planta ajustado, realimentado con un controlador proporcional. Modificando la ganancia se puede calcular el valor de K_{cu} y de allí obtener el período último P_u .

Se observa que, con un valor de $K_{cu} = 34.355$, se obtiene la respuesta críticamente estable: si se aumenta la acción proporcional, el sistema se vuelve inestable.

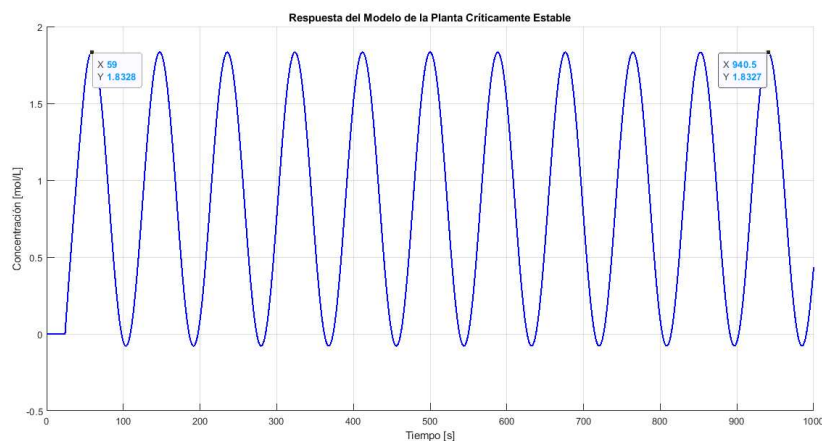


Figura 8: Respuesta del Sistema para $K_c = K_{cu}$.

Así mismo, es posible obtener de la Figura 8 el valor de P_u . Nos queda entonces:

$$K_{cu} = 34.355 \quad P_u = 88.15$$

Utilizando la subrutina “ZN_Controladores.m” pueden calcularse los parámetros:

Parámetros	P	PI	PID
Control			
K_c	17.1775	15.4597	20.6130
τ_i	-	73.4583	44.0750
τ_d	-	-	11.0188

Se aplica un escalón de Set Point en C_E de +2% para los distintos controladores.

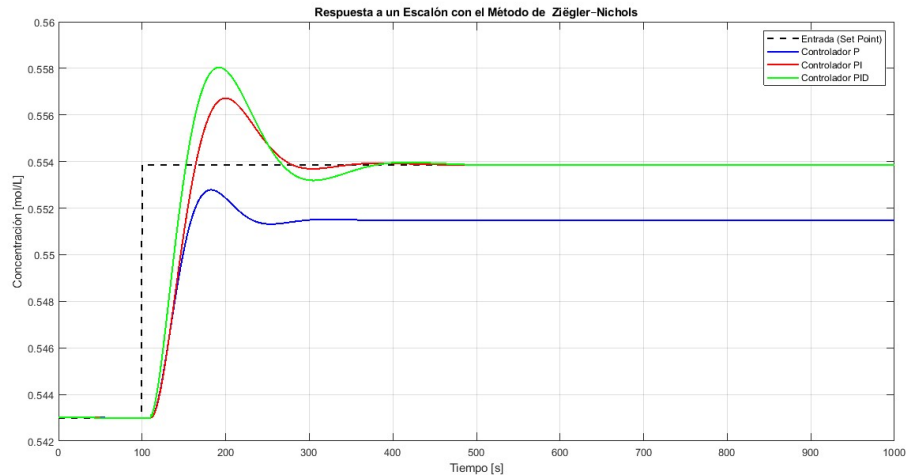


Figura 9: Respuesta a Cambio de Setp Point con Ziegler–Nichols.

2.2.3 Método IMC

El control IMC (Internal Model Control) plantea una compensación fundada en el modelo del proceso a controlar. En particular, si el esquema de control se basara en un modelo exacto del proceso, entonces con la siguiente configuración sería posible el control perfecto en cuanto al comportamiento servo:



Figura 10: Servocontrol Ideal a Lazo Abierto.

Sin embargo, esto no es posible ni conveniente en la práctica, puesto que suele haber perturbaciones que afectan al sistema, sumado a las discrepancias en el modelado, y al hecho de que dicho modelo no siempre es invertible. Así, creando un lazo de realimentación se arriba a la estrategia de control mostrada en la Figura 11, que tiene la potencialidad de control perfecto. Luego, reagrupando los bloques se puede obtener un controlador Feedback equivalente.

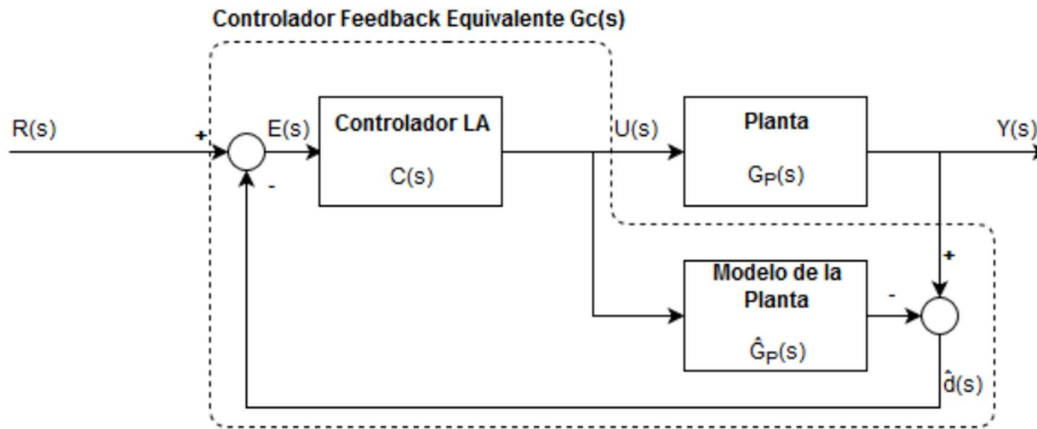


Figura 11: Fundamento del Control IMC.

Adicionalmente, para mejorar la robustez del control, el efecto de las discrepancias en el modelado debe ser minimizado. Dado que estas generalmente ocurren a altas frecuencias, se implementa un filtro pasa bajos para atenuar los efectos de las mismas. El orden del filtro incidirá sobre el del controlador resultante.

Aplicado a nuestro modelo de primer orden con retardo $G(p) = \frac{\theta}{\tau s + 1} e^{-s\tau}$, para calcular los parámetros del controlador se deberán utilizar las relaciones mostradas en la Tabla 3. Tener en cuenta que debe elegirse un valor de λ (parámetro ajustable del filtro) mayor a 0.2τ (filtrado de altas frecuencias).

Parámetros Control	PI	PI – “Mejorado”	PID
K_c	$\frac{\tau}{\lambda K}$	$\frac{2\tau + \theta}{2\lambda K}$	$\frac{2\tau + \theta}{2K(\lambda + \theta)}$
τ_i	τ	$\tau + \frac{\theta}{2}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$
τ_d	-	-	$\frac{\tau\theta}{2\tau + \theta}$

Tabla 3: Ajuste por Método IMC.

Con la subrutina “*IMC_Controladores.m*” pueden calcularse los parámetros de los controladores. Se selecciona $\lambda = 0.3\tau$.

Parámetros Control	PI	PI – “Mejorado”	PID
K_c	15.9872	17.9153	9.9308
τ_i	99.5000	111.5000	111.5000
τ_d	-	-	10.7085

Se aplica un escalón de Set Point en C_{FE} de +2% para los distintos controladores.

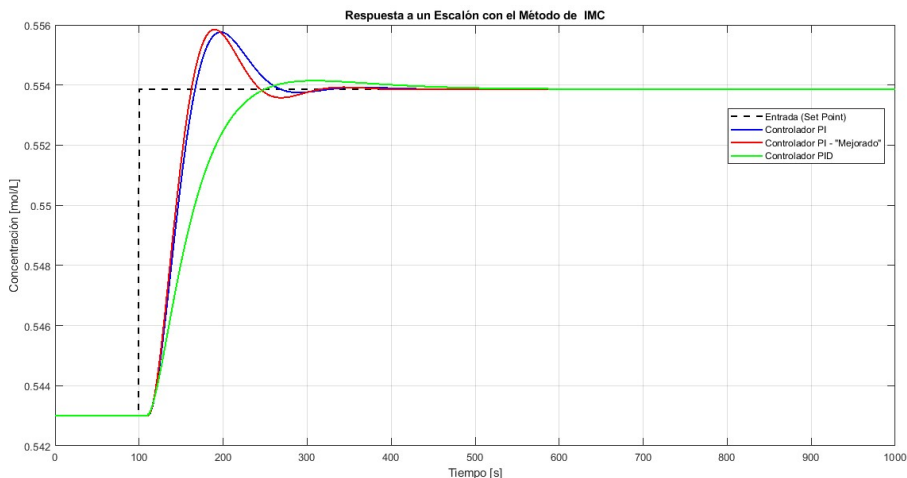


Figura 12: Respuesta a Cambio de Set Point con IMC.

2.3 Conclusiones

Para determinar cuál de los tres controladores presenta mejor comportamiento, se calcula el índice IAE (Integral of Absolute value of Error) para cada uno de los controladores P, PI y PID diseñados.

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt$$

Cohen-Coon			
	P	PI	PID
IAE	2.025	0.7516	0.5532

Ziegler-Nichols			
	P	PI	PID
IAE	2.396	0.6293	0.6946

IMC			
	PI	PI – “Mejorado”	PID
IAE	0.553	0.5275	0.6855

Bajo la observación de las gráficas presentadas anteriormente y los resultados de IAE para cada controlador, es preciso afirmar la teoría. Los controladores PID tienen una mejor respuesta que los P y PI (En Cohen-Coon y Ziegler-Nichols) y una mejor respuesta que un PI simple de IMC.

Los resultados muestran que el controlador PI mejorado mediante el método IMC proporciona el mejor desempeño, con el menor índice IAE. Este desempeño superior se atribuye a la capacidad del método IMC de optimizar la robustez del sistema mediante la inclusión de un filtro que atenúa las frecuencias altas, minimizando el impacto de las discrepancias en el modelado.

Aunque los métodos de Cohen-Coon y Ziegler-Nichols proporcionaron soluciones válidas, su desempeño fue superado por el controlador PI mejorado de IMC en la minimización del error de seguimiento del Set Point. Esto destaca la importancia de seleccionar la técnica de control más adecuada según las características del proceso y los objetivos de control, los tres métodos darán aproximaciones del modelo, pero debemos escoger la que se adapte a nuestro problema.

3. Controladores Feedforward

Continuando con el control del reactor de biodiesel, se complementará el controlador Feedback diseñado anteriormente (sección 2) con un controlador Feedforward con el fin de rechazar perturbaciones medibles, en particular cambios de concentración del reactivo entrante (C_i). El esquema del controlador Feedforward se muestra en la figura 13.

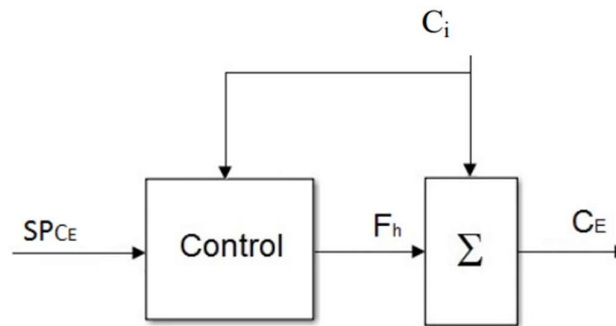


Figura 13: Esquema del controlador Feedforward

La función transferencia que vincula la variable controlada C_E con la perturbación medible C_i y con la variable manipulada F_h es:

$$C_E(s) = G_p(s) F_h(s) + G_d(s) C_i(s) = SP_C E(s)$$

Donde:

- $G_p(s)$: Vincula la variable controlada C_E con la manipulada F_h .
- $G_d(s)$: Vincula la variable controlada C_E con la perturbación C_i .

Despejando F_h para que se cumpla l condición de control perfecto:

$$F_h(s) = G_{SP}(s) SP_C E(s) + G_{ff}(s) C_i(s)$$

Donde: $G_{SP}(s) = 1/G_p(s)$ y $G_{ff}(s) = -G_d(s)/G_p(s)$

Para el caso que $G_p(s)$ y $G_d(s)$ sean funciones transferencia de primer orden con tiempo muerto, se tiene:

$$G_p(s) = k_p \tau_p s + 1 e^{-\alpha_p s} ; \quad G_d(s) = K_d (\tau_d s + 1) e^{-\alpha_d s}$$

Y entonces la forma general de $G_{sp}(s)$ y $G_{ff}(s)$:

$$G_{SP}(s) = \tau_p s + 1/k_p ; \quad G_{ff}(s) = \tau_p s + 1(\tau_d s + 1) e^{\gamma s}$$

Donde γ debe ser negativo, pues si es positivo no será posible incluirlo en el diseño ya que implica un predictor que resulta físicamente irrealizable.

En este trabajo práctico trabajaremos con un controlador Feedforward en complemento con el controlador Feedback diseñado anteriormente.

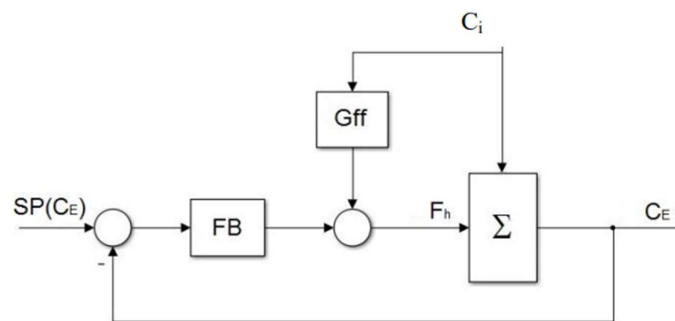


Figura 14. Controlador Feedback + Feedforward

3.1 Obtención de $G_d(s)$

Primero se busca identificar la función transferencia $G_d(s)$. Para esto, se aplica un escalón magnitud +4% en C_i a la planta y se observa la siguiente respuesta a lazo abierto:

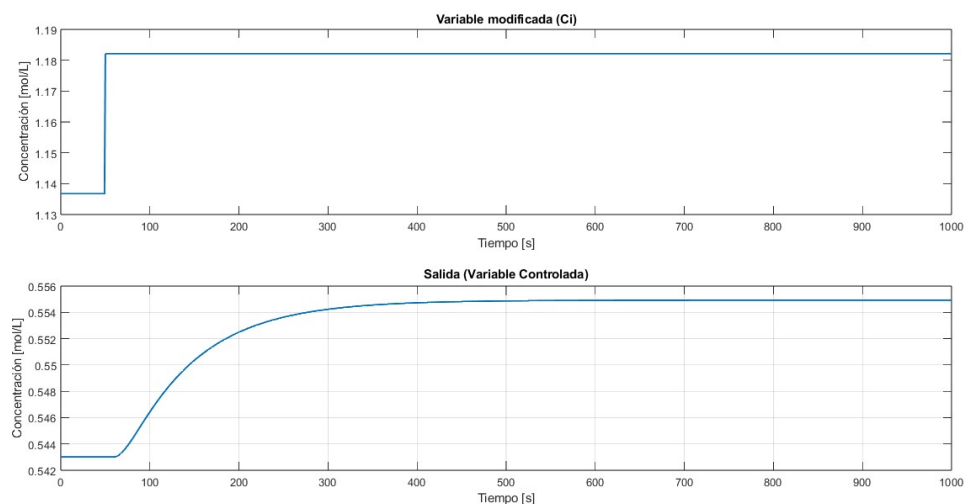


Figura 15. Respuesta de la planta a un step test de la variable C_i

Utilizando Cohen-Coon se procede a calcular los parámetros para el modelo y se obtiene la siguiente función transferencia de primer orden con retardo:

$$G_d(s) = C_E(s) / C_i(s) = 0.2619 e^{-112.7399 s} / (s + 1) - 17.3597$$

3.1.1 Validación del modelo

El objetivo será buscar la función transferencia $G_{ff}(s) = -G_d(s)/G_p(s)$. Al hacer este cociente se pueden presentar problemas. Si $G_p(s)$ tiene un cero no mínima fase, entonces $G_{ff}(s)$ tendrá un polo con parte real positiva (No ocurre en este caso), y otro de los problemas es que la resta de las constantes de tiempo de ambas transferencias sea un número positivo, implicando un predictor que resulta físicamente irrealizable y en este caso deberá descartarse dicho término.

Dado que $G_{ff}(s)$ tendrá la siguiente forma:

$$G_{ff}(s) = -G_d(s)/G_p(s) = -K_{ff} \tau_p s + 1 \tau_d s + 1 e^{\gamma s} \text{ con } \gamma = \alpha_p - \alpha_d$$

Se propone buscar validar el modelo de la función transferencia $G_d(s)$ eligiendo para la ella, el mismo tiempo muerto que el modelo validado de la planta $\theta = 24$. De este modo la resta dará cero e idealmente, se elimina el término exponencial.

Comparando el modelo actual contra el modelo riguroso como se hizo en el apartado anterior, y teniendo en cuenta la condición impuesta para el tiempo muerto, se repite el proceso de validación ajustando los parámetros manualmente y comparando las respuestas hasta obtener un mejor resultado para el modelo. Se obtiene la siguiente función transferencia $G_d(s)$ validada y se presenta el modelo de la planta $G_p(s)$ validado en la sección anterior:

$$G_d(s) = 0.2622/79.5s + 1. e^{-24} ; \quad G_p(s) = 0.2085/99.5s + 1 e^{-24s}$$

3.2 Controlador Feedforward

A partir de las funciones transferencias $G_d(s)$ y $G_p(s)$, se diseña el controlador Feedforward con la siguiente función transferencia:

$$G_{ff}(s) = -G_d(s)/G_p(s) = -1.2576/99.5s + 1/79.5s + 1$$

Como se dijo anteriormente, al elegir el mismo θ y validar $G_d(s)$ para dicho valor, se obtiene una función transferencia $G_{ff}(s)$ sin retardo.

3.3 Comparación Feedback contra Feedback + Feedforward

Ahora se trabaja con la planta a lazo cerrado. Se comparan los resultados obtenidos en la sección 2 para el mejor de los controladores feedback, en este caso, el PI “Mejorado”, contra el mismo controlador feedback, pero con la ayuda del controlador Feedforward recientemente diseñado. Para ver los efectos del controlador Feedforward, se propone un cambio de un 1% en la concentración de la perturbación medible C_{i2} . Los resultados son los siguientes:

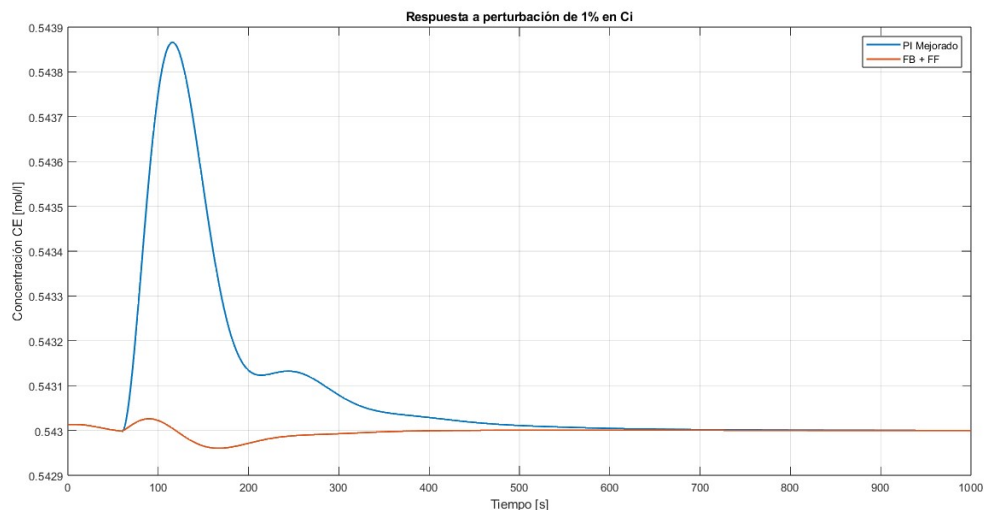


Figura 16. Respuesta a perturbación de 1% en C_i para PI mejorado vs FB+FF

La diferencia es notable. La presencia del controlador Feedforward para perturbaciones medibles hace que el control sea más robusto.

Además, se completa el análisis presentando gráfica comparativa con la evolución temporal de la variable manipulada F_{i2} frente a los mismos escenarios:

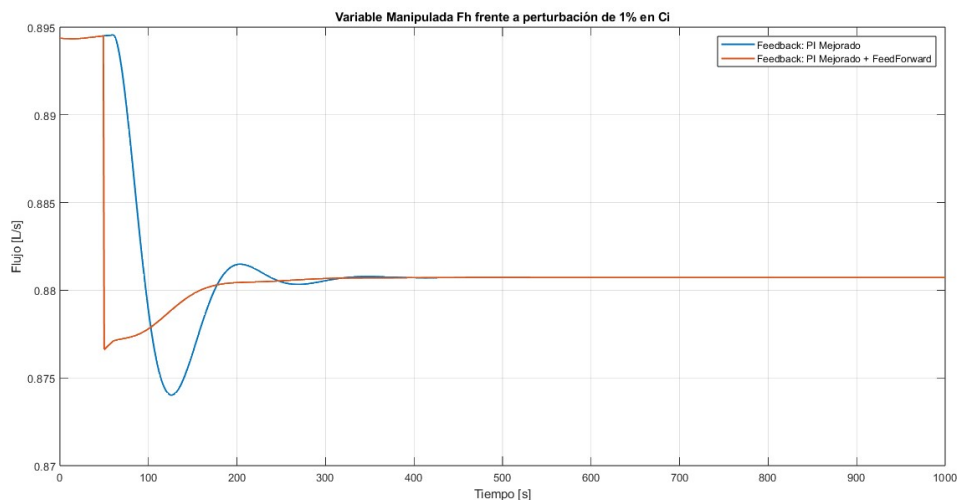


Figura 17. Evolución temporal de Fh para PI mejorado vs FB+FF

3.5 Cálculo de índice IAE

IAE PI MEJORADO	IAE PI MEJORADO + FF
0.08637	0.005725

3.6 Conclusiones Generales

A partir de las gráficas de la respuesta a la perturbación medible C_{i2} para ambos controladores, y considerando el índice IAE de cada uno, se puede concluir que la adición del control Feedforward al controlador obtenido en el ítem anterior (PI “Mejorado”) mejora significativamente la dinámica del sistema. Los controladores feedback no tienen en cuenta las perturbaciones externas que afectan a la planta, por lo que la acción correctiva que toman frente a ellas se realiza después de que las perturbaciones ya han influido en la salida. Debido a esta demora, la respuesta a la perturbación es más lenta en comparación con el control Feedforward, resultando en un mayor error.

4. Predictor de Smith

Los procesos con tiempo muerto presentan un retraso en la respuesta a la acción del control. Utilizar un controlador convencional para sistemas con tiempo muerto, implica que usualmente se sacrifique la velocidad de respuesta a favor de la estabilidad a lazo cerrado, ya que, para estos casos, un agresivo ajuste (alta ganancia) del controlador Feedback podría inestabilizar el sistema.

Para compensar los efectos no deseados del tiempo muerto, una alternativa es modificar el esquema clásico de control Feedback (sección 2) por el que se presenta en la Figura 18.

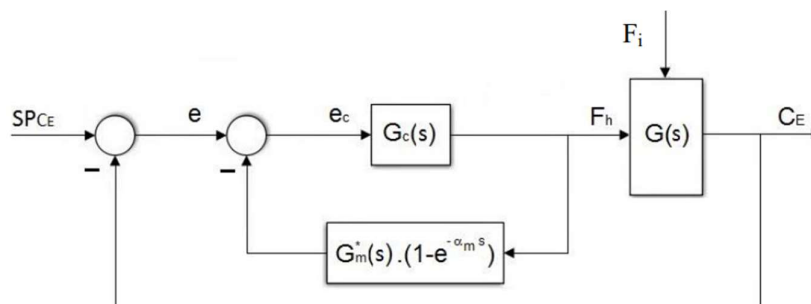


Figura 18. Esquema de compensador de tiempo muerto

Donde:

$$G(s) = G^* \cdot e^{-\alpha s} \quad ; \quad G_m(s) = G_m^* \cdot e^{-\alpha_m s}$$

Notar que el subíndice m hace referencia al modelo, y el superíndice $*$ a la transferencia que no presenta tiempo muerto.

Puedes demostrarse que el esquema de la figura 18 es equivalente al predictor de Smith de la figura 19. En ambos casos, si no hay errores de modelado, el compensador eliminaría el factor de tiempo muerto del lazo de realimentación.

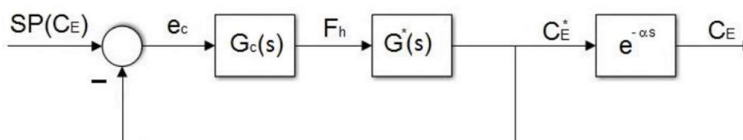


Figura 19. Predictor de Smit

- $G^*P(s) = 0.2085 \cdot 99.5s + 1 \cdot e^{-24s} \rightarrow G_m^* \cdot e^{-24s} = 0.2085 \cdot 99.5s + 1$
- $e^{-\alpha s} = e^{-24s}$

Se solicita un controlador PI ajustado por IMC. En la Tabla 3 se definen los parámetros del mismo. Para este caso se ha seleccionado como constante del filtro $\lambda = 0.3\tau$.

$$G(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) = \tau_i \lambda K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_s s} \right) = 15.9872 \left(1 + \frac{1}{99.5s} \right)$$

4.3 Comparación de modelos

Se realizó una copia del Simulink para implementar el compensador de tiempo muerto según el esquema de la figura 18. Luego, se simuló para un cambio de C_E del 2%, el controlador PI IMC de la sección 2 contra el control con compensador de tiempo muerto. La respuesta puede verse en la figura 20.

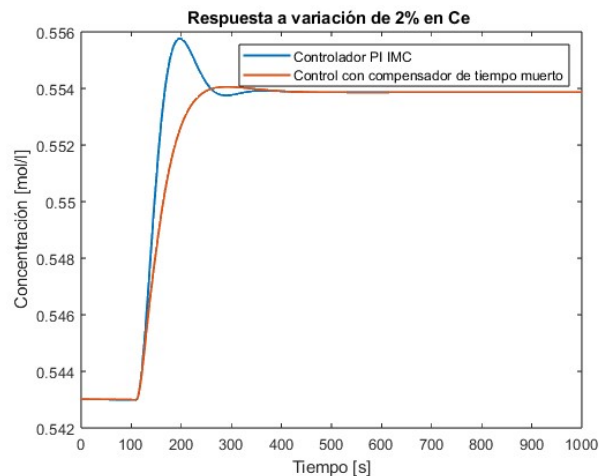


Figura 20. Respuesta a la variación del 2% en C_E para ambos controladores

La respuesta del controlador con compensación de tiempo muerto muestra una mejora en comparación con el controlador PI previamente diseñado. A continuación, se analiza el efecto de aumentar la ganancia en ambos controladores. Para este análisis, la ganancia se incrementó en un factor de 3, y las respuestas correspondientes se presentan en la Figura 21.

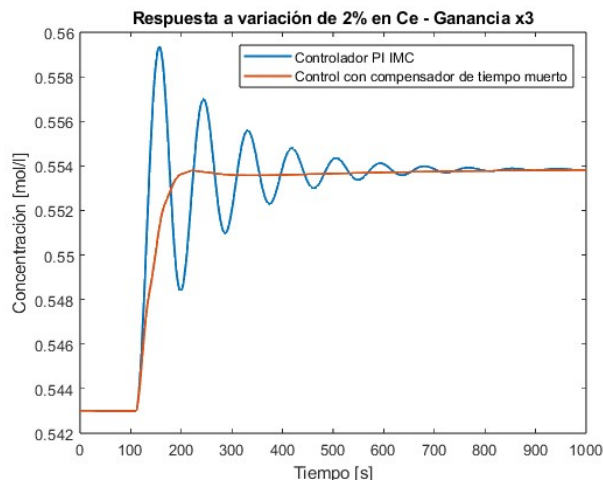


Figura 21. Respuesta a la variación del 2% en CE para ambos controladores con 3x de ganancia

Puede observarse como el controlador PI clásico logró aumentar su velocidad de respuesta, pero poniendo en juego la estabilidad del sistema, definiendo un claro compromiso entre estos. Por otro lado, eliminando el tiempo muerto en el lazo de realimentación se puede obtener una mejor respuesta aumentando la ganancia proporcional.

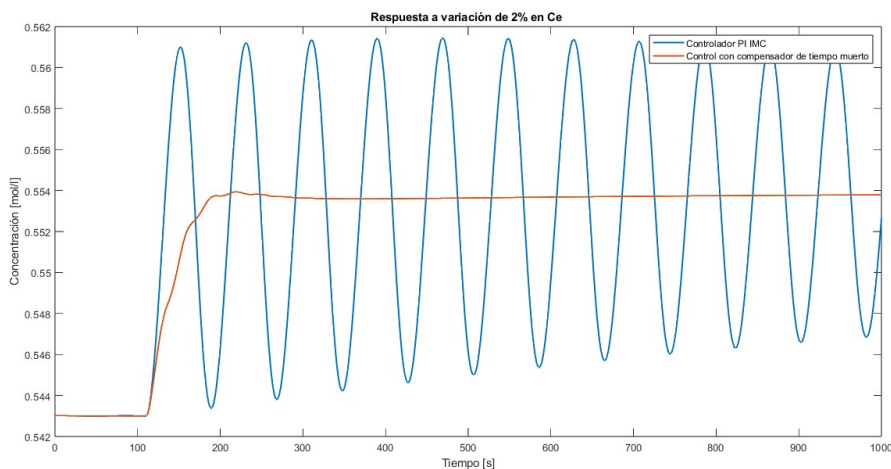


Figura 22. Respuesta a la variación del 2% en CE para ambos controladores con 4x de ganancia

En este caso límite, aumentando 4 veces la ganancia proporcional de ambos controladores, se observa como el control clásico PI va camino a la inestabilidad del sistema mientras que el compensador de tiempo muerto recién comienza tener pequeñas oscilaciones. Esto último se debe principalmente a errores en el modelado.

4.4 Cálculos de errores:

Ganancia	IAE PI sin predictor de Smith	IAE PI con predictor de Smith
X1	0.553	0.3546
X3	0.9557	0.3173

4.5 Conclusiones Generales

El compensador de tiempo mejora el rendimiento del sistema porque, a diferencia de los controladores convencionales, tiene en cuenta el retraso en la respuesta de la planta. En un sistema con tiempo muerto, hay un retraso entre el momento en que una acción de control se aplica y cuando su efecto se observa en la salida del sistema. Este retraso puede hacer que los controladores clásicos, como el PI que observamos para la comparación, reaccionen de manera tardía o ineficiente, aumentando el error o incluso comprometiendo la estabilidad del sistema dependiendo de la ganancia seleccionada.

El compensador de tiempo muerto anticipa los efectos del retraso, permitiendo que el controlador actúe de manera preventiva. De este modo, puede contrarrestar el efecto del tiempo muerto, reduciendo el sobrevalor, mejorando el tiempo de respuesta y minimizando el error acumulado (IAE) en comparación con el PI clásico, que reacciona a los errores una vez que el retraso ya ha afectado la salida.

El compensador de tiempo muerto es particularmente útil en sistemas donde hay un retraso significativo entre la entrada de control y la respuesta del sistema, como en procesos químicos (este caso) o sistemas térmicos.

5. Controladores en Cascada

En esta sección, se considerará explícitamente el modelo de la válvula que relaciona el flujo de líquido de calentamiento F_h con el porcentaje de apertura especificado $\%Ap$.

Además, se analizará la presencia de la perturbación no medible D_{Fh} (perturbación del flujo de líquido de calentamiento). La misma se debe a una variación de presión que podría existir a la entrada de la válvula, afectando así la relación entre $\%Ap$ y F_h .

La idea es que el controlador interno “rechace” rápidamente la perturbación D_{Fh} mientras que el controlador externo se encargue de controlar la salida C_E de acuerdo al set point.

Se puede pensar el proceso global particionado según dos subsistemas. El primero representa la dinámica de la válvula F_h , $\%Ap$ mientras que el segundo representa la dinámica del reactor C_E , F_h como se puede observar en la figura 22.

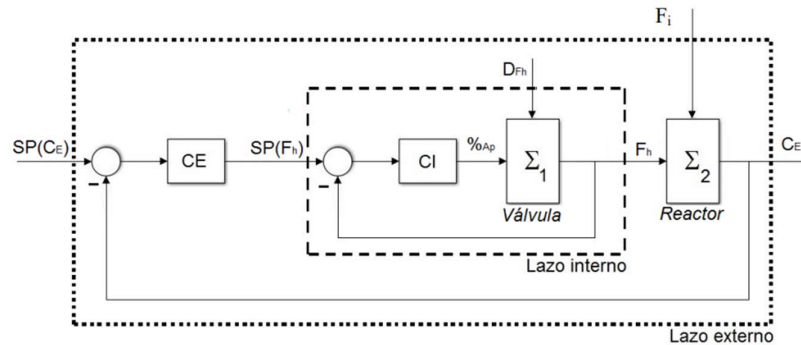


Figura 22. Lazo en el esquema de control en cascada

$$F_h = CI \cdot g_{v1} + CI \cdot g_{v2} SP_{F_h} + g_{d1} + CI \cdot g_{v2} D_{Fh} = G_{11} SP_{F_h} + G_{12} D_{Fh}$$

En esta función transferencia se puede apreciar que a medida que la ganancia del controlador CI aumenta, $F_h \rightarrow SP_{F_h}$. Esa es la idea de este diseño. Un lazo interno que actúe rápido (alta ganancia del controlador), hará que el sistema se vuelva menos vulnerable a la perturbación D_{Fh} .

5.1 Diseño Controlador Feedback para sistema Válvula-Reactor

Utilizando el modelo de la válvula propuesto por la catedra, se simula un step test en la variable A_p con variación del 4% y se utiliza Cohen-Coon para obtener un modelo en base a la respuesta de tipo sigmoidea. A continuación, se muestra la simulación realizada

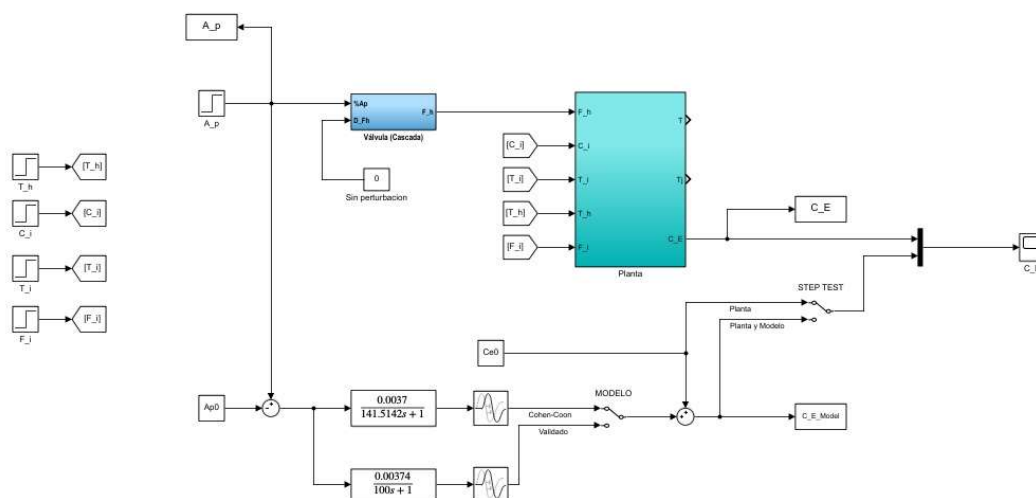


Figura 23. Simulink para comparar el modelo riguroso con el obtenido por Cohen-Coon

Modelo obtenido por Cohen-Coon	Modelo validado
$G(s) = \frac{0.0037}{141.5142s + 1} e^{-23.1724s}$	$G(s) = \frac{0.00374}{100s + 1} e^{-30s}$

A partir del modelo validado de la planta, se busca el mejor PID que responda a la dinámica del sistema cuando se le aplica un escalón del 2% en el setpoint y un salto en la perturbación $D\dot{F}h$ de un 1% del valor nominal de $F\dot{F}h$. A través del mejor IAE se seleccionó el controlador obtenido mediante Cohen-Coon.

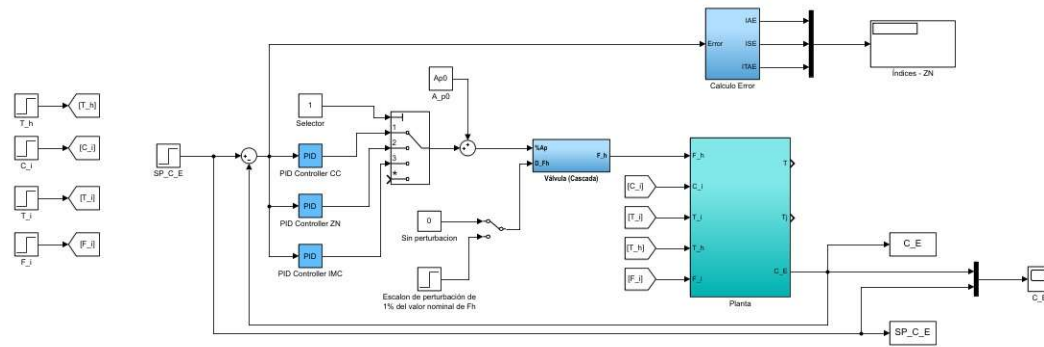


Figura 24. Controlador Feedback para sistema Válvula-Reactor

El controlador para el sistema Válvula-Reactor tiene los siguientes parámetros:

$$K_c = 1252.2 ; \tau_i = 65.8442 ; \tau_d = 10.3448$$

$$G_C(s) = 1252.2 \left(1 + \frac{1}{65.8442s} + \frac{10.3448s}{1} \right)$$

En las siguientes dos figuras se pueden observar las dos situaciones con el controlador PID calculado: respuesta del sistema ante una variación del Set Point de +2% (figura 25) y respuesta del sistema ante un salto escalón en la perturbación D_{Fh} de un 1% del valor nominal de F_{h} en el tiempo $t = 100$ (figura 26).

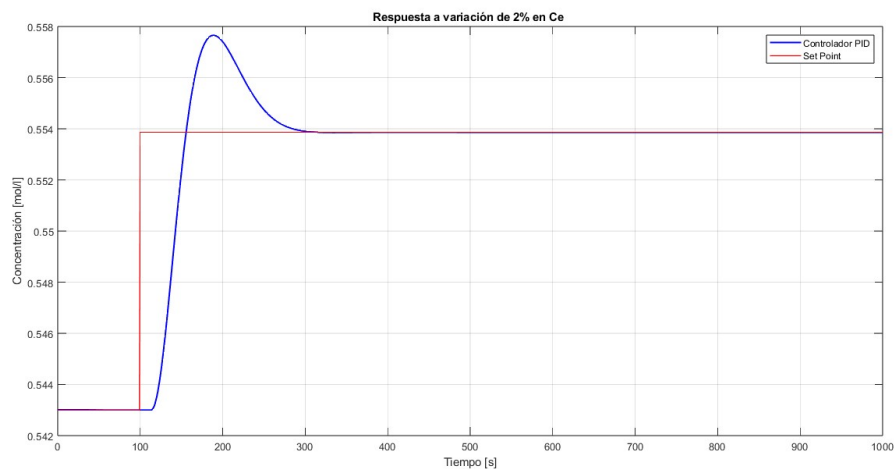


Figura 25. Respuesta controlador PID de Cohen-Coon para variación de CE +2%

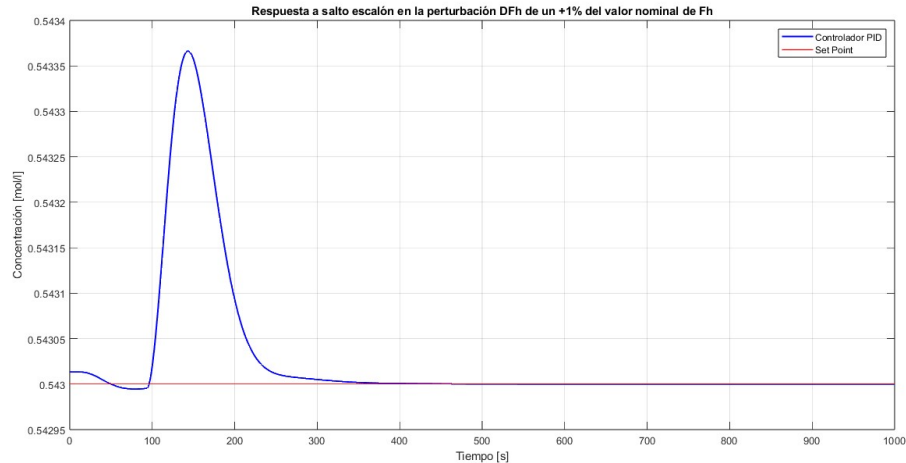


Figura 26. Respuesta controlador PID de Cohen-Coon para variación de perturbación $D\Delta Fh$

Posteriormente se comparará esta respuesta con la implementación de un controlador en cascada que se desarrolla a continuación.

5.2 Diseño del controlador en cascada

Se diseñará un controlador en cascada compuesto por un controlador de tipo PI para el lazo interno (válvula) y un controlador de tipo PID para el lazo externo (reactor). Empecemos con el modelado del lazo interno.

5.2.1 Identificación modelo de la Válvula

Con la planta a lazo abierto, se aplica un escalón de +4% en la apertura de la válvula $A\Delta p$ y se observa el efecto sobre $F\Delta h$.

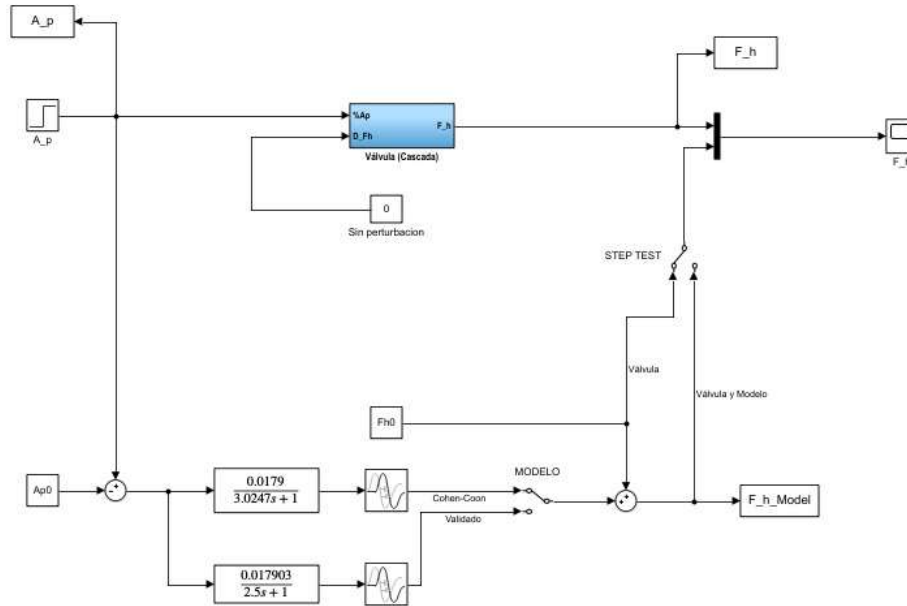


Figura 27. Diagrama en Simulink para identificación de válvula y validación de función transferencia

Modelo obtenido por Cohen-Coon	Modelo validado
$G(s) = \frac{0.0179}{3.0247s + 1}$	$G(s) = \frac{0.017903}{2.5s + 1}$

5.2.2 Controlador PI para Lazo Interno

A partir de la función transferencia de la válvula obtenida en el ítem anterior, se desea implementar un controlador PI para el control del lazo interno. En el siguiente Simulink se puede visualizar la implementación de los controladores. Igual que en el caso anterior, se escogió el PI de Cohen-Coon debido a que presentó un mejor IAE en comparación con los métodos de Ziegler-Nichols e ICM.

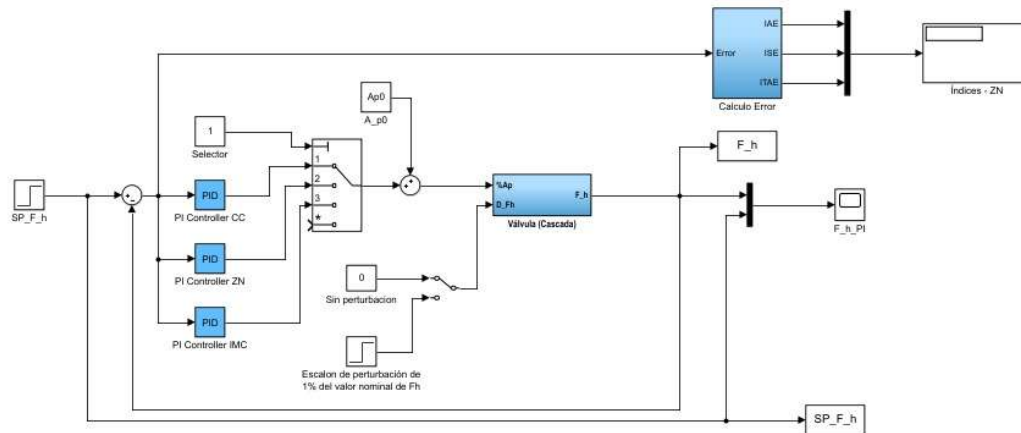


Figura 28. Diagrama en Simulink del lazo interno con controlador

El controlador “PI Controller CC” es el utilizado, correspondiente al encontrado por el método de Cohen-Coon:

$$G_c(s) = 67.5091 \frac{1}{s} + 122.5917 s$$

Para verificar se realizan dos pruebas sobre el lazo de control interno con el controlador obtenido: aplicando un escalón de 2% en el Set Point de Fh y con un salto escalón en la perturbación $D F_h$ de un +1% del valor nominal de F_h .

Se pueden observar las respuestas en la siguiente figura.

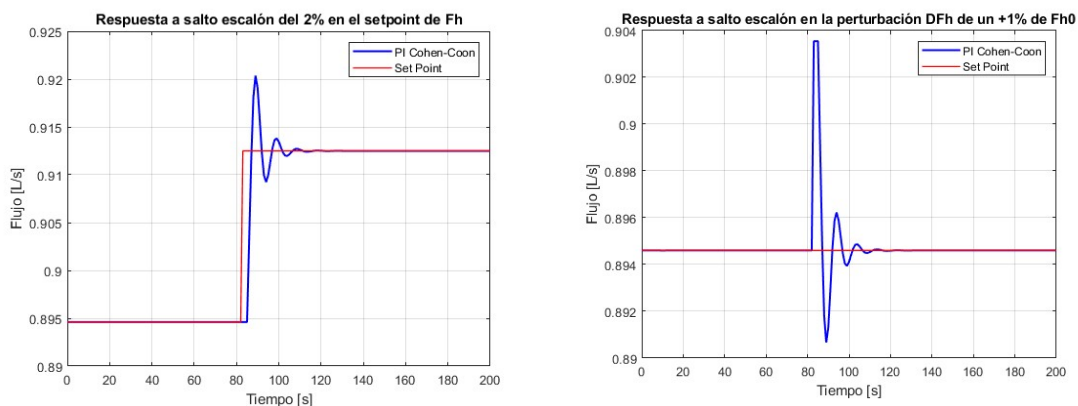


Figura 29. Respuestas del lazo interno para cambio en setpoint y perturbación

Debido a que la respuesta para el cambio en el set point es bastante agresiva, se decide disminuir la ganancia del controlador para evitar las oscilaciones. No es contraproducente extender un poco el tiempo de respuesta en este caso ya que la respuesta es mucho más rápida que la que obtendremos para el lazo externo.

Se propone el siguiente controlador:

$$G_c(s) = 40 \left(1 + \frac{1}{2.5917 s} \right)$$

En la siguiente gráfica se ven las notables mejoras con respecto a la respuesta.

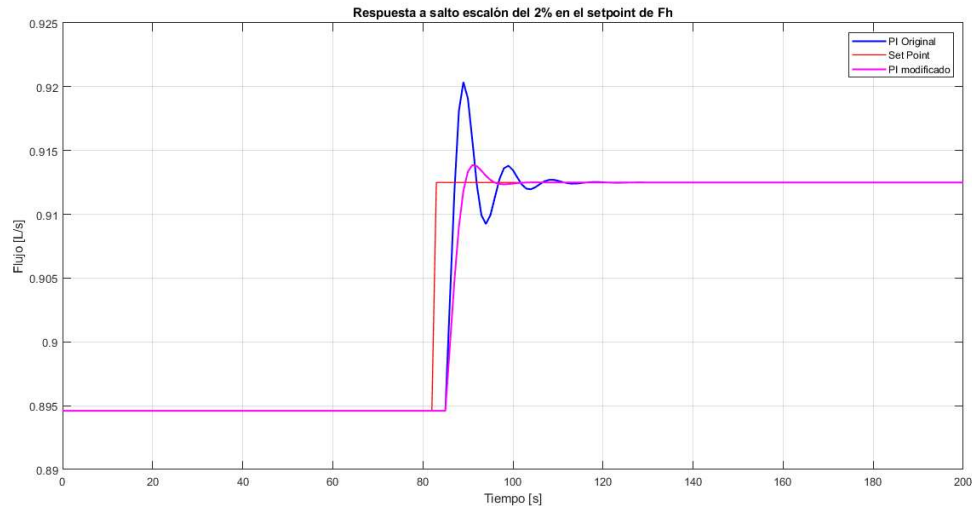


Figura 30. Respuesta al cambio de Set Point de Fh para ambos controladores

5.2.3 Identificar función transferencia SP(Fh) – CE

Con el lazo interno cerrado, se identifica la función transferencia que relaciona el Set Point de F_h con la salida C_E , aplicando un step test y utilizando el método de Cohen-Coon para obtener la función transferencia.

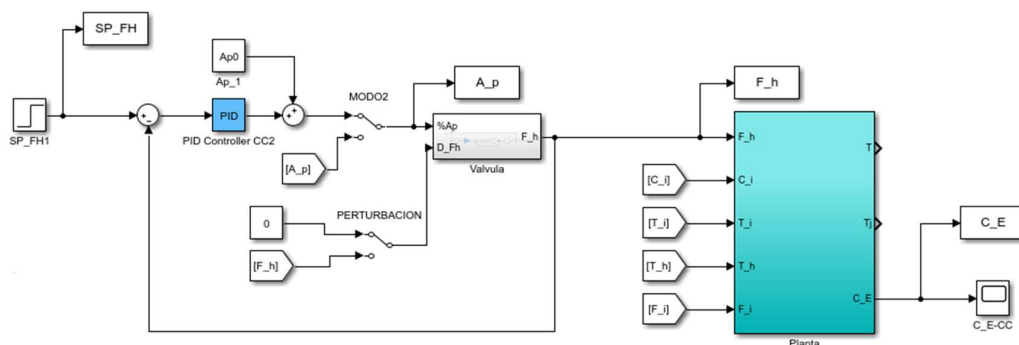


Figura 31. Diagrama en Simulink para identificar FT entre SP(Fh) y CE

Ejecutando el archivo “Cohen_Coon.m” como en los casos anteriores, se obtuvo la siguiente función transferencia:

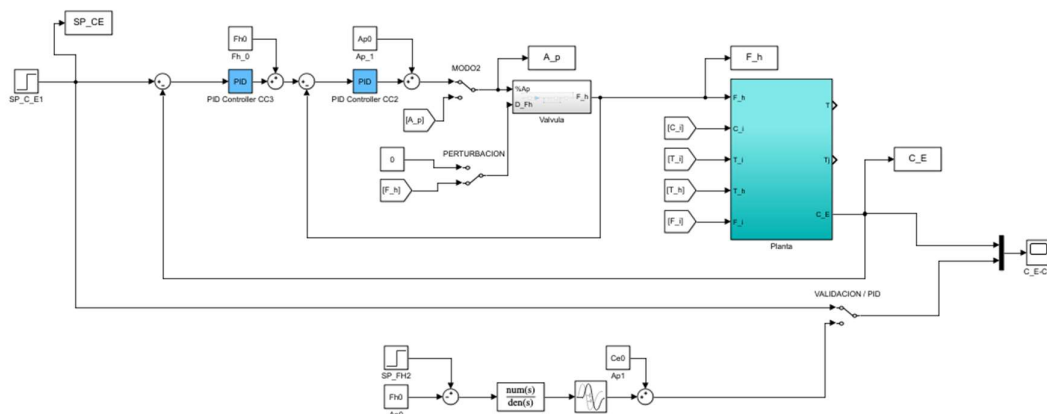
$$G(s) = C_E(s) P(F_h)(s) = 0.2081 \frac{141.1027 s + 1}{e^{-22.377 s}}$$

Luego de validarla se obtiene:

5.2.4 Controlador PI para Lazo Externo

$$K_{c^*} = 25.3940; \tau_{i^*} = 59.9883; \tau_{d^*} = 9.3673$$

$$G^2C^2s^2 = 25.3940 - 1 + 1^259.9883 s^2 + 9.3673 s^2$$



Se realizan dos pruebas para verificar el controlador en cascada obtenido en esta sección:

- Salto escalón del +2% en el setpoint
- Salto escalón en la perturbación D_{Fh} de un +1% del valor nominal de Fh

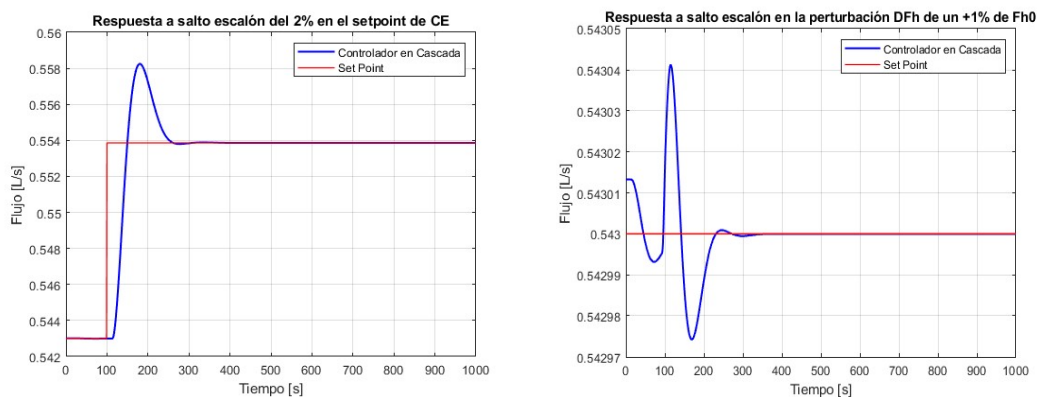


Figura 33. Respuestas del control en cascada para cambio en setpoint y perturbación

5.2.5 Comparación de controladores

Es de interés presentar una comparación entre los dos controladores obtenidos en esta sección. Por un lado, el controlador Feedback PID para el sistema válvula-reactor obtenido en el punto 5.1, y por el otro el controlador en cascada diseñado durante el resto de la sección 5. Se presenta una gráfica con ambas evoluciones temporales de la salida CE cuando se produce una perturbación de 1% en $D\varnothing Fh\varnothing$.

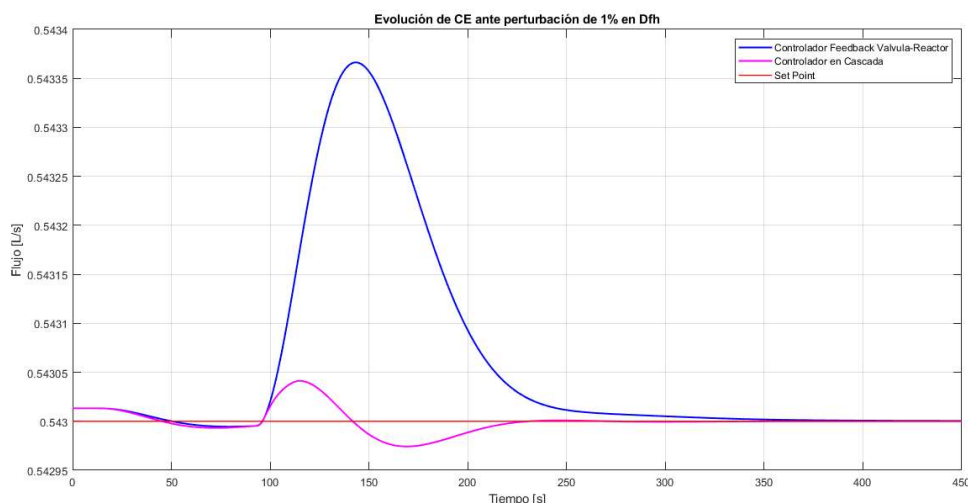


Figura 34. Comparación de controladores para perturbación no medible $D\varnothing Fh\varnothing$

A continuación, se muestra el índice IAE calculado en cada caso

IAE Controlador FB Válvula-Reactor	IAE Controlador en Cascada
0.0268	0.003145

5.3 Conclusiones generales

Tanto la gráfica temporal como la medición del IAE eran resultados esperables y confirman la teoría de control. En este caso estamos viendo el efecto sobre el sistema de una perturbación no medible, $D\varnothing Fh\varnothing$, sobre la válvula del sistema. En el primer caso, se tiene un controlador Feedback clásico sobre un sistema válvula-reactor, por lo que cualquier perturbación que se tenga en la válvula, afectará a la salida antes de realimentarse para conformar la señal de error, esto supondrá una peor respuesta en comparación con el controlador en cascada diseñado, cuyo lazo interno se encarga de corregir la misma perturbación con una dinámica mucho mayor a la del lazo externo, de forma tal que no afecte la salida del sistema.