

UNIVERSIDAD NACIONAL DE ROSARIO

**FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS, INGENIERIA
Y AGRIMENSURA**

(F.C.E.I.A.)

TEORIA DE CONTROL

**Diseño de Controladores en el
Dominio Temporal**

ALUMNOS:

CARRAZZONI, Renzo C-6092/5

RAMIREZ, Fernando R-3888/1

AÑO: 2021

INTRODUCCIÓN

Sabiendo que 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.

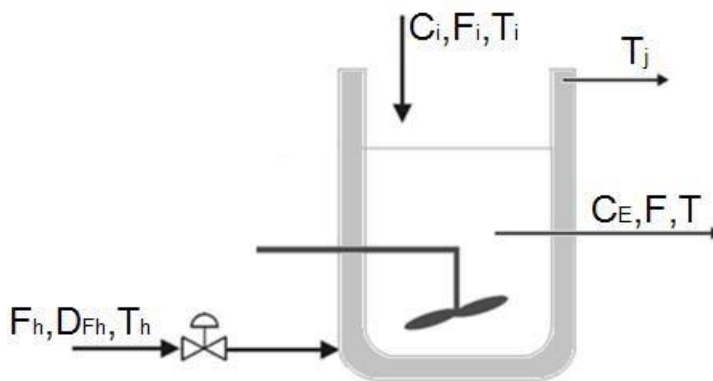


Figura 1 – REACTOR DE BIODIESEL

Entradas:

- Fh: Flujo de líquido de calentamiento (**variable manipulada, MV**)
- DFh: Perturbación del flujo de líquido de calentamiento (**perturbación no medible, DV**)
- Th: Temperatura del líquido de calentamiento
- Ti: Temperatura del reactivo entrante
- Ci: Concentración del reactivo entrante
- Fi: Flujo de reactivo entrante (**perturbación medible, DV**)

Salidas:

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

A continuación, se presenta un listado sucinto de las técnicas de control a implementar y el objetivo que las mismas persiguen.

- Controladores feedback
 - ✓ Seguimiento de setpoint y rechazo de perturbaciones
- Controladores feedforward
 - ✓ Mejorar el rechazo de perturbaciones medibles
- Predictor de Smith
 - ✓ Compensar el tiempo muerto del sistema
- Controladores en cascada
 - ✓ Mejorar el rechazo de perturbaciones no medibles

PARTE 1

Controladores Feedback

El Control Feedback consiste en comparar el valor de la variable controlada con su valor deseado y, en función de esta comparación, modifica la variable manipulada, como muestra la *Figura 2*.

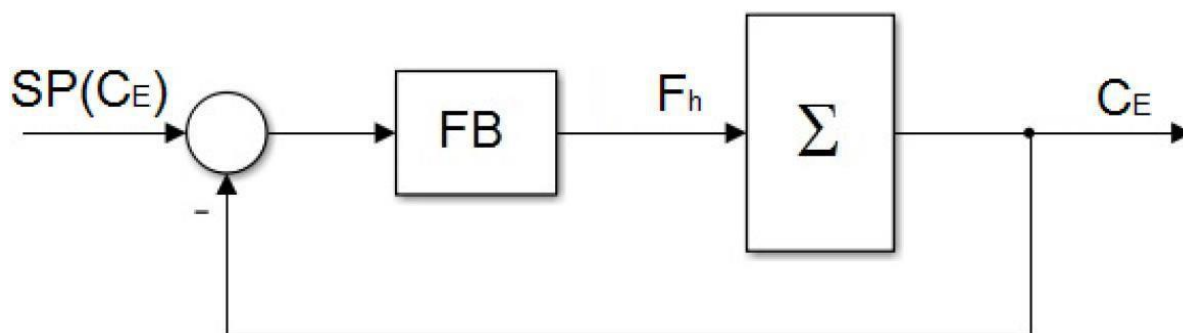


Figura 2 - ESQUEMA DE CONTROL FEEDBACK

Desarrollo:

A partir de los datos proporcionados por la cátedra en el archivo Data.mat, se graficaron las respuestas temporales de la salida (CE). Primero se realizó para un salto escalón de magnitud +4% de F_h (*Figura 3*) Estos datos representan las mediciones realizadas en planta.

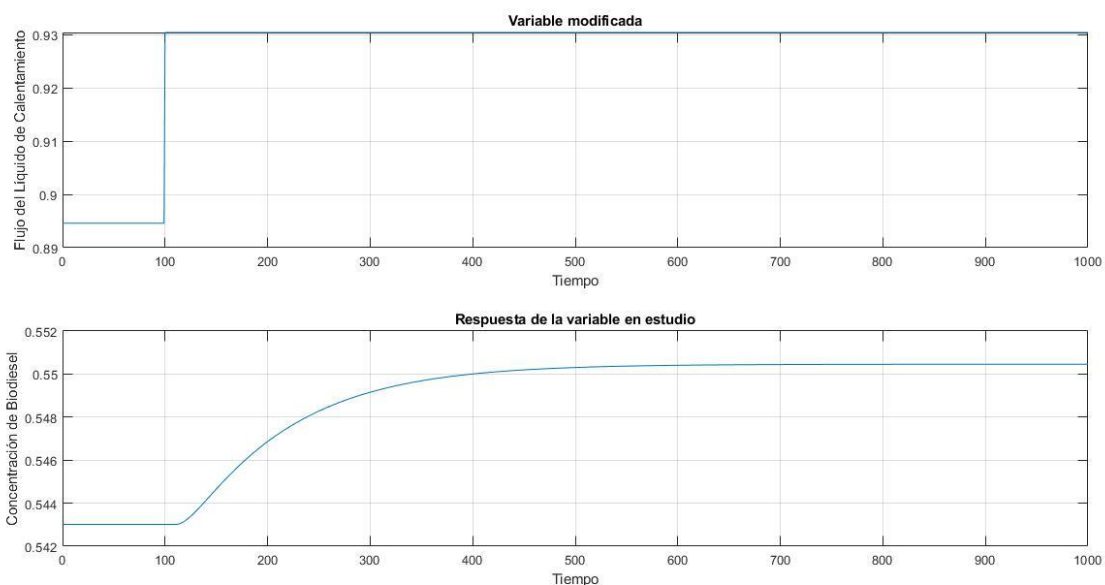


Figura 3 - ESCALÓN DEL 4% EN FH

Ahora identificaremos las funciones transferencia de la planta ($G_p(s)$) y la perturbación ($G_d(s)$), respectivamente. Para ello utilizamos el método de Cohen-Coon. Éste se basa en el análisis de la respuesta a lazo abierto tipo sigmoidea que presentan una gran cantidad de sistemas.

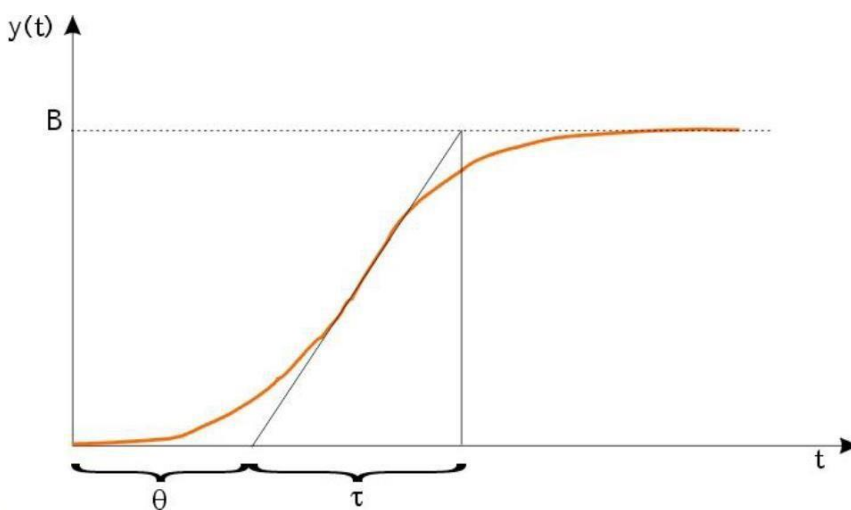


Figura 4 - RESPUESTA SIGMOIDEA GENÉRICA

La respuesta sigmoidea se muestra en la Figura 5. Aquí se representan los parámetros que deben obtenerse para generar la función transferencia expresada en la siguiente ecuación:

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

donde:

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 que presenta y .

K (Ganancia): se calcula como:

$$K = \frac{A}{B}$$

$$B = y(t_{\text{Final}}) - y(t_0)$$

$$A = u(t_{\text{Final}}) - u(t_0)$$

En las *Figura 6*, se observa la respuesta sigmoidea del sistema ante una variación de F_h (VM).

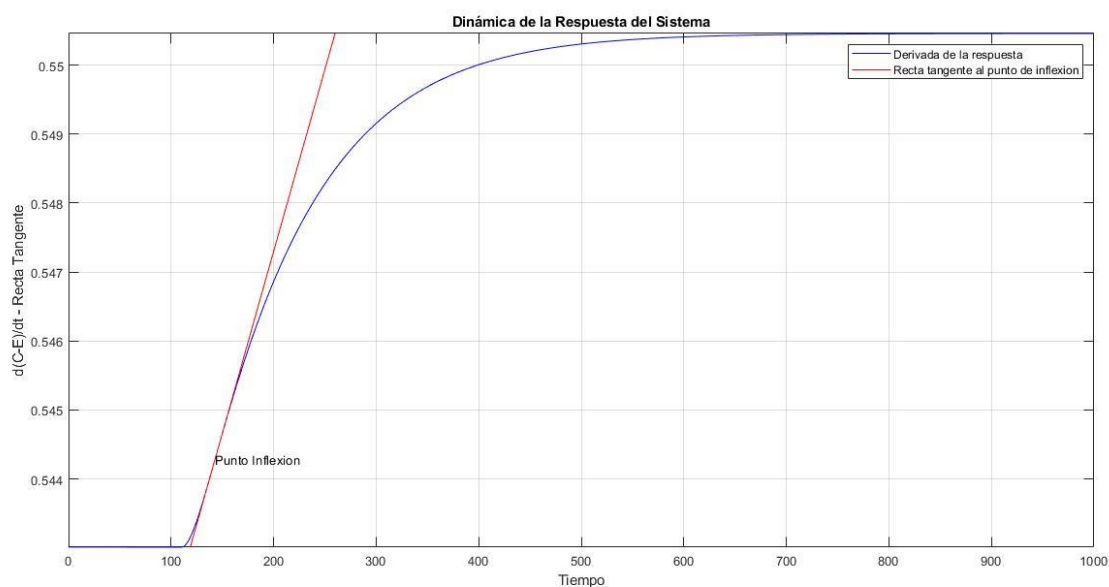


Figura 5 - RESPUESTA SIGMOIDEA DEL SISTEMA FRENTE A UNA VARIACIÓN ESCALÓN DEL 4% EN F_h

Ejecutando la subrutina Cohen_Coon.m, obtenemos la siguiente función transferencia:

$$G_P(s) = \frac{C_E(s)}{F_H(s)} = \frac{0.2081}{141.155s + 1} e^{-18.7542}$$

Comparándola con la respuesta de la planta, se puede apreciar una gran cantidad de error, por lo tanto, se debe corregir. Se puede observar en las *Figuras 8*

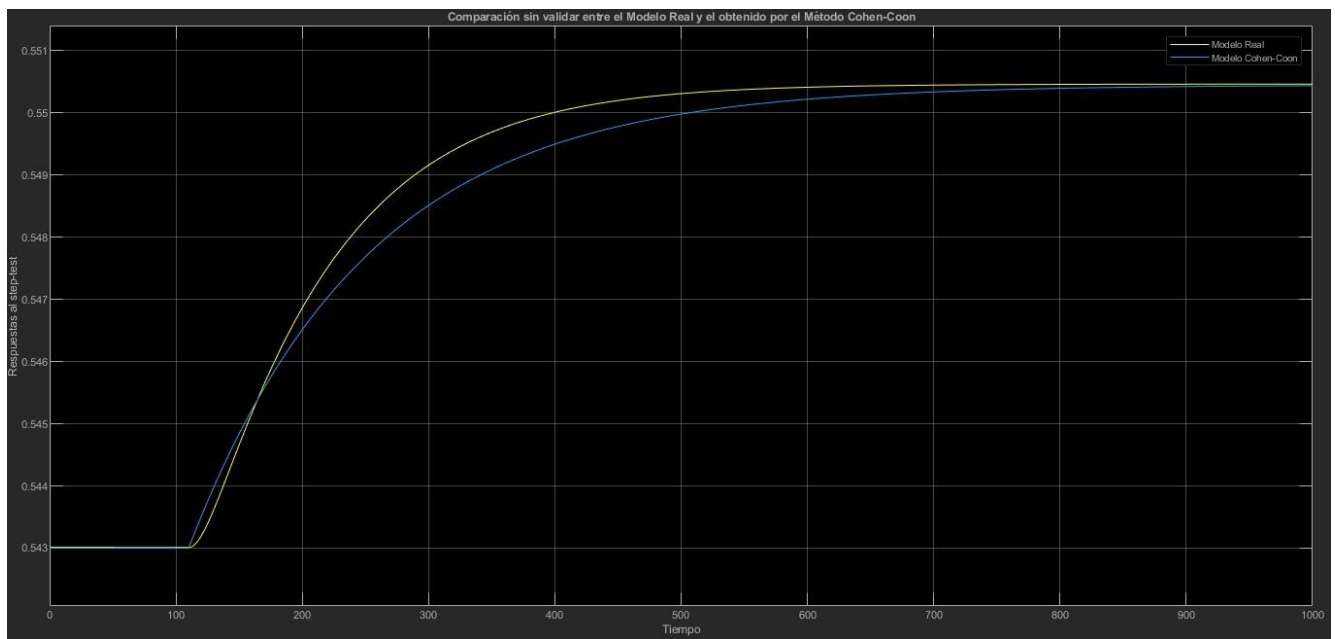


Figura 8 - REPUESTA DEL MODELO (GP) VS PLANTA

Para realizar el ajuste, primero cambiamos la ganancia estática hasta conseguir el valor final deseado, luego modificamos el tiempo muerto para ajustar el despegue de la curva, y por último, la constante de tiempo para acomodar la pendiente de la evolución. Obteniendo la siguiente función transferencia ajustada:

$$G_P(s) = \frac{C_E(s)}{F_H(s)} = \frac{0.2085}{102.55s + 1} e^{-23.3}$$

Posteriormente graficamos la respuesta en la *Figura 9* comparando con la respuesta de la planta.

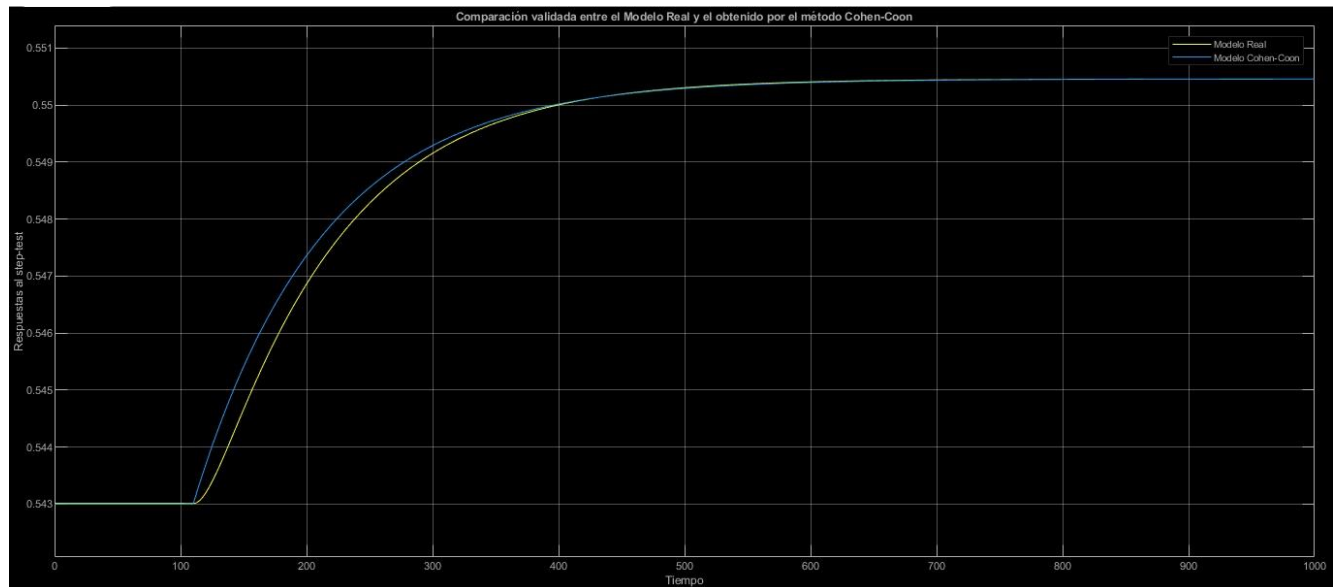


Figura 9- REPUESTA VALIDADA DEL MODELO (GP) VS PLANTA

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.

TABLA 1 - AJUSTE POR MÉTODO COHEN-COON

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	-	-	$\theta \frac{4}{11 + 2\theta/\tau}$

Mediante la subrutina CC_Controladores.m obtuvimos la Tabla 2 de parámetros:

TABLA 2 – PARÁMETROS DE LOS CONTROLADORES (COHEN-COON)

	P	PI	PID
K_c	22.7080	19.3980	29.3448
τ_i	-	52.7817	52.4620
τ_d	-	-	8.1366
IAE	1.9450	0.7617	0.5471

Método Ziegler-Nichols

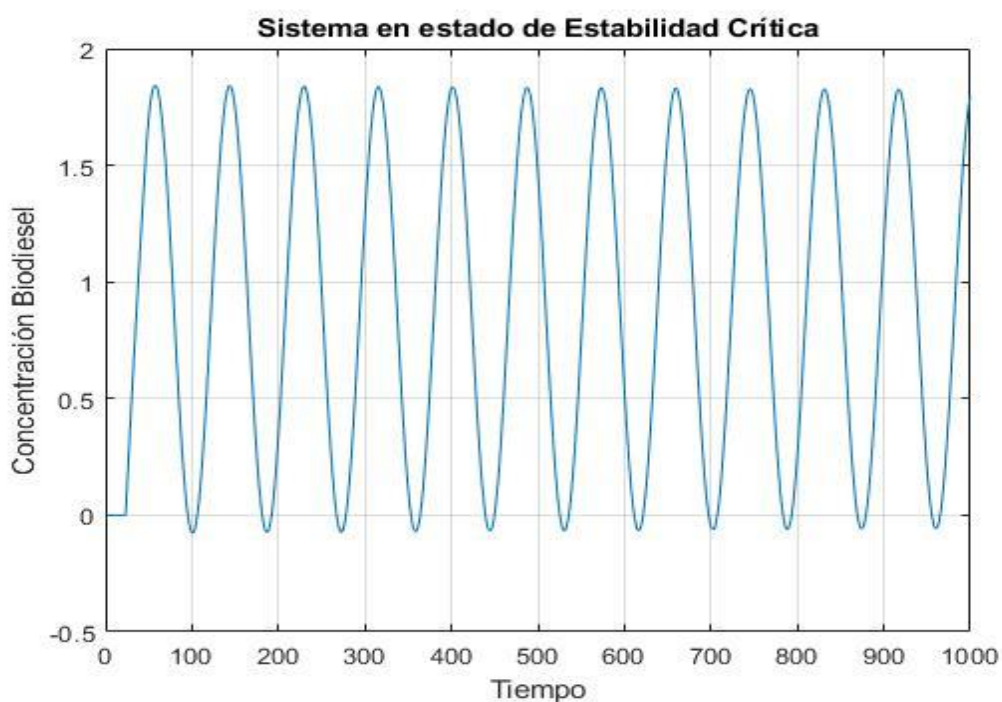
Este método se basa en un análisis de estabilidad (en simulación) realizado a lazo cerrado con un controlador proporcional. El método consiste en calcular la ganancia última K_{cu} , valor crítico para el cual la planta se hace críticamente estable, y el correspondiente período de oscilación último P_u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

Con estos valores se pueden calcular los parámetros de ajuste del controlador empleando la Tabla 3.

TABLA 3 - AJUSTE POR MÉTODO ZIÉGLER-NICHOLS

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	-	-	$P_u/8$

Para ello utilizamos el simulink “Modelo_GuPu.mdl” y variamos su ganancia K, hasta obtener un sistema oscilante como se observa en las *Figura 10* . El valor de K_{CU} obtenido es 36.25 y el de P_U es 86.24.


Figura 10 - RESPUESTA DEL SISTEMA PARA $K=K_U$

Luego, mediante la rutina de Matlab “ZN_Controladores.m”, obtuvimos los parámetros para implementar un control P, PI y PID mediante el ajuste propuesto por Ziegler–Nichols mostrados en la Tabla 4.

TABLA 4 - PARÁMETROS DE LOS CONTROLADORES (ZIÉGLER-NICHOLS)

	P	PI	PID
K_c	18.1250	16.3125	21.75
τ_i	-	71.8667	43.12
τ_d	-	-	10.78
IAE	2.3030	0.6308	0.6868

Método IMC

El control IMC (Internal Model Control por sus siglas en inglés) se basa en la utilización de un modelo del proceso a controlar. En particular, si el esquema de control se basa en un modelo exacto del proceso, entonces el control perfecto es posible.



Figura 11 – Servo control ideal a Lazo abierto

Sin embargo, en la práctica, suelen 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, se arriba a la siguiente estrategia de control que tiene la potencialidad de control perfecto.

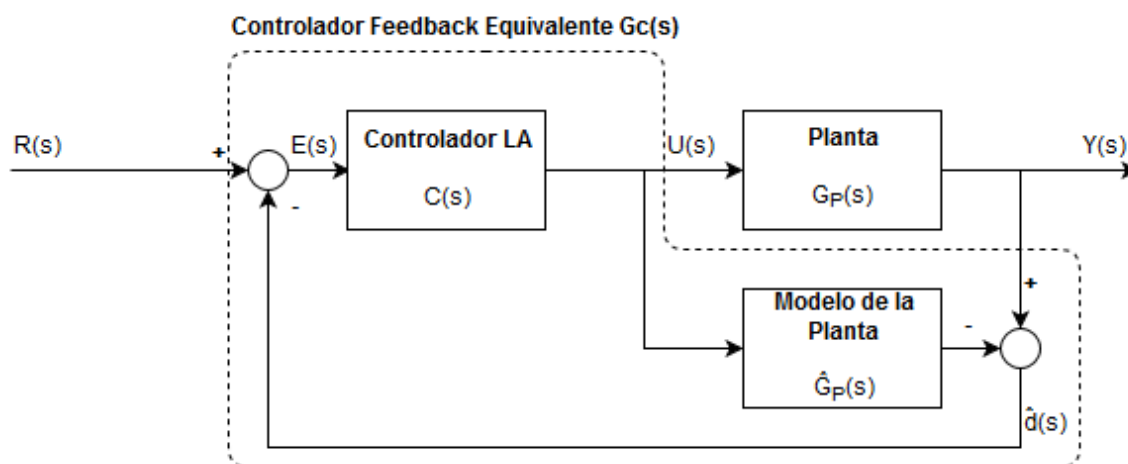


Figura 12- Fundamento del control IMC

Adicionalmente, para mejorar la robustez del control, el efecto de las discrepancias en el modelado debe ser minimizado. Dado que dichas discrepancias generalmente ocurren a altas frecuencias, se implementa un filtro pasa bajos para atenuar los efectos de las discrepancias, cuya frecuencia de corte debe ser al menos 5 veces más grande que el polo de la función transferencia.

Para el cálculo de los parámetros del controlador, tuvimos que utilizar las relaciones mostradas en la Tabla 5, teniendo en cuenta los parámetros del modelo $G_p(s)$. Tuvimos en cuenta que debe elegirse un valor de λ (parámetro ajustable del filtro) mayor a 0.2τ .

TABLA 5 - AJUSTE POR MÉTODO IMC

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	-	-	$\frac{\tau \theta}{2\tau + \theta}$

La rutina de Matlab IMC_Controladores.m, haciendo uso de la función $G_p(s)$, nos devuelve los valores de los parámetros para controladores PI, “PI mejorado” y PID obteniendo así la Tabla 6.

TABLA 6 - PARÁMETROS DE LOS CONTROLADORES (IMC)

	PI	PI Mejorado	PID
K_c	15.9872	17.8034	10.1308
τ_i	102.55	114.2	114.2
τ_d	-	-	10.4615
IAE	0.5466	0.5248	0.6718

A continuación, se grafica para cada uno de los métodos, la comparación de los 3 tipos de controladores obtenidos anteriormente:

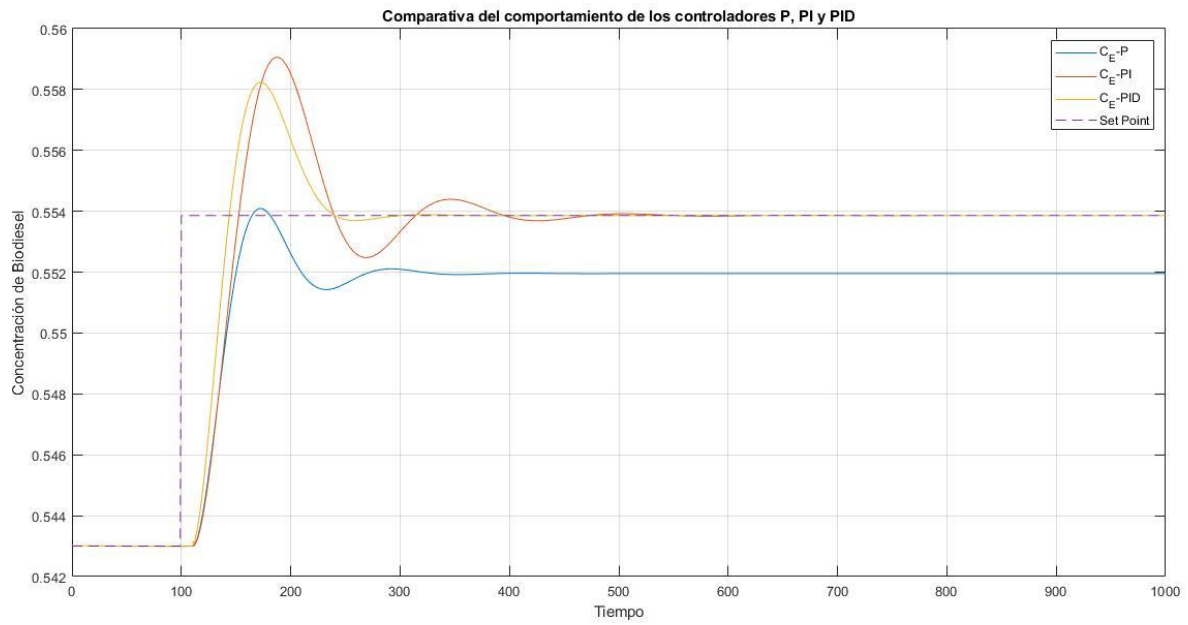


Figura 13 - COMPARACIÓN CONTROLADORES COHEN-COON

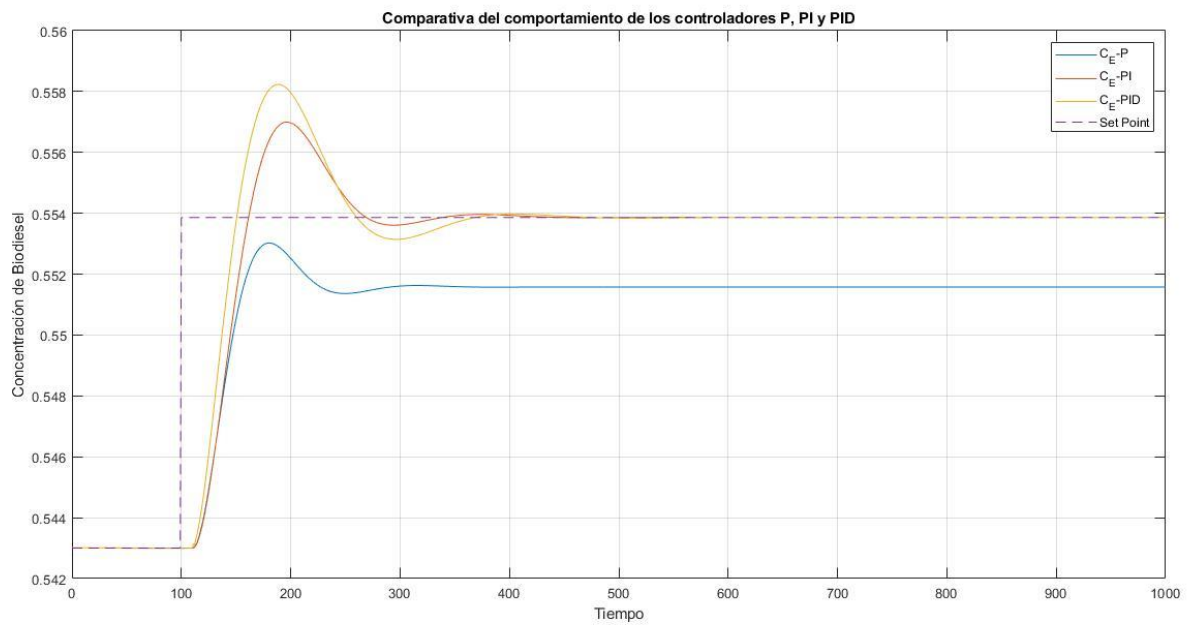


Figura 14 - COMPARACIÓN CONTROLADORES ZIEGLER-NICHOLS

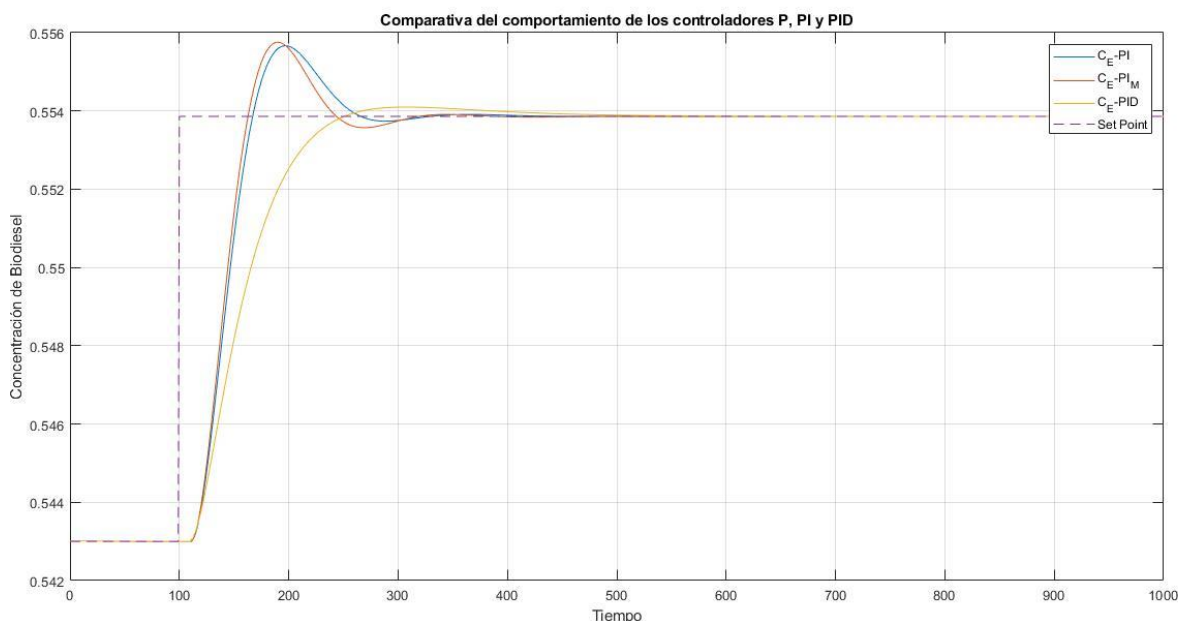


Figura 17 - COMPARACIÓN CONTROLADORES IMC

Conclusiones

Con respecto a la identificación de la planta, se observa que con el método Cohen-Coon, se obtienen valores cercanos de la planta “real”, a pesar de ello, los valores debieron ser “reajustados” para aproximarse lo más posible.

Utilizando el método Cohen-Coon y Ziegler-Nichols, para el caso de los controladores tipo P, obtenemos un gran offset del valor final frente al valor deseado, es decir, acumulan un gran valor de error estático, el cual se puede reducir.

Para el caso de Cohen-Coon, utilizando Controladores PI, este offset se elimina, pero vemos como alcanza este valor final en un tiempo bastante alto. Esto se puede eliminar agregando una parte derivativa al controlador. Este controlador PID nos permite obtener como valor final el mismo valor del setpoint, y que éste se alcance en un tiempo mucho menor.

En Ziegler-Nichols, utilizando controladores PI, el offset se elimina, en este caso el tiempo en el cual se alcanza el valor final permanece casi inmutable. Utilizando este método para un PID, vemos como la pendiente de subida es mayor que para el PI, pero esto nos produce un sobrevalor un poco superior que en el PI, además de que no varía demasiado el tiempo de respuesta del sistema. Como desventaja de este método de ajuste de parámetros, nos encontramos que hay que llevar al borde de la inestabilidad a la simulación, lo cual no se puede hacer en la planta real.

En el caso del método de ajuste por IMC, nos encontramos con la ventaja de lograr una respuesta no subamortiguada, manteniendo el tiempo de respuesta en el cual se obtiene su valor final.

En el caso del PI y PI mejorado se ve que se consigue un tiempo de respuesta menor que los PI alcanzados con los otros métodos, y un sobrevalor menor.

Como desventaja en los casos ajustados mediante IMC, vemos que su pendiente, ni bien cambia el setpoint de valor, es menor, lo que nos produce un tiempo más alto hasta que la respuesta alcance por primera vez el valor de referencia.

PARTE 2

Controladores Feedforward

En este punto se complementará el controlador Feedback diseñado anteriormente (sección 2) con un controlador Feedforward con el fin de rechazar perturbaciones medibles, en particular cambios de Flujo de Reactivo entrante (F_i). El esquema del controlador Feedforward se muestra en la siguiente figura:

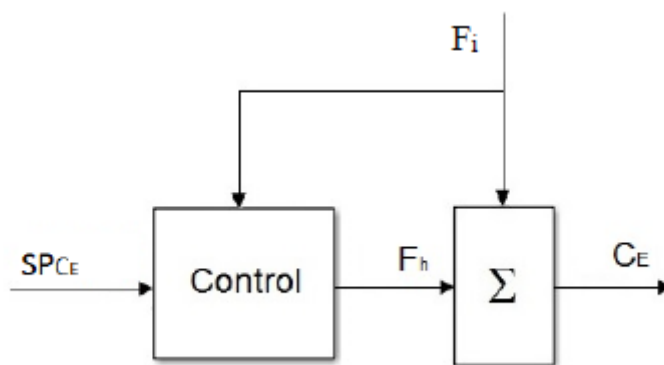


Figura 18 - ESQUEMA DE CONTROL FEEDFORWARD

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

$$C_E(s) = G_p(s)F_h(s) + G_d(s)F_i(s) = SP_{CE}(s)$$

Donde:

- $G_p(s)$: Función transferencia que vincula la variable controlada CE con la manipulada F_h .
- $G_d(s)$: Función transferencia que vincula la variable controlada CE con la perturbación F_i .

Despejando F_h para que se cumpla la condición de control perfecto (Ec. anterior) queda:

$$F_h(s) = \frac{1}{G_p(s)} SP_{CE}(s) - \frac{G_d(s)}{G_p(s)} F_i(s)$$

La ecuación anterior puede expresarse como:

$$F_h(s) = G_{SP}(s) SP_{CE}(s) + G_{ff}(s) F_i(s)$$

Donde:

$G_{SP}(s) = \frac{1}{G_p(s)}$ relaciona el setpoint de concentración $SP(C_E)$ con la variable manipulada F_h .

$G_{ff}(s) = -\frac{G_d(s)}{G_p(s)}$ relaciona la perturbación medida F_i con la variable manipulada F_h .

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

$$G_p(s) = \frac{K_p}{(\tau_p s + 1)} e^{-\alpha s}$$

$$G_d(s) = \frac{K_d}{(\tau_d s + 1)} e^{-\beta s}$$

La forma general que toman $G_{SP}(s)$ y $G_{ff}(s)$ en este caso es:

$$G_{SP}(s) = \frac{(\tau_p s + 1)}{K_p}$$

$$G_{ff}(s) = -K_{ff} \frac{(\tau_p s + 1)}{(\tau_d s + 1)} e^{-\gamma s}$$

Donde:

$$K_{ff} = \frac{K_d}{K_p}$$

$$\gamma = \alpha - \beta$$

No se podrá implementar $G_{SP}(s)$ como la inversa exacta de $G_p(s)$ debido a la existencia de tiempo muerto. Para el caso que γ sea positivo, no será posible incluirlo en el diseño ya que implica un predictor que resulta físicamente irrealizable.

En la *Figura 19* se muestra la configuración habitual:

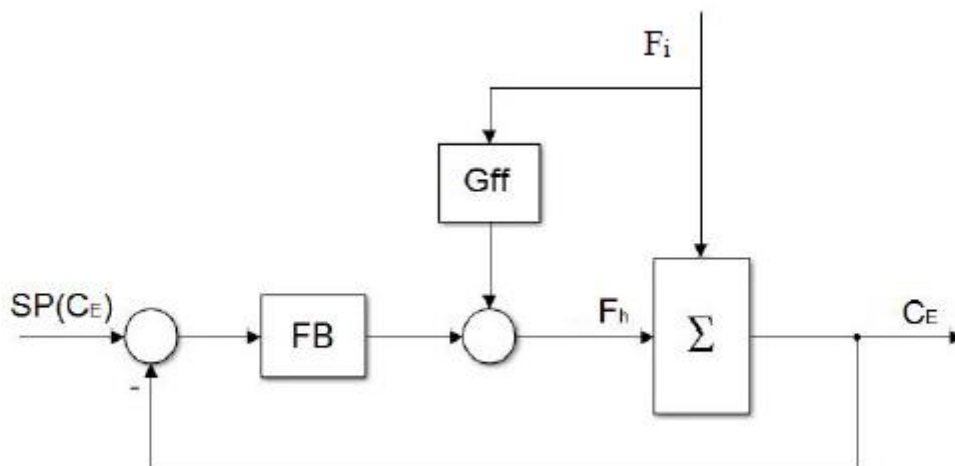


Figura 19- ESQUEMA CONTROL FEEDBACK + FEEDFORWARD

Para obtener $G_d(s)$ recurrimos nuevamente al script Cohen-Coon.m aplicando un salto de magnitud 4% en F_i y obtuvimos la siguiente función transferencia:

$$G_D(s) = \frac{-0.6107}{70.7062s + 1} e^{-9.9976}$$

Operando de la misma manera que cuando calculamos $G_p(s)$, ajustamos y validamos el modelo obteniendo la siguiente función transferencia validada:

$$G_D(s) = \frac{-0.6109}{95.2415s + 1} e^{-6.8}$$

A continuación, presentamos la gráfica de la respuesta real vs el modelo ajustado con la G_D anterior:

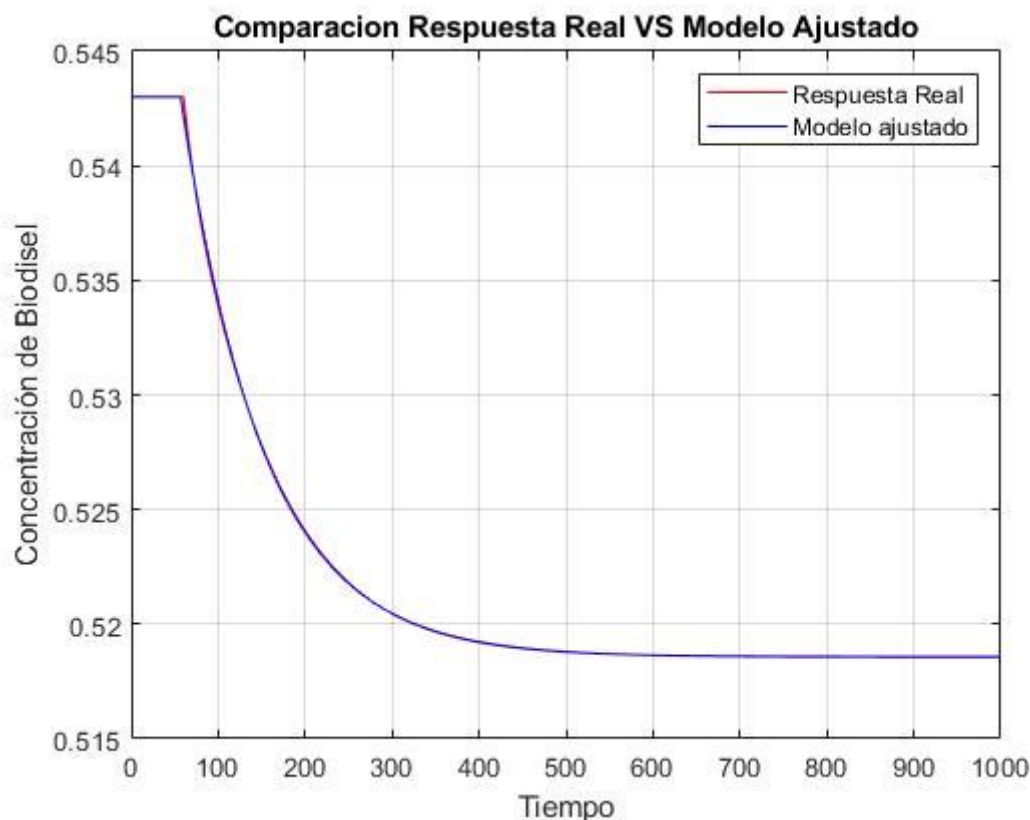


Figura 20- Comparación Respuesta de la planta VS Modelo ajustado

A partir de las funciones transferencias $G_p(s)$ y $G_d(s)$ obtenidas anteriormente mediante el método de Cohen-Coon, diseñamos el correspondiente controlador Feedforward (G_{ff}) para la perturbación F_i que dió como resultado:

$$G_{ff}(s) = 2.9299 \frac{102.55s + 1}{95.2415s + 1} e^{16.5}$$

$$K_{ff} = \frac{-0.6109}{0.2085} = -2.9299$$

$$\gamma = \alpha - \beta = 23.3 - 6.8 = 16.5$$

Observamos que el retardo resulta positivo, lo que puede interpretarse físicamente como un bloque predictor, el cual es irrealizable y por lo tanto fue descartado, quedando como una limitación del controlador.

A continuación, presentamos una gráfica donde se superpone la evolución temporal de C_E cuando se produce una perturbación de +1% en F_i para el mejor PID obtenido anteriormente y el control

combinado Feedback + Feedforward (Figura 19), utilizando el mismo controlador PID como controlador Feedback.

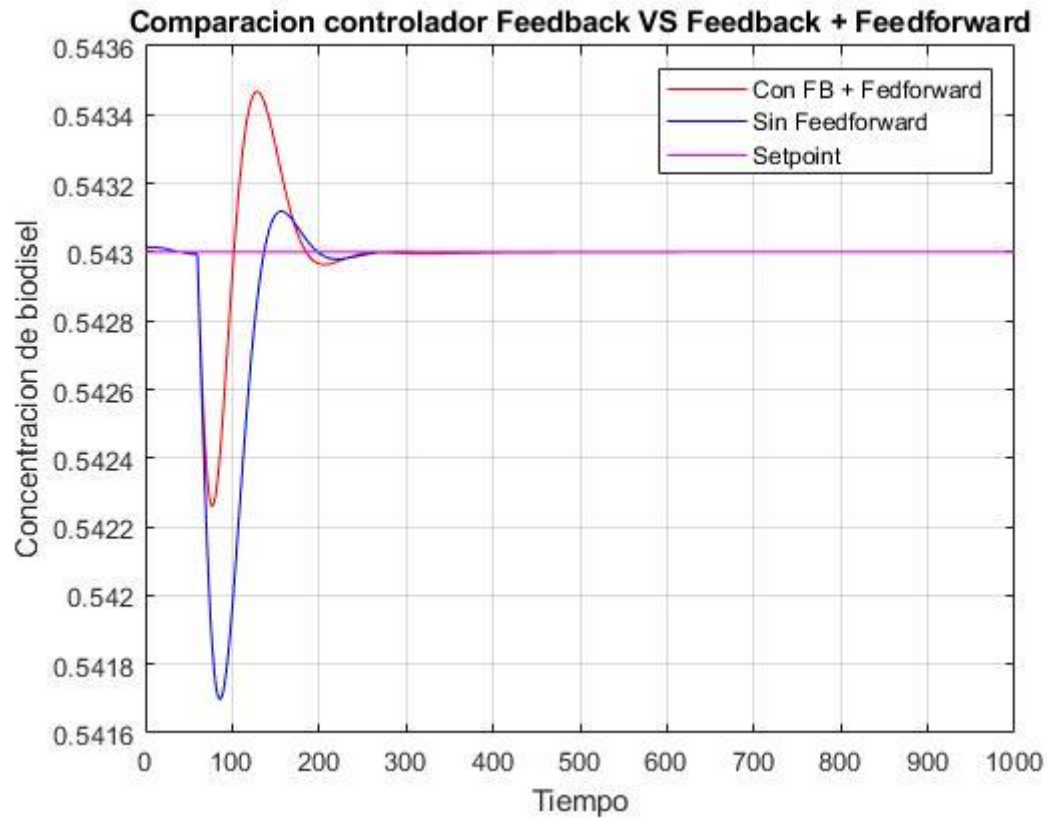


Figura 21 - RESPUESTA DEL SISTEMA A PERTURBACIÓN TIPO ESCALÓN EN F_1 DEL 1% CON Y SIN CONTROLADOR

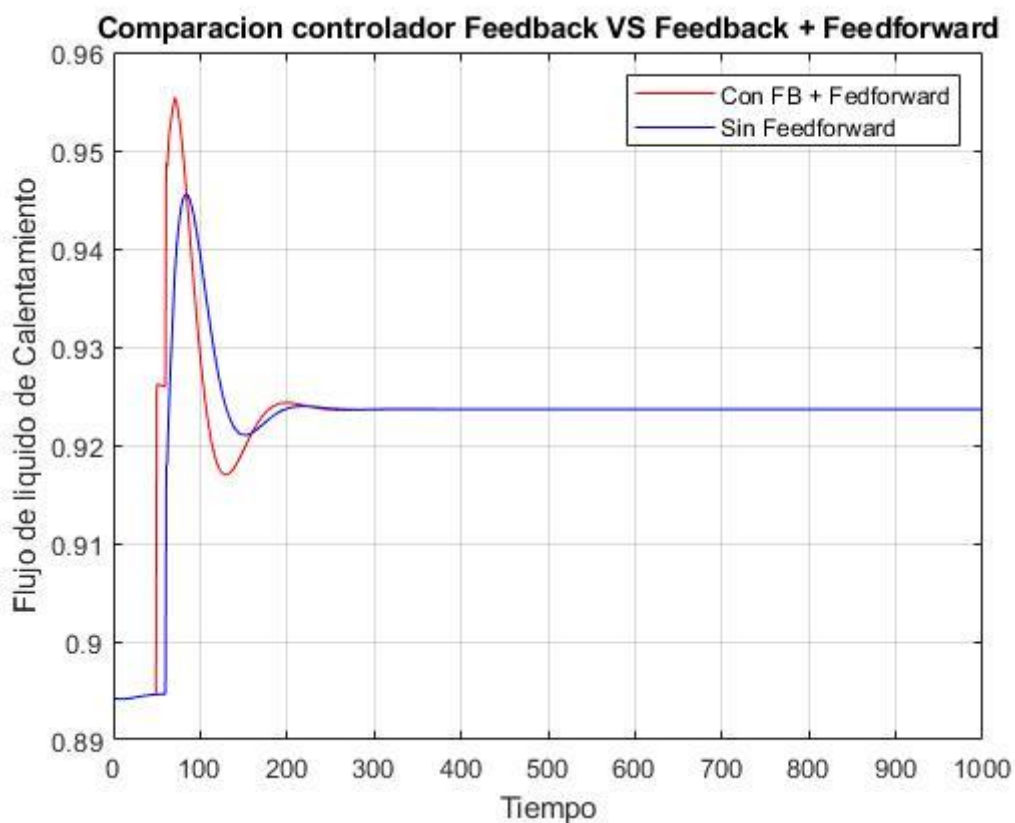


Figura 22 - COMPARACIÓN DE LA VARIABLE MANIPULADA FRENTE A LA PERTURBACION USANDO FB Y FB+FF

Para cuantificar la diferencia de los errores obtenidos para las distintas estrategias de control, se procedió a calcular los errores IAE para cada uno de estos, representado en la siguiente tabla. Vemos aquí como para el control FB+FF se obtiene un error de un orden de magnitud menor que solo para un control FB

	IAE
Control FB	0.0613
Control FB+FF	0.04353

A continuación, dejamos el modelo de simulink implementado:

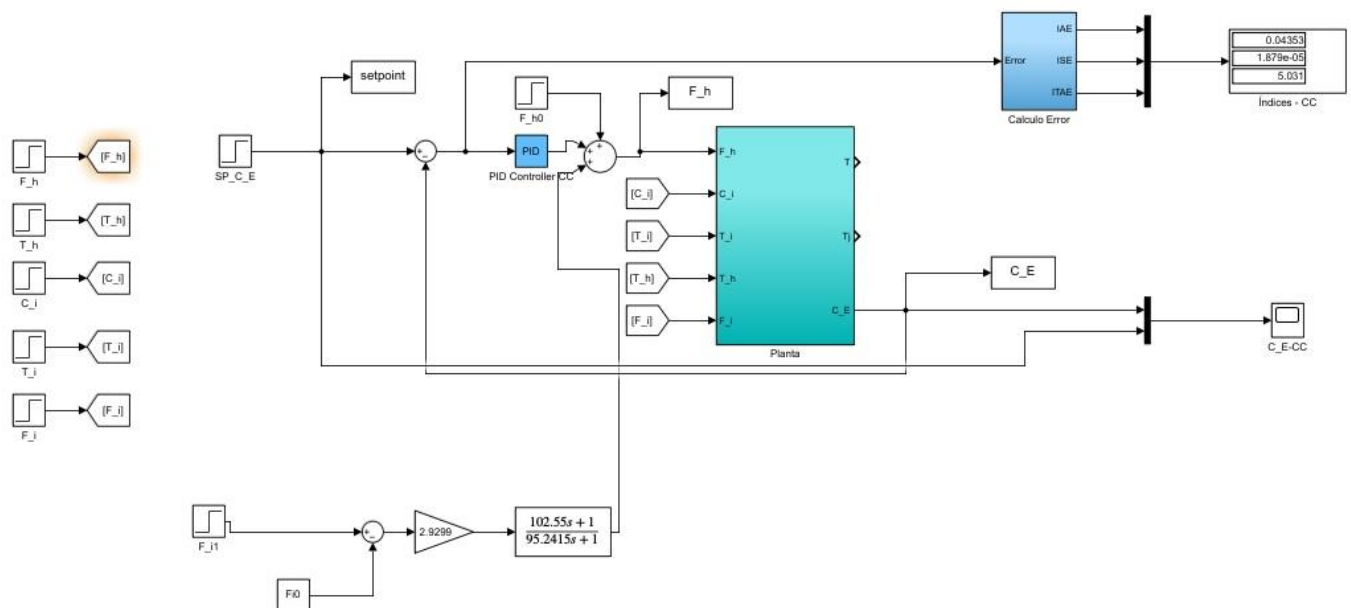


Figura 23 – Modelo Simulink controlador Feedback + Feedforward

Conclusiones

Como se puede observar en esta sección, sumar un controlador Feedforward a un controlador Feedback, mejora el desempeño del control. Sin embargo, podemos notar que para el caso en análisis, la mejora no es muy grande. Podemos notar mirando la función G_{ff} los coeficientes que acompañan a la variable s son muy parecidos y que por tanto, haciendo una aproximación, podríamos desestimarlos en cuyo caso el controlador solo se limitaría a una ganancia de valor K_{ff} y que modificándola podríamos alterar la respuesta del sistema. Cabe destacar también que el rendimiento se ve disminuido debido a que el retardo es positivo lo cual nos impide implementarlo. Por último, y como confirmación de lo antes mencionado, el índice IAE, si bien es mejor, no lo es por mucho.

PARTE 3

Predictor de Smith

Los procesos con tiempo muerto presentan un (significativo) retraso en la respuesta a la acción de control. La mayoría de los procesos de la industria química poseen un comportamiento de este tipo. Para estos casos, un agresivo ajuste (alta ganancia) del controlador Feedback podría inestabilizar el sistema a lazo cerrado.

Para compensar los efectos no deseados del tiempo muerto, una alternativa es modificar el esquema clásico de control Feedback (Parte 1) por el que se presenta en la *Figura 24*.

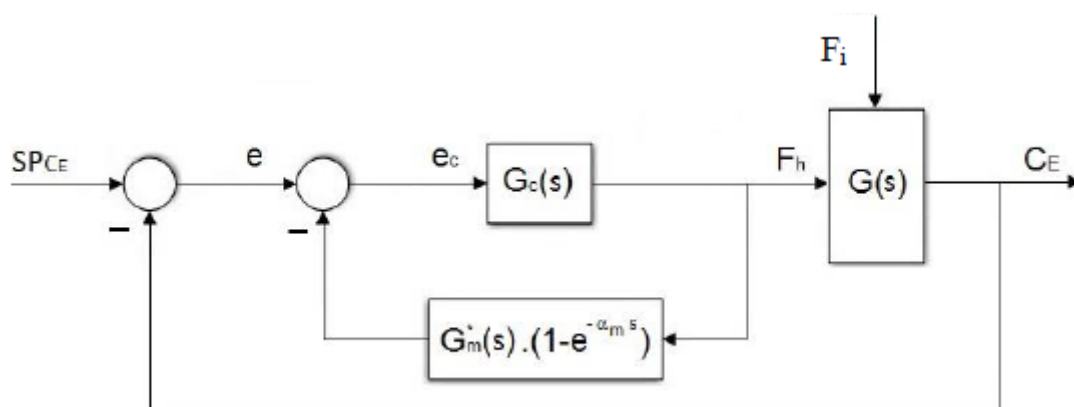


Figura 24- Esquema de compensador de tiempo muerto

donde

$$G(s) = G^*(s)e^{-\alpha s}$$

$$G_m(s) = G_m^*(s)e^{-\alpha_m s}$$

representan el proceso real y un modelo del mismo, respectivamente. Notar que el subíndice m hace referencia al modelo, y el superíndice $*$ a la transferencia que no presenta tiempo muerto.

En este contexto, la señal que alcanza al controlador $G_c(s)$ se trata de una señal de error corregida, dada por:

$$e_c(s) = SP(C_E) - C_E(s) - G_m^*(s)F_h(s) + G_m^*(s)e^{-\alpha_m s}F_h(s)$$

Suponiendo que no existen errores de modelado es: $G_m^*(s) = G^*(s)$ y $\alpha_m = \alpha$

Resultando:

$$e_c(s) = SP(C_E) - C_E^*(s)$$

Por lo tanto, el compensador propuesto en la *Figura 24* eliminaría el factor de tiempo muerto del lazo de realimentación (potencial causa de inestabilidad para altas ganancias del controlador) si no existen errores de modelado.

Puede demostrarse que el diagrama en bloques de la *Figura 24* es equivalente al que se puede observar en la *Figura 25*.

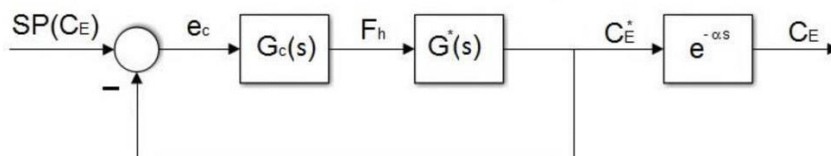


Figura 25 – Esquema de predictor Smith

donde puede verse que C_E^* es una predicción de C_E exactamente α unidades de tiempo antes:

$$C_E^* = e^{\alpha s} C_E.$$

Este esquema fue desarrollado por Smith, y generalmente se lo conoce como *Compensador o Predictor de Smith*. Debe notarse que los errores de modelado afectarán el desempeño del predictor, siendo esta su principal desventaja.

A partir de la función transferencia $Gp(s)$ obtenida en la parte 1 (ajustada y validada), diseñamos el correspondiente compensador de tiempo muerto:

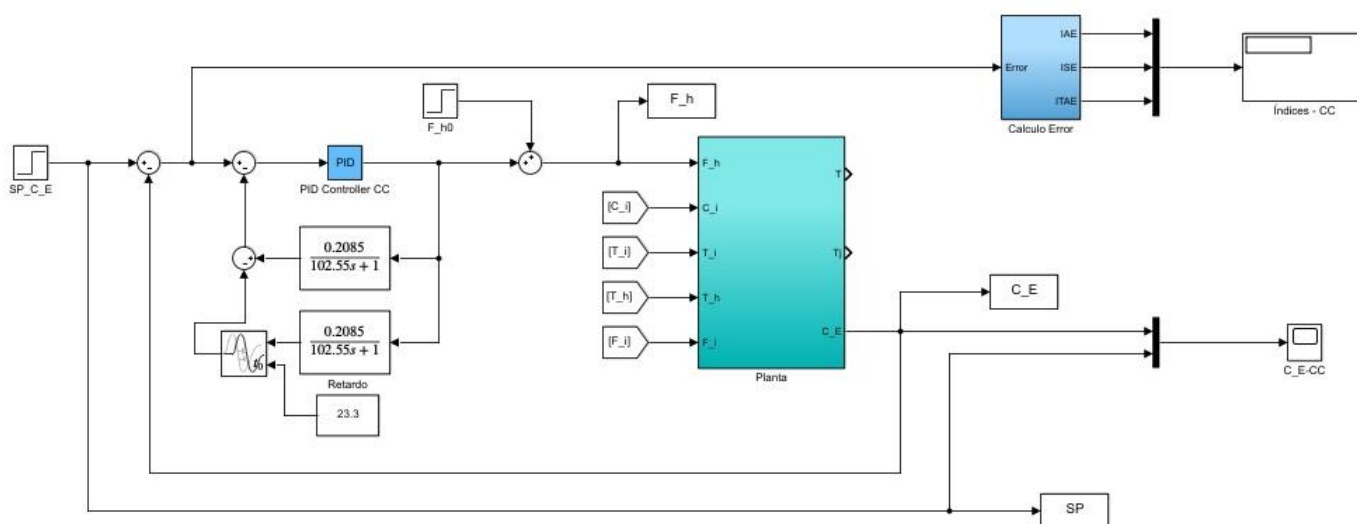


Figura 26 – SIMULINK UTILIZADO PARA IMPLEMENTAR EL PREDICTOR DE SMITH

A continuación, presentamos varias gráficas (con distintos valores de K) donde se superponen la evolución temporal de C_E cuando se produce un salto escalón del 2% en el setpoint para el controlador PI obtenido mediante el método IMC y el controlador con el compensador de tiempo muerto incorporado, observando también, cómo al variar la ganancia de controlador, y realizando un ajuste agresivo de la planta, el sistema sin predictor de Smith se inestabiliza, mientras que el sistema con predictor de Smith se mantiene estable, simulando la respuesta como un sistema de primer orden.

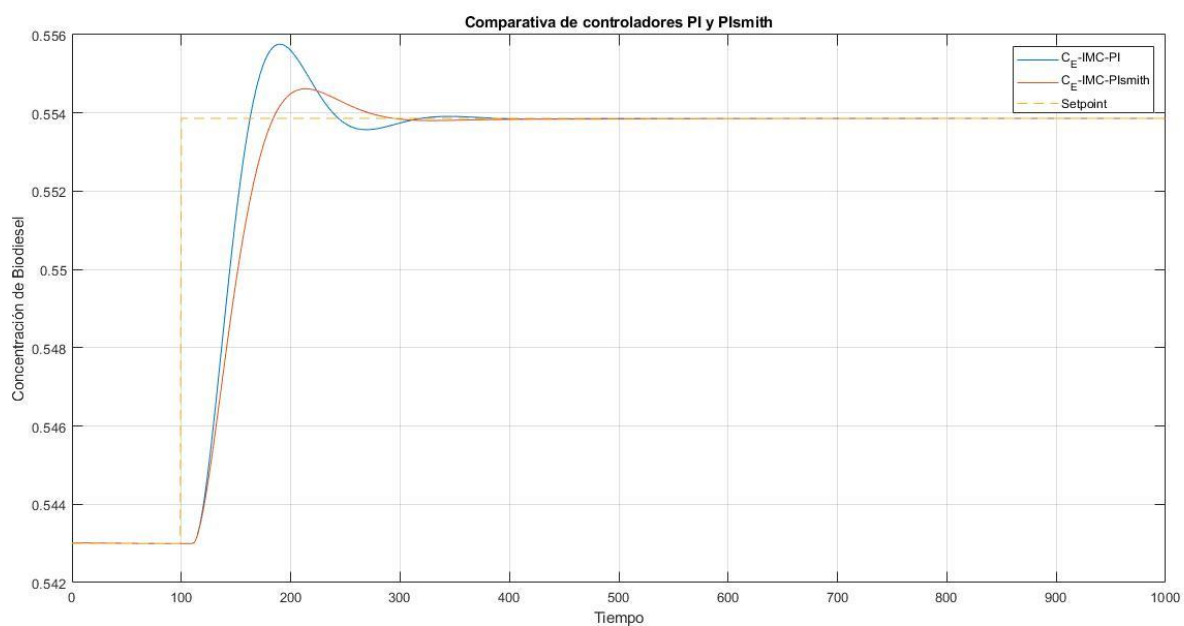


Figura 27 - COMPARACIÓN CON Y SIN PREDICTOR DE SMITH ($K=17.8$)

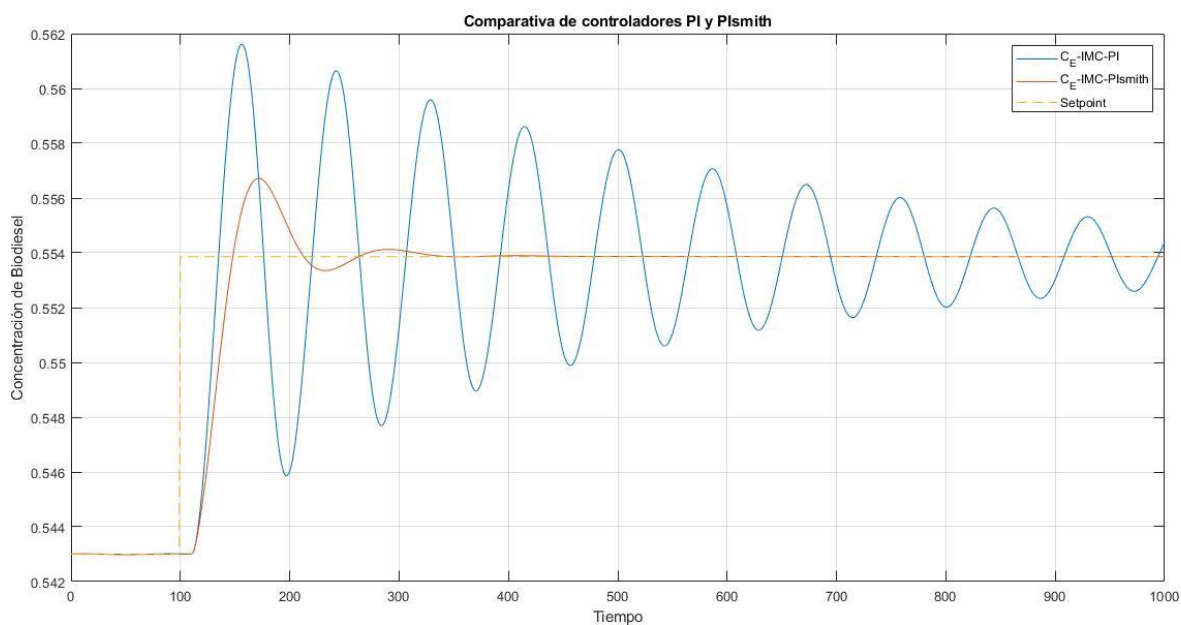


Figura 28 - COMPARACIÓN CON Y SIN PREDICTOR DE SMITH ($K=53.41$)

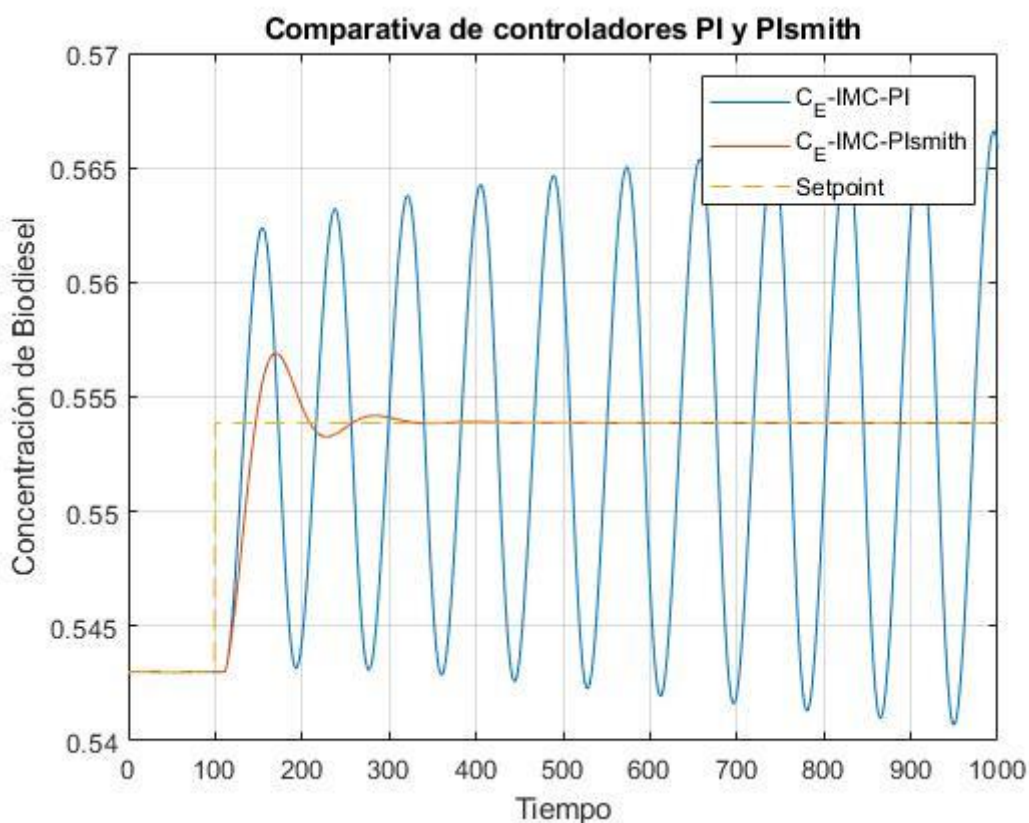


Figura 29 - COMPARACIÓN CON Y SIN PREDICTOR DE SMITH ($K=60$)

Podemos observar en la tabla siguiente como a medida que aumentamos el K , el sistema sin predictor de Smith se vuelve, oscilante para $K=53.41$, e inestable para $K=60$, esto conlleva a que el error frente al set point aumenta, a medida que K aumenta, por lo que aumentará el IAE. Pero en el caso del sistema con el predictor de Smith, podemos ver como aumentando K , el sistema mantiene su evolución de segundo orden, siendo esta cada vez más agresiva, lo que conlleva a que se pueda alcanzar el valor final en un tiempo inferior, y con menor error de IAE.

Valor de K	Con Predictor	Sin Predictor
17.8	0.5404	0.5248
53.41	0.4771	2.358
60	0.4772	6.56

Conclusiones

Este esquema de control resultó ser un método muy eficaz, pero se debe tener en cuenta que el modelo teórico planteado, es físicamente irrealizable, ya que el modelo plantea realimentar una señal

del sistema que no involucra el retardo (una predicción), el punto de donde sale esta señal no es real, por lo que no se puede realizar un control en el mismo.

En cuanto a la comparación de los esquemas de control con predictor y sin predictor notamos que al utilizar predictor la respuesta a un escalón de setpoint se estabiliza más rápido, con menor oscilación y menor sobrevalor que la que se ve utilizando un esquema feedback PI. También notamos que el sistema con compensador de tiempo muerto se mantiene estable ante un aumento de la ganancia estática, mientras que el esquema feedback se inestabiliza para el mismo valor de ganancia estática. Por lo tanto, notamos el nivel de performance que tiene el predictor ante aumentos de la ganancia estática.

Finalmente concluimos que, al ser una estrategia de control por modelado, existirán errores al modelar y esto nos impone un límite en el aumento de la ganancia estática.

PARTE 4

Controladores en Cascada

Hasta aquí, no se tuvo en cuenta la existencia de la válvula que manipula el flujo de refrigerante hacia el reactor. En esta sección, se considerará explícitamente el modelo de la válvula que relaciona el flujo de refrigerante (F_h) con el porcentaje de apertura especificado ($\%_{Ap}$).

Además, se analizará la presencia de la perturbación no medible D_{F_h} (perturbación del flujo refrigerante). 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 .

Notar que para este caso no será posible utilizar una estrategia Feedforward ya que la perturbación a manejar es no medible. Por ello, se propone la implementación de un esquema de control en cascada como el que se muestra en la *Figura 29*.

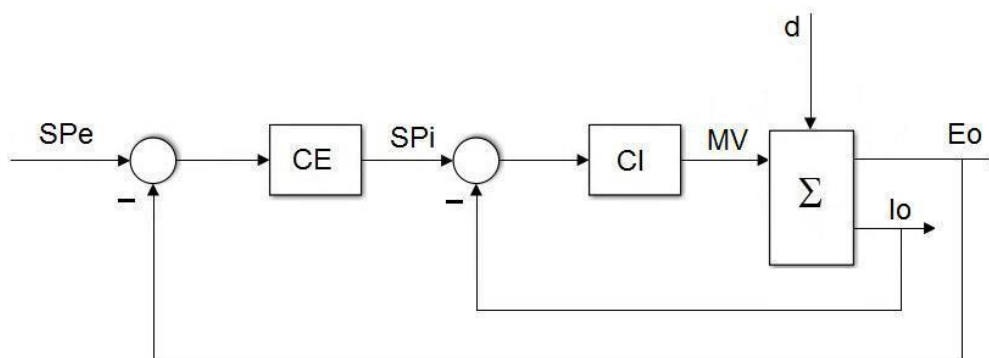


Figura 30 - ESQUEMA DE CONTROL EN CASCADA

El control en cascada se trata de un esquema de control multi-lazos para sistemas SISO (Single Input-Single Output), donde existe una variable manipulada y más de una medición.

Para nuestro caso de estudio existirán dos lazos anidados, uno denominado *interno* y el otro, *externo*. La idea es que el controlador interno “rechace” rápidamente la perturbación D_{F_h} , y que el controlador externo se encargue de controlar la salida C_E de acuerdo con el setpoint $SP(C_E)$. Para el estudio del reactor de Biodiesel, 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 31*.

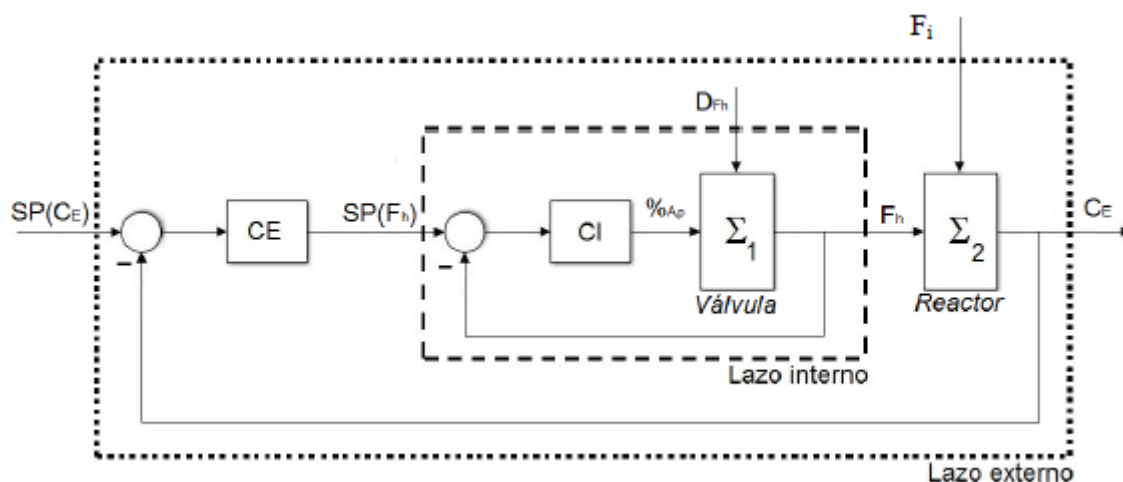


Figura 31 - LAZO EN EL ESQUEMA DE CONTROL EN CASCADA

Para analizar el comportamiento del sistema con control cascada, es importante analizar el lazo interno. Así, es posible expresar el flujo de líquido de calentamiento F_h (salida del lazo interno) en función del setpoint de líquido de calentamiento $SP(F_h)$ y de la perturbación no medible D_{F_h} :

$$F_h = \frac{CI \cdot g_v}{1 + CI \cdot g_v} \cdot SP(F_h) + \frac{g_d}{1 + CI \cdot g_v} \cdot D_{F_h}$$

Donde g_d representa la transferencia entre D_{F_h} y F_h , y g_v la transferencia entre $\%A_p$ y la variable F_h . Podemos reescribir la función transferencia anterior como:

$$F_h = G_1 \cdot SP(F_h) + G_2 \cdot D_{F_h}$$

Se puede apreciar que mientras la ganancia del controlador CI se incrementa, $G_1 \rightarrow 1, G_2 \rightarrow 0$ y $F_h \rightarrow SP(F_h)$. Con un lazo interior que actúe rápido (ganancia controlador CI alta) el sistema general se vuelve menos vulnerable a los efectos de la perturbación D_{F_h} .

En pos de comprobar esto, primero procedimos diseñando un controlador Feedback PID para el sistema válvula-reactor. Ahora la variable manipulada pasó a ser el porcentaje de apertura de la válvula ($\%A_p$), mientras que la variable a controlar sigue siendo la concentración de biodiesel (C_E). Luego, se procedió a realizar el lazo interno y el externo, tal cual se explicó anteriormente.

Sistema Válvula-Reactor

Aplicando una entrada escalón al sistema y cargando los datos obtenidos en la rutina “Cohen-Coon”, obtuvimos los parámetros del modelo aproximado del sistema Válvula-Reactor (tiempo muerto, constante de tiempo y ganancia).

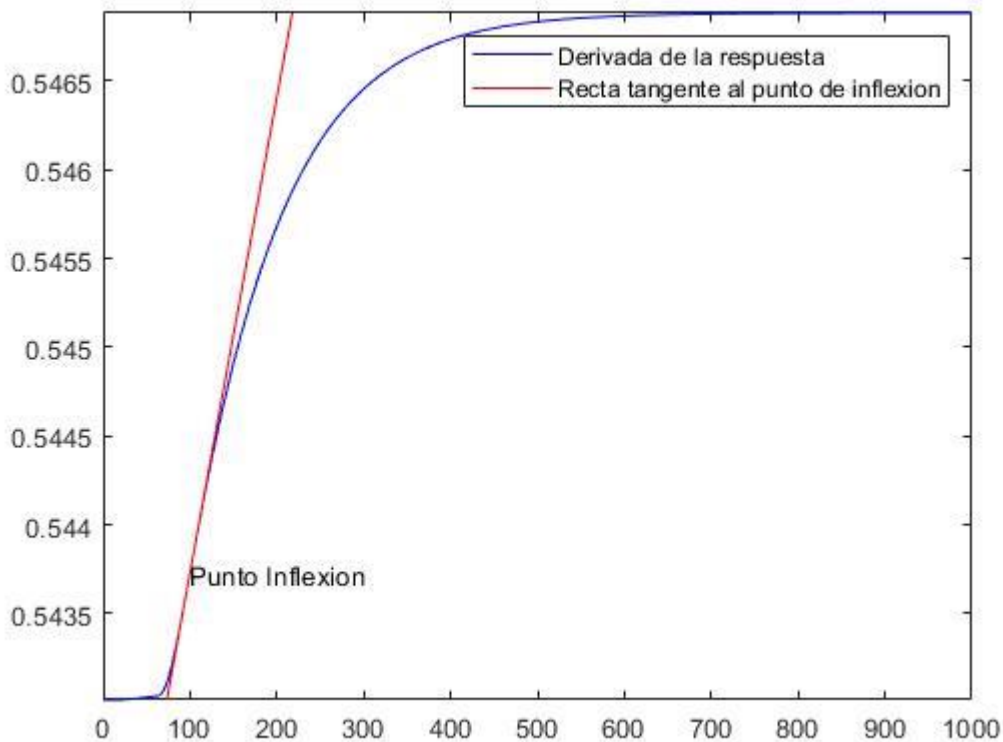


Figura 31 - RESPUESTA SIGMOIDEA DEL SISTEMA VÁLVULA-REACTOR FRENTE A UN ESCALÓN DE $\%Ap$ DEL 2%

Luego se ajustó y validó el mismo. Los parámetros ajustados resultaron $\theta = 18$, $\tau = 100.3241$ y $K = 0.003885$ resultando en la siguiente función transferencia:

$$G(s) = \frac{C_e(s)}{\%Ap(s)} = \frac{0.003885}{100.3241s + 1} e^{-18s}$$

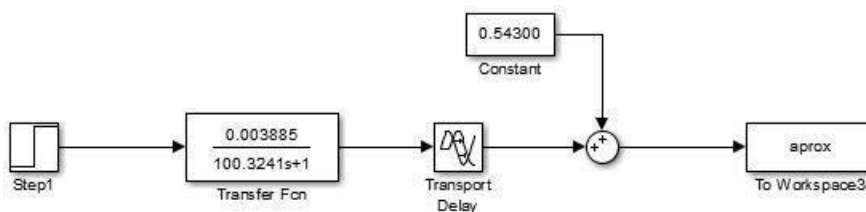


Figura 34 - MODELO CON PARÁMETROS AJUSTADOS DEL SISTEMA VÁLVULA-REACTOR

Una vez validado el modelo, calculamos el controlador PID usando los métodos Cohen-Coon e IMC a través de las rutinas “CC_Controladores” y “IMC_Controladores” respectivamente.

Para los controladores calculados y para un salto escalón de setpoint del 2%, se obtuvo la siguiente gráfica comparativa:

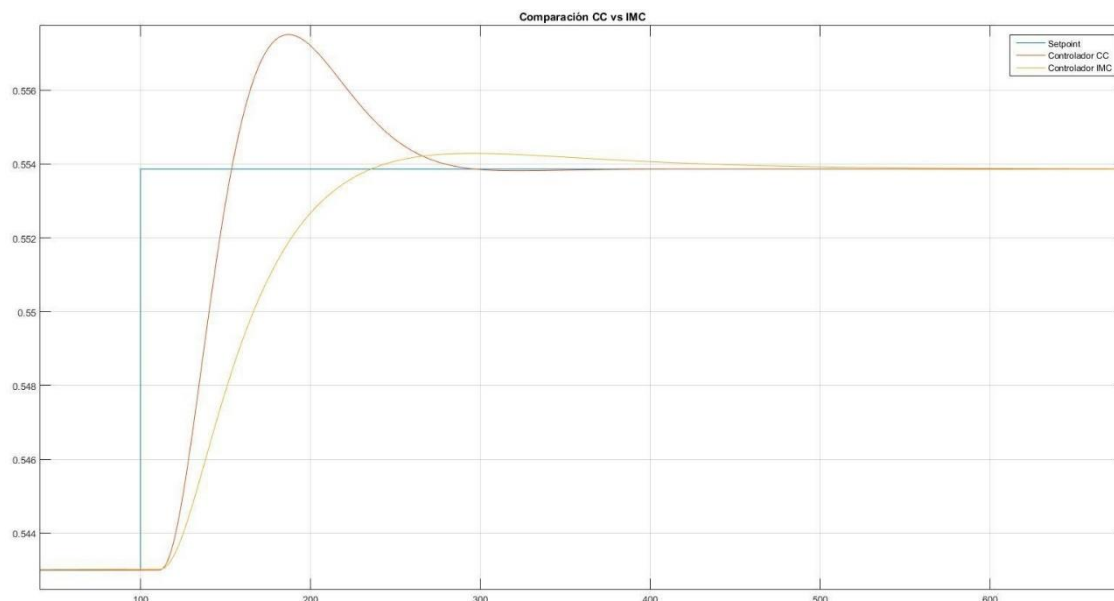


Figura 32 - COMPARACIÓN CC vs IMC

El IAE para el PID calculado mediante el método Cohen-Coon fue de 0.6307 mientras que para el calculado con el IMC fue de 0.7146. Cabe destacar que la respuesta del sistema con el controlador Cohen-Coon, a un salto escalón, tiene un $SV = \frac{(0.557 - 1.02 * 0.543)}{0.02 * 0.543} \cdot 100 \cong 29\%$ para este caso.

En la siguiente figura, se observa que el sistema con el controlador Cohen-Coon, rechazó mejor la perturbación del tipo escalón del 1% DFh.

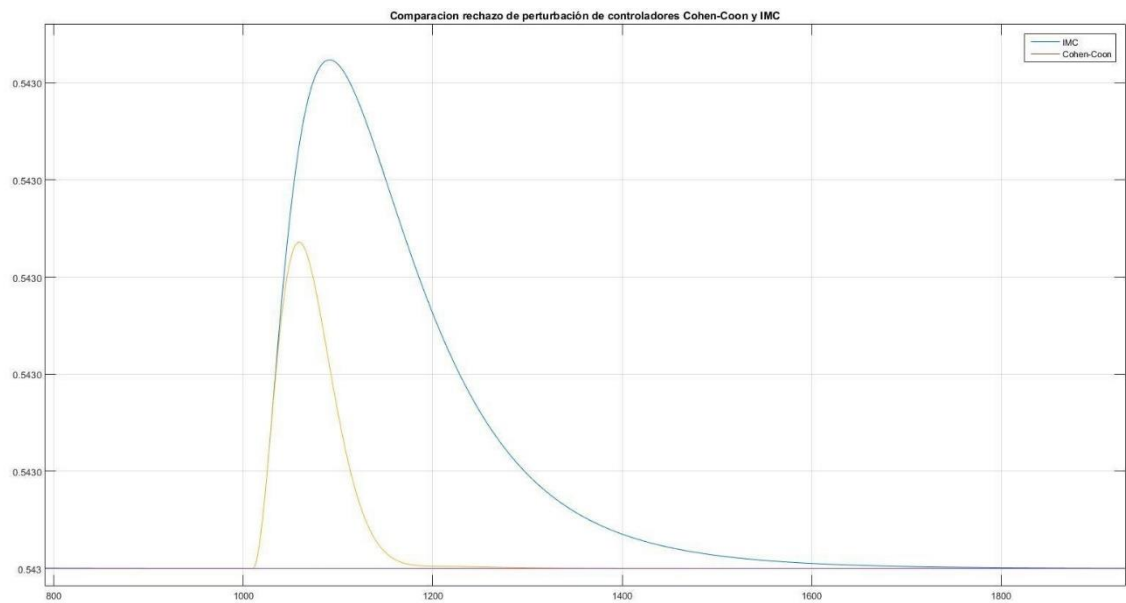


Figura 33 - COMPARACIÓN DEL RECHAZO A LA PERTURBACIÓN DFh POR CONTROLADORES COHEN-COON E IMC

A pesar de responder más rápidamente el sistema con el controlador CC y rechazar mejor la perturbación no medible DFh, posee un sobrevalor (SV) muy elevado, cercano al 30%, el cual es inaceptable. Por consiguiente, optamos por aplicar el controlador IMC.

Sistema en Cascada

Para esta parte, primero procedimos realizando la modelización de la válvula utilizando Cohen-Coon y un salto escalón sobre Ap del 4%:

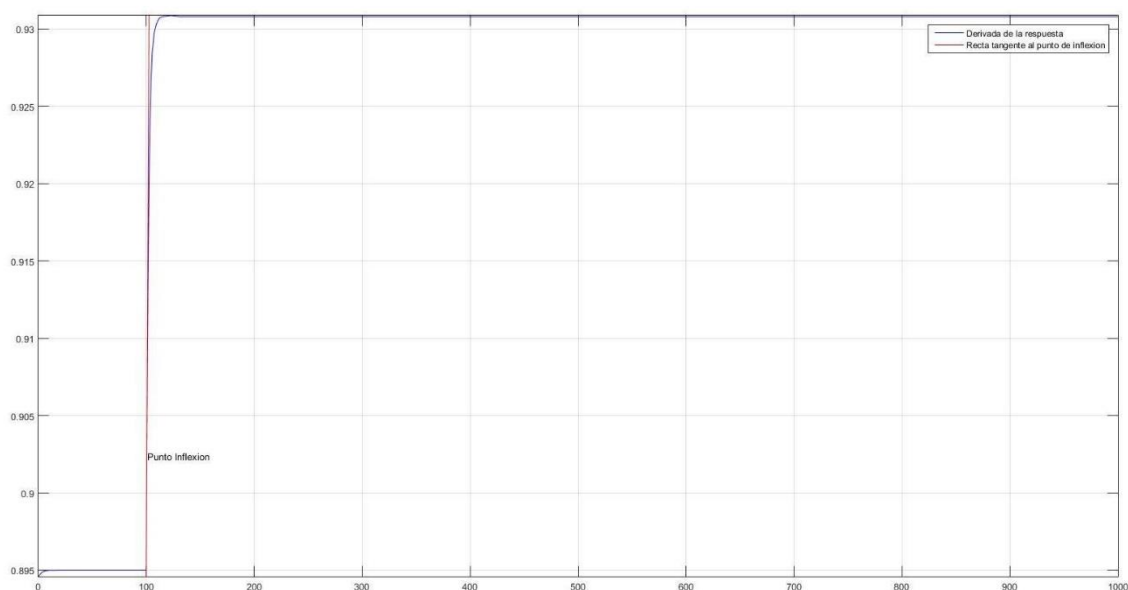


Figura 34 - RESPUESTA DE LA VÁLVULA A LA A UN CAMBIO DE FH DEL 4%

Luego, se ajustaron los valores obtenidos con el método para aproximar la respuesta del modelo lo más posible a la respuesta de la válvula. Se utilizó el esquema de la Figura 35 para la validación.

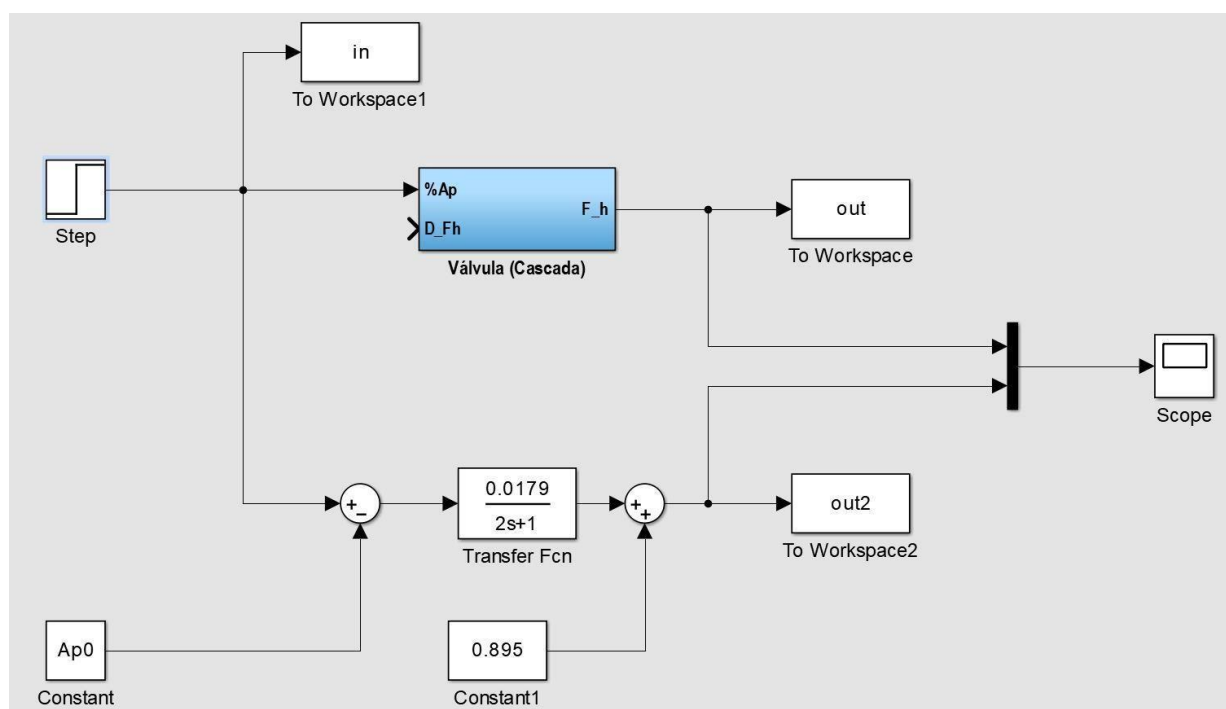


Figura 35 - DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA VERIFICACIÓN DEL MODELO DE LA VÁLVULA

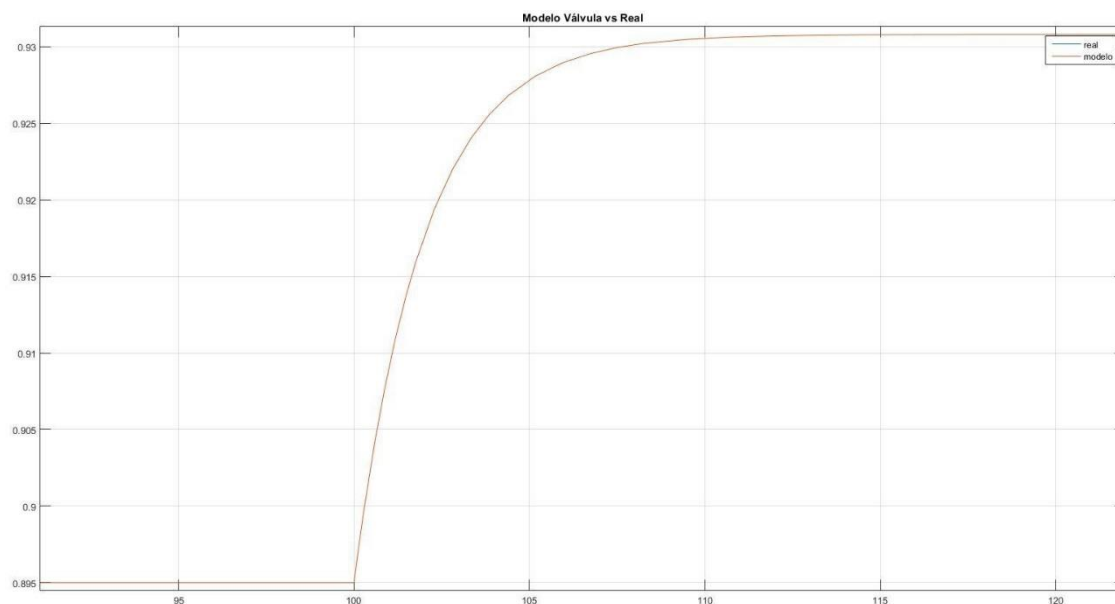


Figura 36 - RESPUESTA A UN CAMBIO DE FH DEL 4% DE LA VÁLVULA (REAL) VS MODELO

Una vez obtenidos los parámetros ajustados del modelo, se procedió con el cálculo del controlador PI mediante el método IMC. Cabe destacar que el modelo de la válvula posee tiempo muerto nulo y, por lo tanto, no puede utilizarse el método Cohen-Coon para el cálculo de los parámetros de los controladores ya que la ganancia K debería ser infinita mientras que los parámetros integrador y derivador, deberían ser nulos.

Los valores del PI obtenidos mediante el método IMC son $K_c = 248.293$ y $\tau_I = 2$. Una observación interesante es que, tanto el PI como el PI mejorado calculados por el método IMC, son iguales. Esto se debe a que el sistema no tiene tiempo muerto.

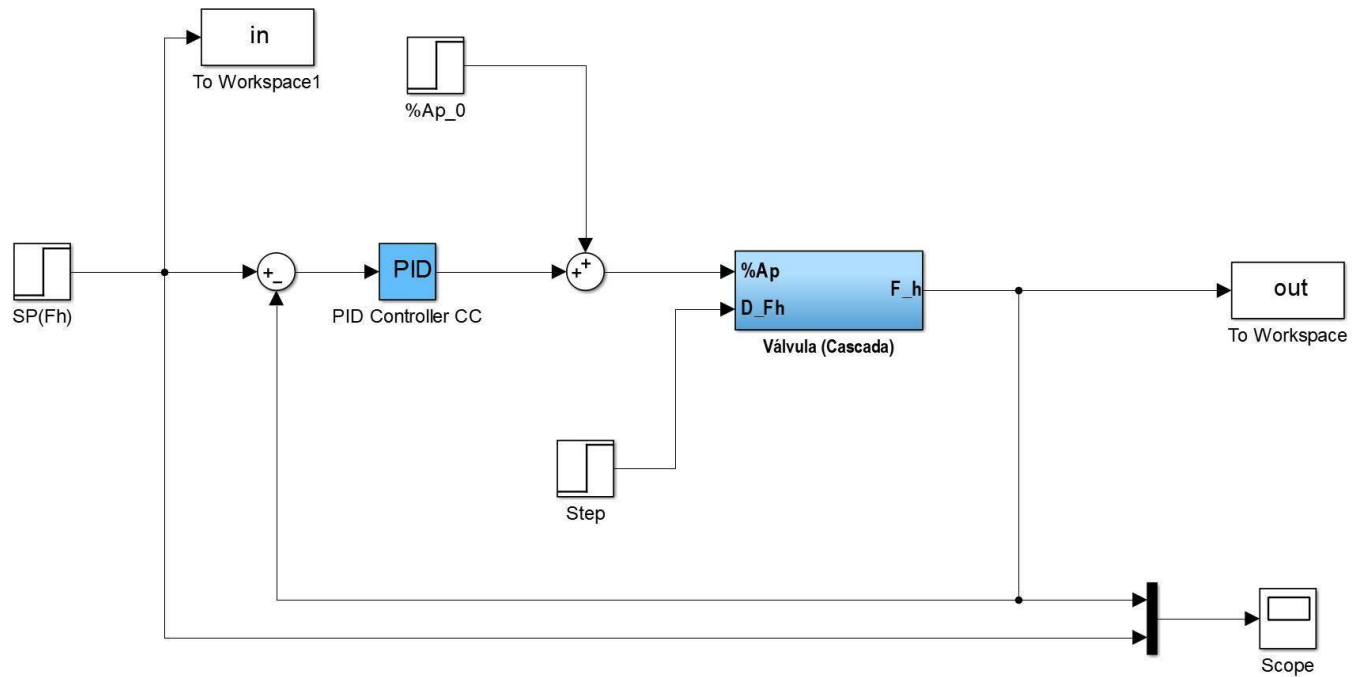


Figura 37 - LAZO INTERNO (CERRADO) – PI + VÁLVULA

Una vez obtenido el lazo interno, se ensayó para un salto del tipo escalón en $SP(F_h)$ de +2% y luego en DF_h de +1%.

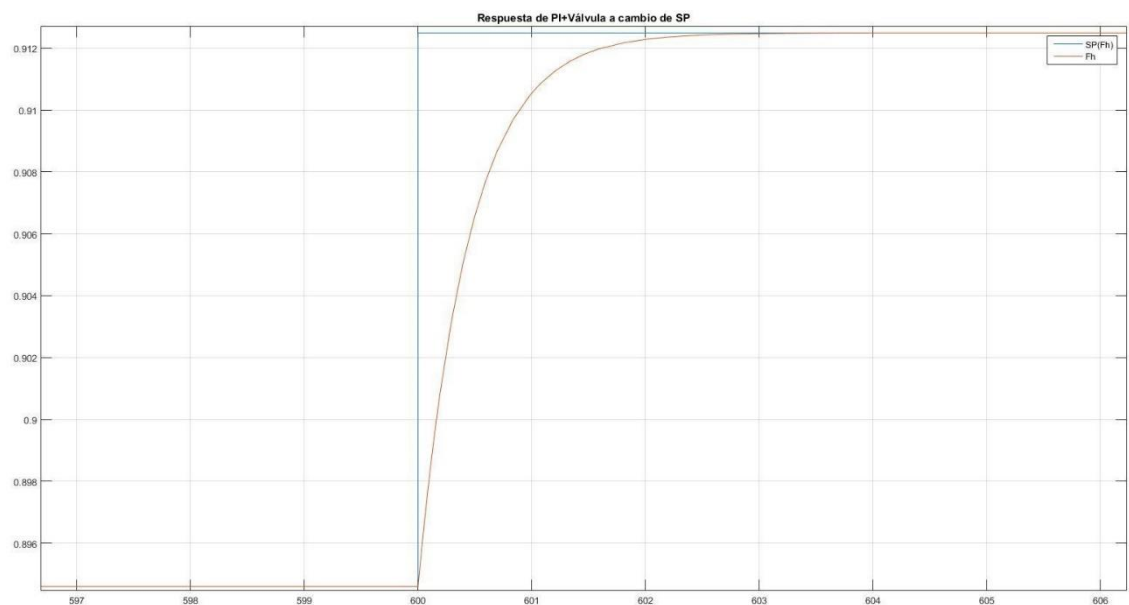


Figura 38 - RESPUESTA DEL LAZO INTERNO A CAMBIO EN $SP(F_h)$ DE +2%

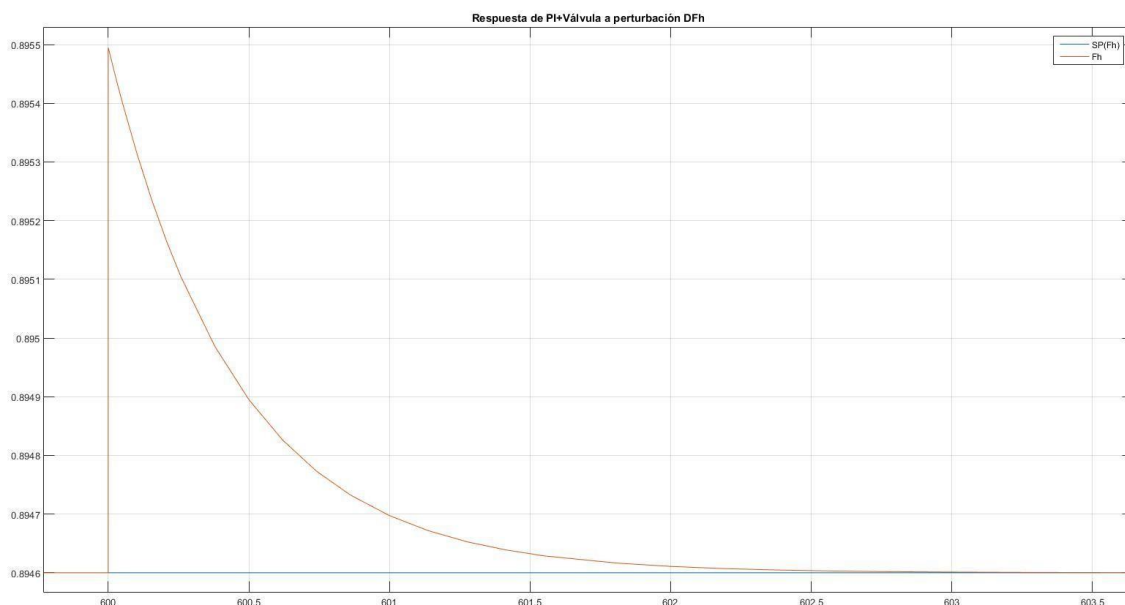


Figura 39 - RESPUESTA DEL LAZO INTERNO A UNA PERTURBACIÓN EN DFH DE +1%

Una vez obtenido el lazo interno, se procedió a hallar la transferencia entre la entrada SP(Fh) y la salida CE mediante el método Cohen-Coon utilizado anteriormente. El modelo obtenido y ajustado es el de la Figura 40.

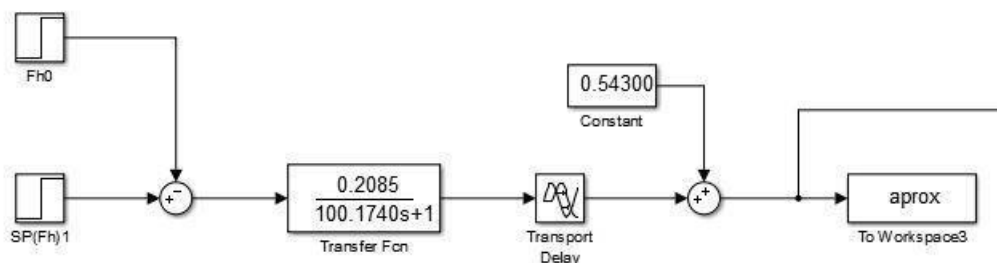


Figura 40 – MODELO AJUSTADO DEL LAZO INTERNO + PLANTA. TRANSFERENCIA ENTRE SP(FH) Y CE

La comparación entre la respuesta a una entrada tipo escalón de +4% en SP(Fh) del modelo ya ajustado y del “LI + Planta”, es la mostrada en la Figura 40.

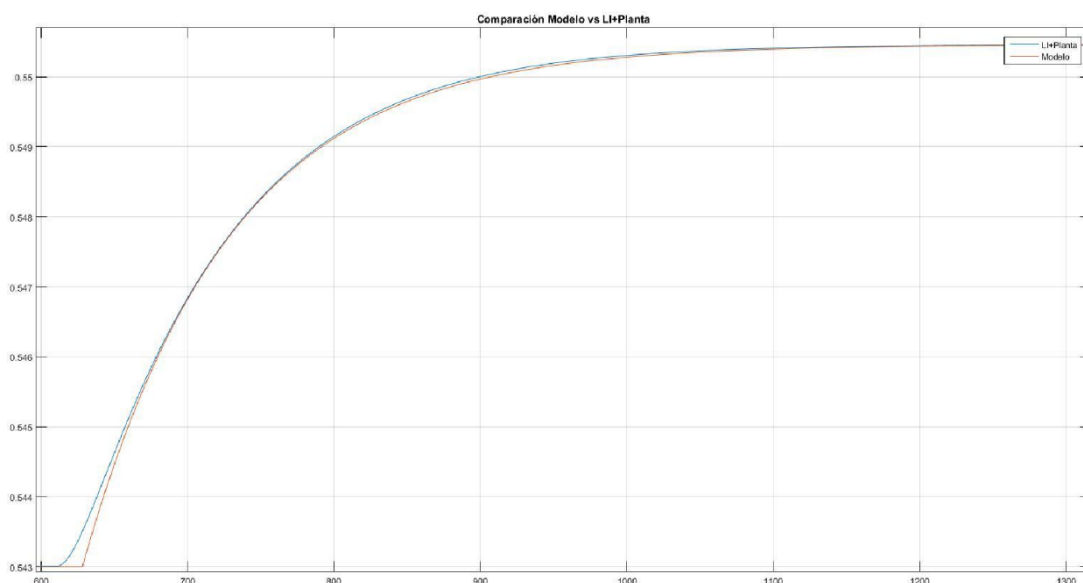


Figura 40- COMPARACIÓN DE LA RESPUESTA MODELO VS LI+PLANTA A ENTRADA ESCALON +4% EN SP(F_H)

El próximo paso fue calcular el controlador PI para el nuevo sistema “LI+Planta”. Utilizando el método IMC, obtuvimos los parámetros siguientes: $K_c = 10.9519$ y $\tau_I = 114.1740$.

El diagrama de bloques de todo el diseño en cascada, es el mostrado en la Figura 45.

Luego se procedió a ensayar el esquema completo, para:

1. Un salto del tipo escalón de +2% en el setpoint (Figura 42)
2. Un salto tipo escalón de +1 en la perturbación DF_h (Figura 43)

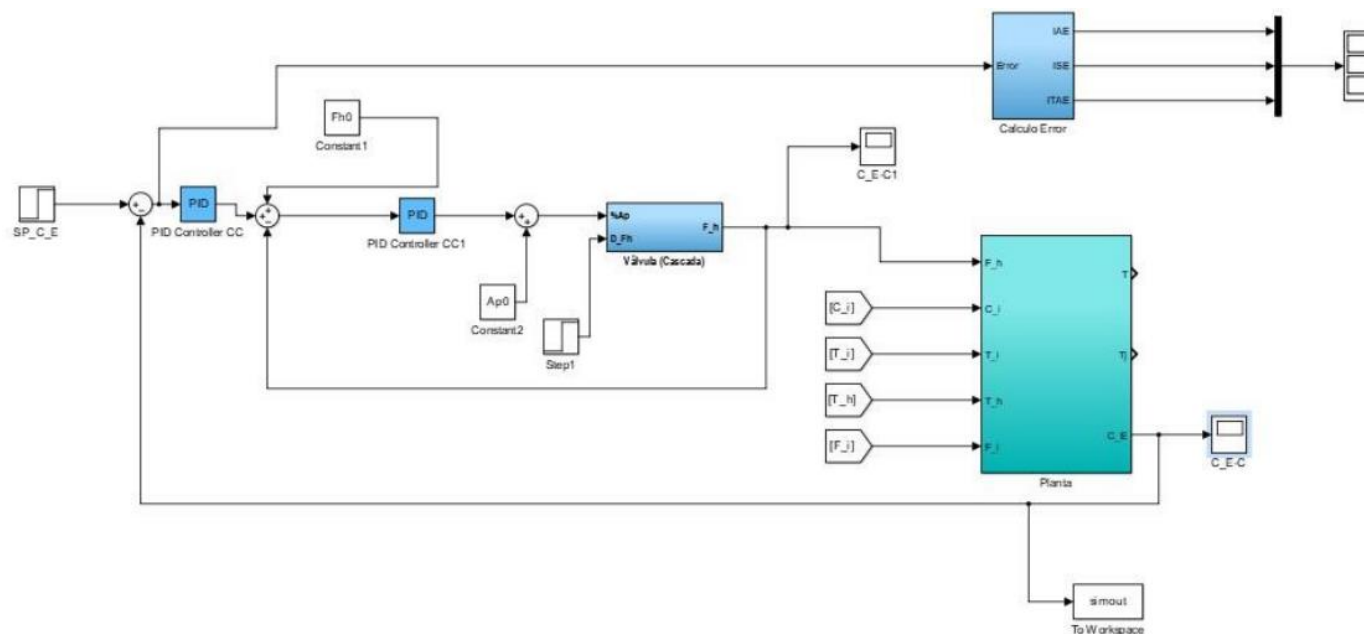


Figura 41 - DIAGRAMA DEL DISEÑO EN CASCADA COMPLETO

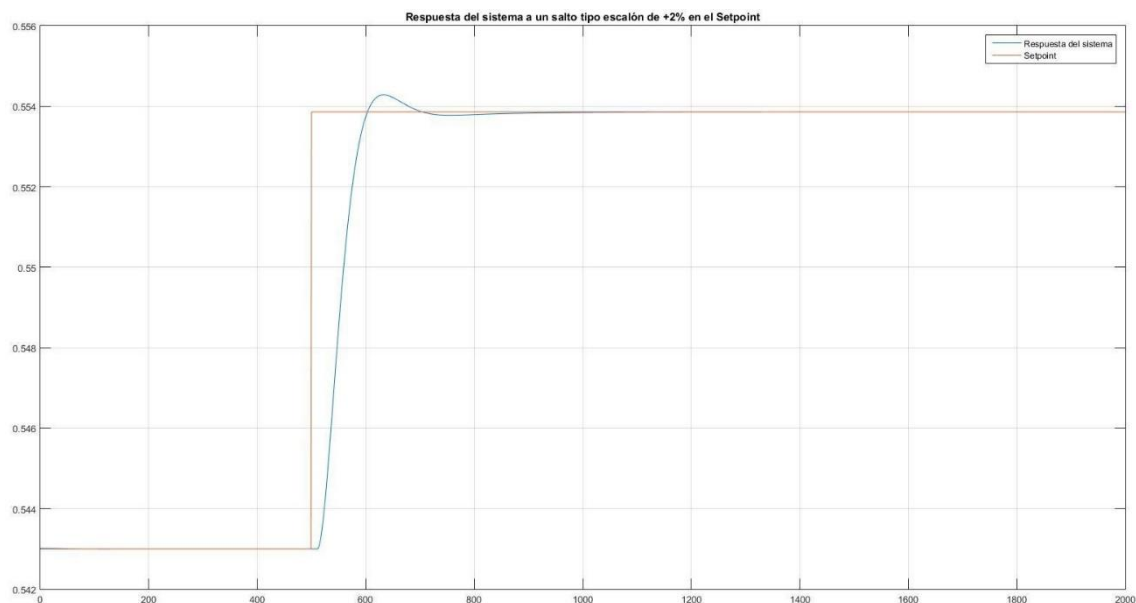


Figura 42 - RESPUESTA DEL SISTEMA A UN SALTO TIPO ESCALÓN DE +2% EN EL SETPOINT

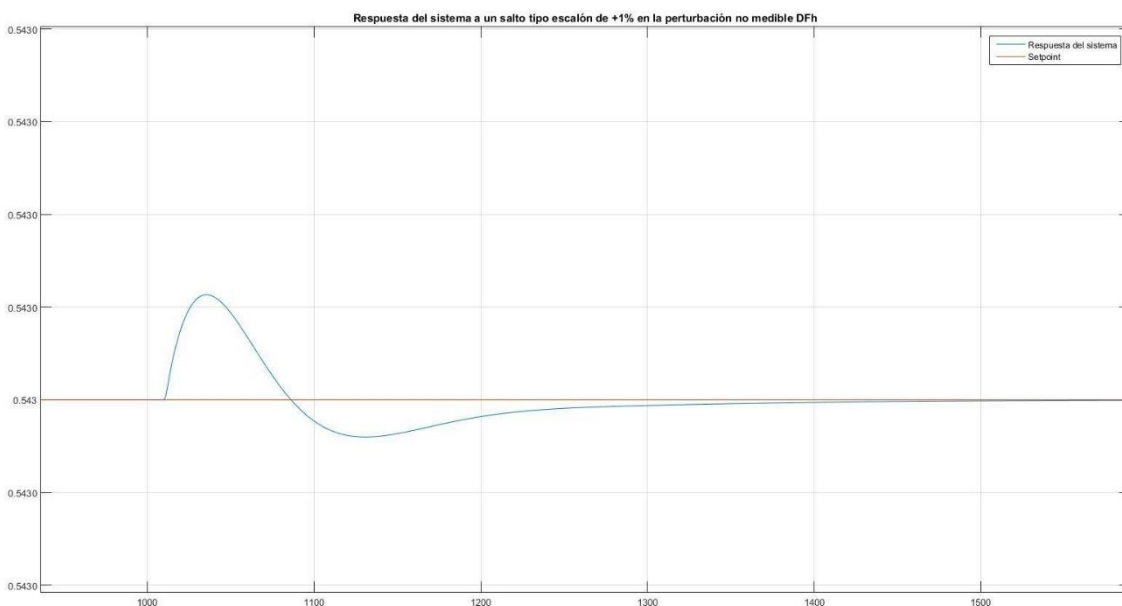


Figura 43 - RESPUESTA DEL SISTEMA A UN SALTO TIPO ESCALÓN DE +1% EN LA PERTURBACIÓN NO MEDIBLE DFh

En la *Figura 43*, si miramos detenidamente el “eje y”, podemos observar que los decimales no cambian, es decir, el desvío introducido por la perturbación se llega a corregir rápidamente. En la *Figura 33*, en donde se compara el rechazo del controlador CC y el IMC a la perturbación DFh, tampoco se llega a observar un cambio en los decimales del “eje y”. En la *Figura 44*, se puede

observar una comparación entre ambos rechazos a la perturbación no medible DFh, el del sistema en Cascada y el del sistema Válvula-Reactor.

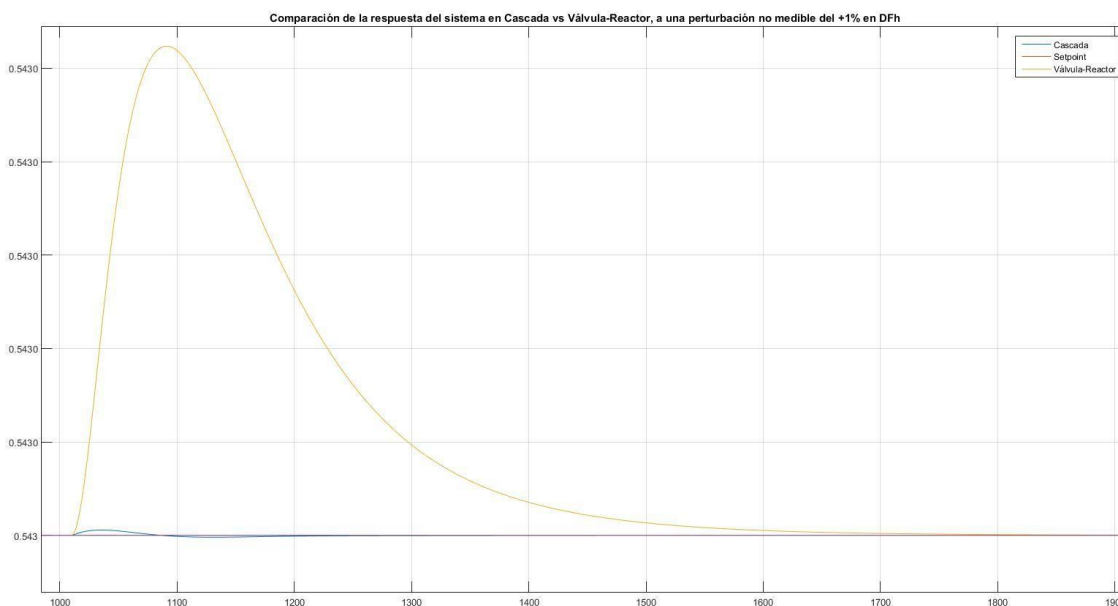


Figura 44- COMPARACIÓN DE LA RESPUESTA DEL SISTEMA EN CASCADA VS VÁLVULA-REACTOR, A UNA PERTURBACIÓN NO MEDIBLE DEL +1% EN DFh

Se llega a apreciar que, en el sistema en Cascada, la desviación del sistema del Setpoint, introducida por el efecto de una perturbación no medible en el flujo de refrigerante, llega a estabilizarse mucho más rápidamente que en el sistema sin lazo interno.

A modo comparativo, el IAE del sistema Válvula-Reactor es $14,57 \times 10^{-3}$, mientras que en el sistema en Cascada es de $0,791 \times 10^{-3}$, es decir, dos órdenes de magnitud más chico.

Conclusiones

Se puede observar a simple vista que los sistemas en cascada, a pesar de ser un poco más trabajosos y costosos en su implementación, rechazan mucho mejor las perturbaciones o desviaciones no medibles y no deseadas del punto de trabajo, debido a la acción de agentes externos.

Otra cuestión que observamos es que los controladores con un tiempo de respuesta más rápido, rechazan mejor las perturbaciones (Figuras 32 y 33) pero poseen mayor sobrevalor y puede este ser un efecto no deseado. Es aquí donde el método cascada cobra mucha importancia también.

Observamos también una limitación importante en el diseño de controladores. Es que si el sistema no tiene tiempo muerto, no se pueden calcular controladores mediante el método de Cohen-Coon ya que la ganancia debería ser infinita y, tanto τ_I como τ_D , deberían ser nulos.