

# **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**

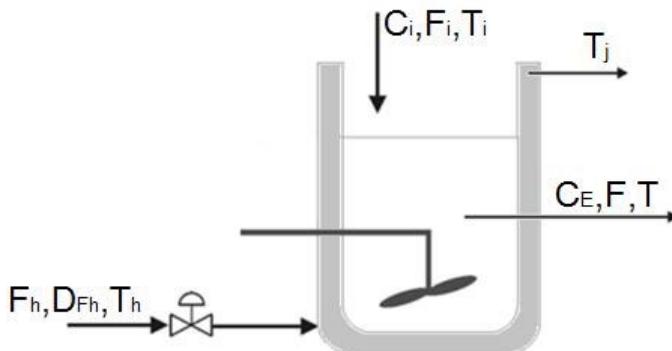
**ALUMNOS:**

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:

- $F_h$ : 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
- $F_i$ : Flujo de reactivo entrante (**perturbación medible, DV**)

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

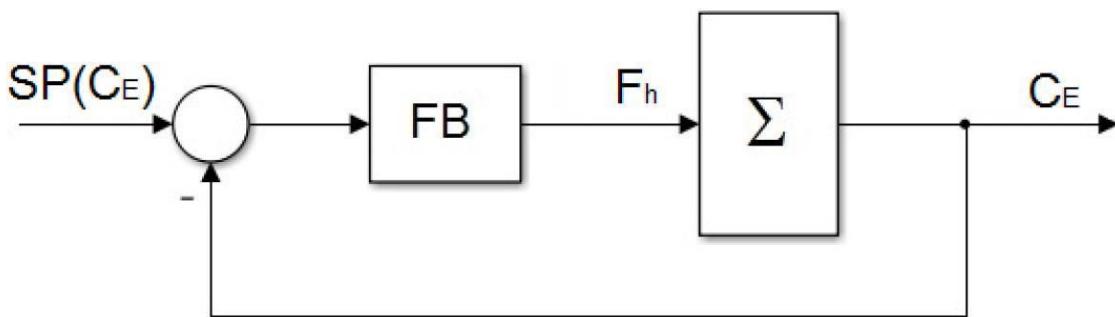
A continuación, se presenta un listado sucinto de las técnicas de control a implementar y el objetivo que las mismas persiguen.

- 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.

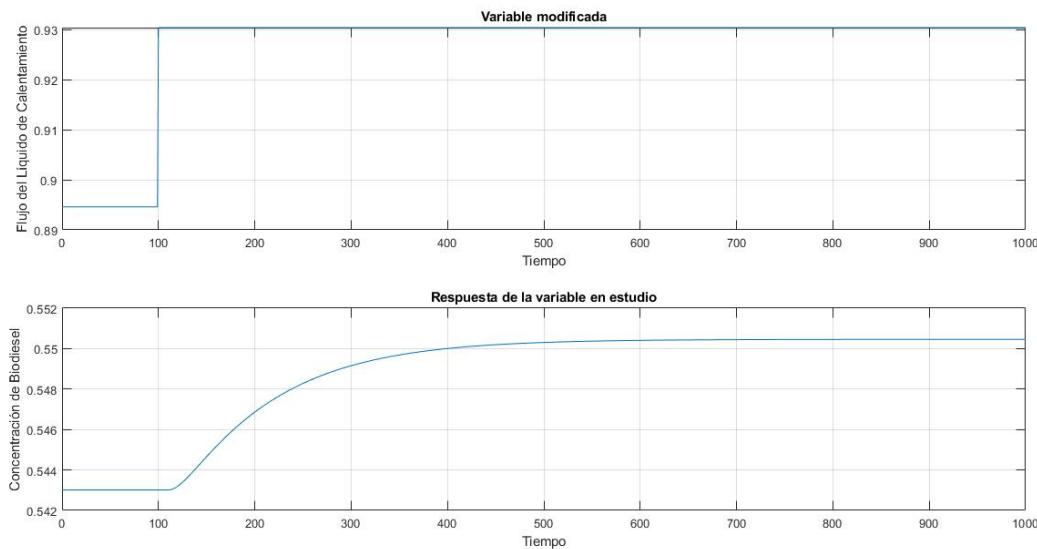


Figura 3 - ESCALÓN DEL 4% EN FH

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.

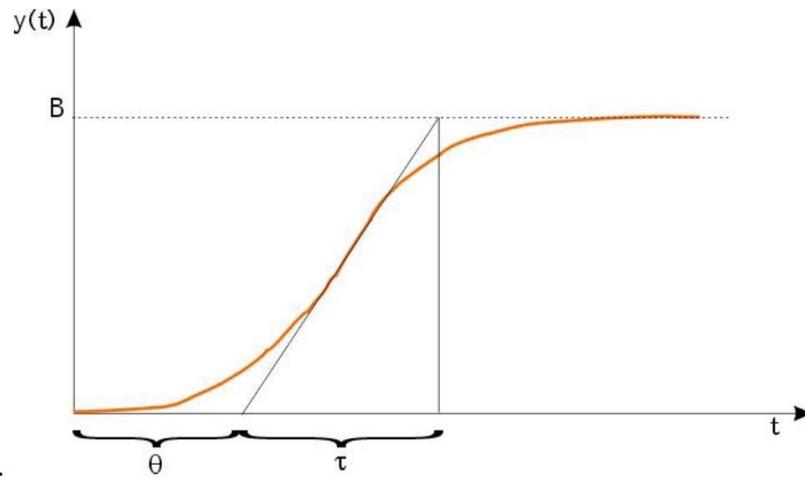


Figura 4 - RESPUESTA SIGMOIDEA GENÉRICA

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:

$\theta$  (Tiempo muerto): es la intersección con el eje tiempo de la recta tangente al punto de inflexión.

$\tau$  (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).

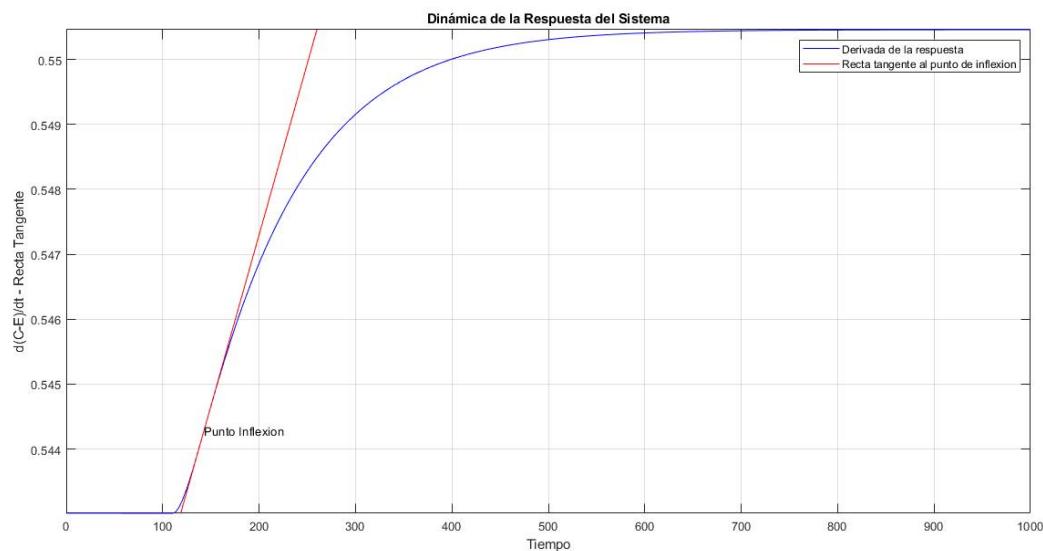


Figura 5 – RESPUESTA SIGMOIDEA DEL SISTEMA FRENTA A UNA VARIACIÓN ESCALÓN DEL 4% EN  $F_h$

Ejecutando la subrutina Cohen\_Coon.m, obtenemos la siguiente función transferencia:

$$G_p(s) = \frac{C_E(s)}{F_H(s)} = \frac{0.2081}{141.1551s + 1} e^{-18.7542}$$

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 6*

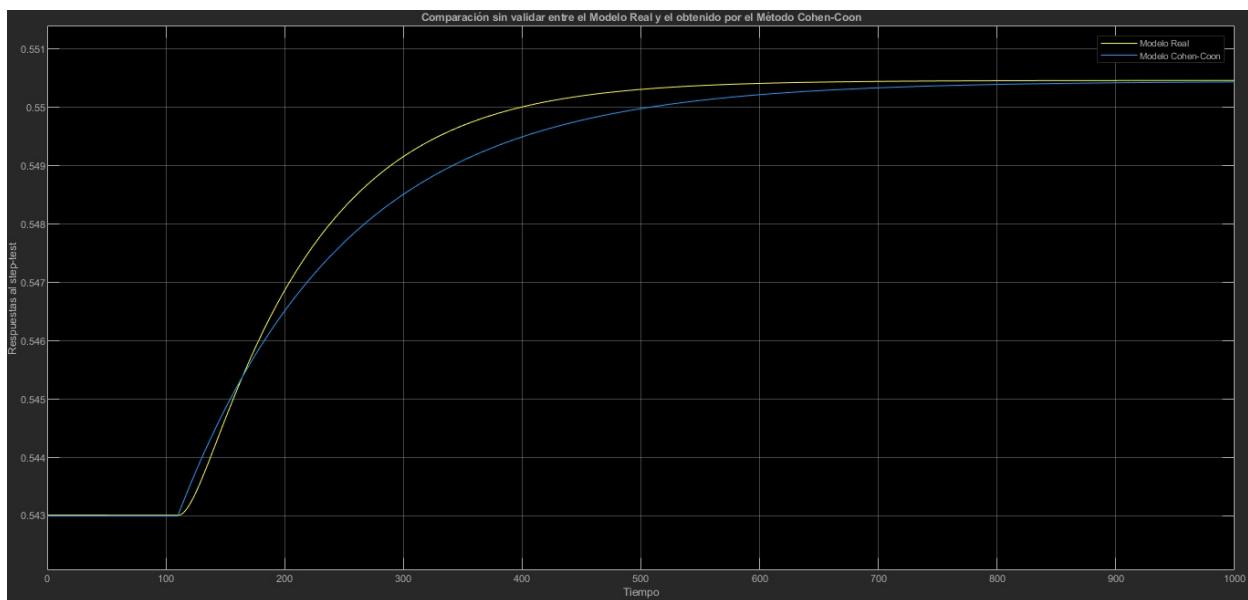


Figura 6 - REPUESTA DEL MODELO ( $G_P$ ) VS PLANTA

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:

$$G_p(s) = \frac{C_E(s)}{F_H(s)} = \frac{0.2085}{102.55s + 1} e^{-21.3}$$

Posteriormente graficamos la respuesta en la *Figura 7* comparando con la respuesta de la planta.

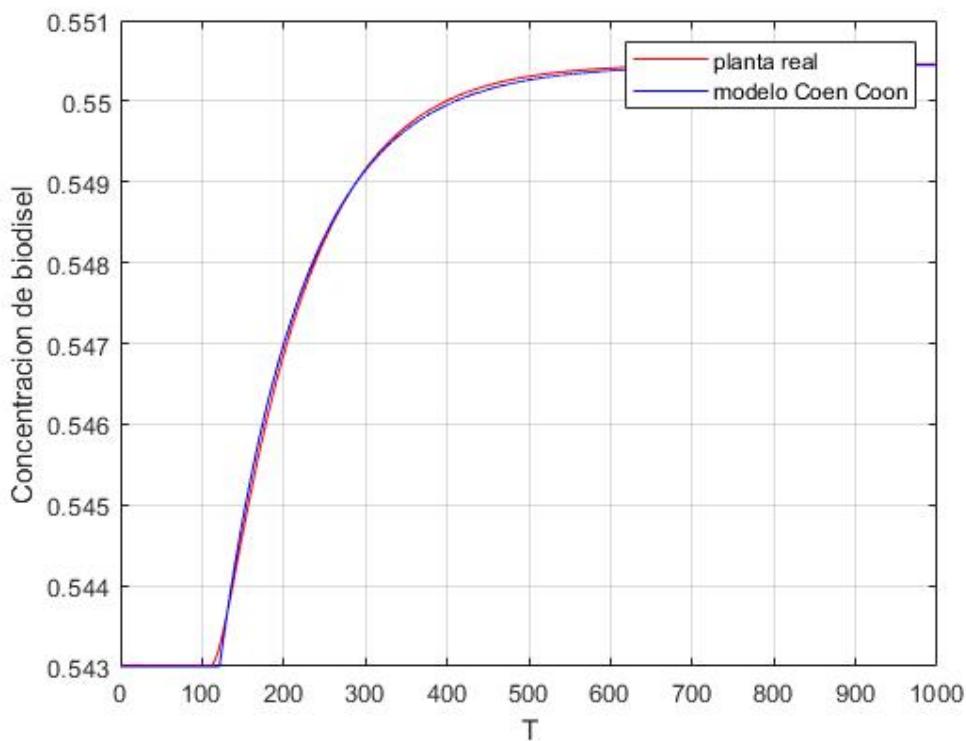


Figura 7- REPUESTA VALIDADA DEL MODELO (Gp) VS PLANTA

## 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
$K_c$	$\frac{\tau}{K\theta} \left(1 + \frac{\theta}{3\tau}\right)$	$\frac{\tau}{K\theta} \left(0.90 + \frac{\theta}{12\tau}\right)$	$\frac{\tau}{K\theta} \left(\frac{4}{3} + \frac{\theta}{4\tau}\right)$
$\tau_i$	-	$\theta \frac{30 + 3\theta/\tau}{9 + 20\theta/\tau}$	$\theta \frac{32 + 60\theta/\tau}{13 + 8\theta/\tau}$
$\tau_d$	-	-	$\theta \frac{4}{11 + 2\theta/\tau}$

Mediante la subrutina CC\_Controladores.m obtuvimos la Tabla 2 de parámetros:

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

	P	PI	PID
$K_c$	24.7340	21.2247	32.0520
$\tau_i$	-	49.5885	48.2995
$\tau_d$	-	-	7.4636
IAE	1.8379	0.8196	<b>0.5598</b>

## 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  $Pu$ .

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

TABLA 3 - AJUSTE POR MÉTODO ZIËGLER-NICHOLS

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

Para ello utilizamos el simulink “Modelo\_GuPu.mdl” y variamos su ganancia K, hasta obtener un sistema oscilante como se observa en las *Figura 8*. El valor de  $K_{CU}$  obtenido es 39.3 y el de  $P_U$  es 79.

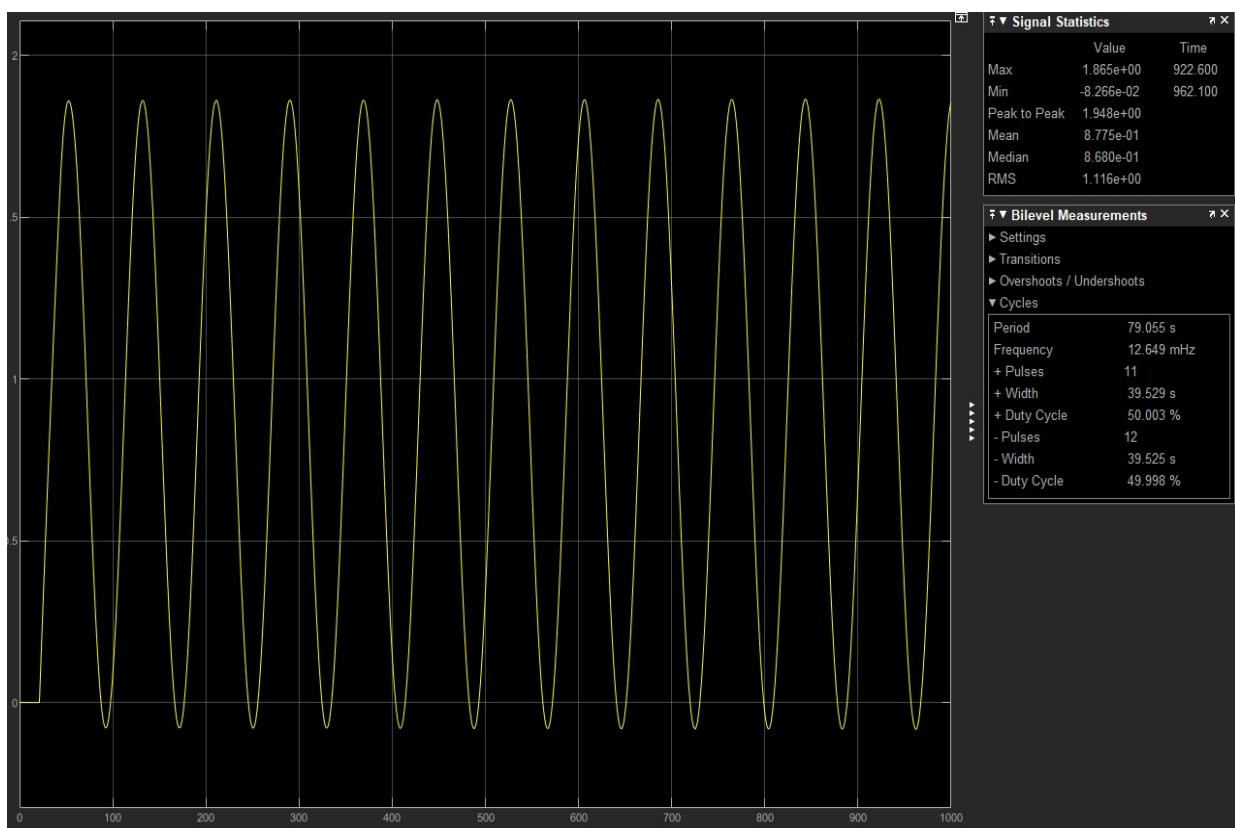


Figura 8 - RESPUESTA DEL SISTEMA PARA  $K = K_U$

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 Ziëgler–Nichols mostrados en la Tabla 4.

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

	P	PI	PID
$K_c$	19.65	17.6850	233.58
$\tau_i$	-	65.8333	39.5
$\tau_d$	-	-	9.8750
IAE	2.1671	0.6556	0.7042

## 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 9 – 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.

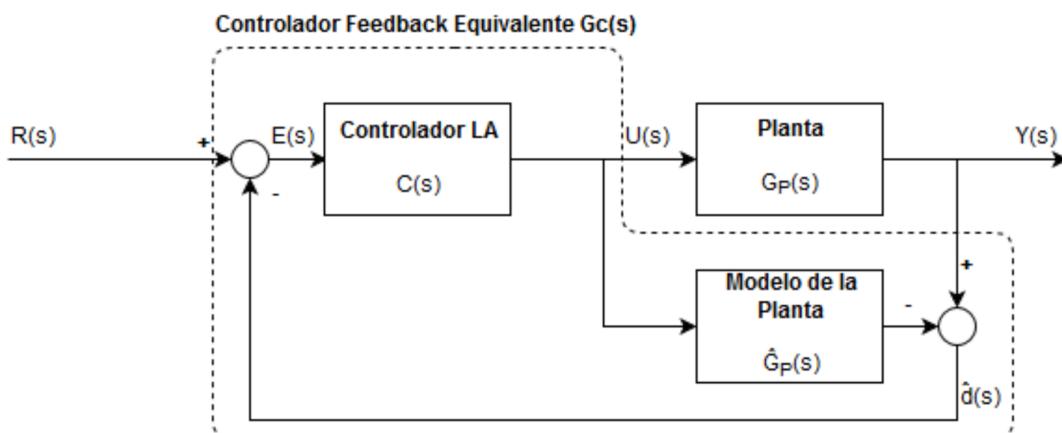


Figura 10- Fundamento del control IMC

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  $\lambda$  (parámetro ajustable del filtro) mayor a  $0.2\tau$ .

$$\lambda \geq 0.2\tau = 0.2 * 102.56 = 20.512$$

Adoptamos un valor de  $\lambda = 21$ .

TABLA 5 - AJUSTE POR MÉTODO IMC

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

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
$K_c$	23,4686	25.9056	12.8609
$\tau_i$	102.56	113.21	113.21
$\tau_d$	-	-	9.6481
IAE	0.5595	0.5605	0.5886

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

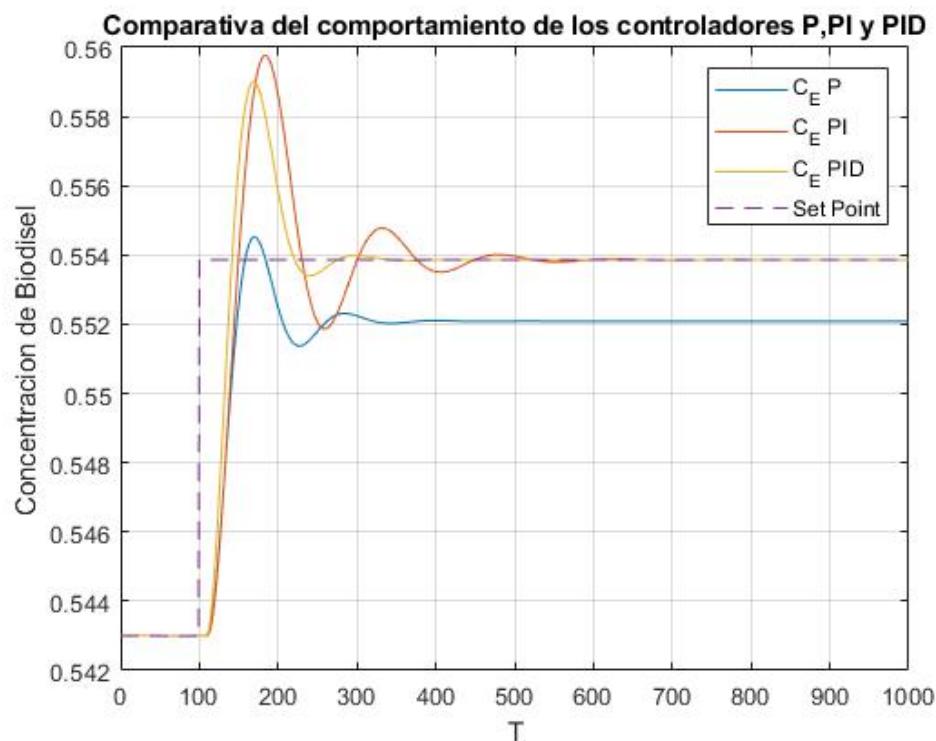


Figura 11 - COMPARACIÓN CONTROLADORES COHEN-COON

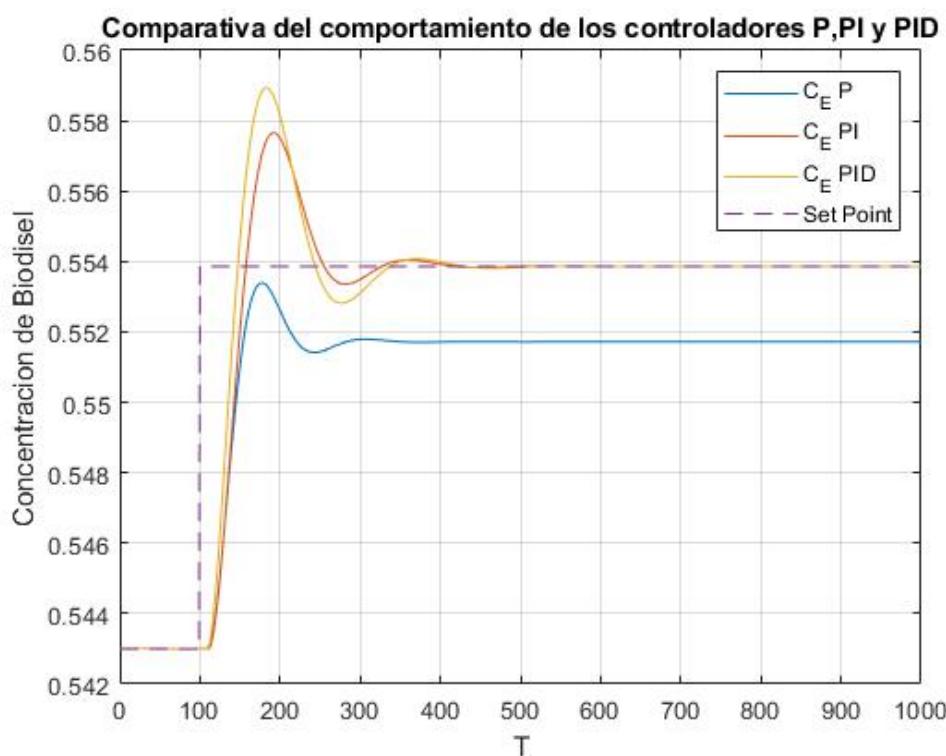


Figura 12 - COMPARACIÓN CONTROLADORES ZIEGLER-NICHOLS

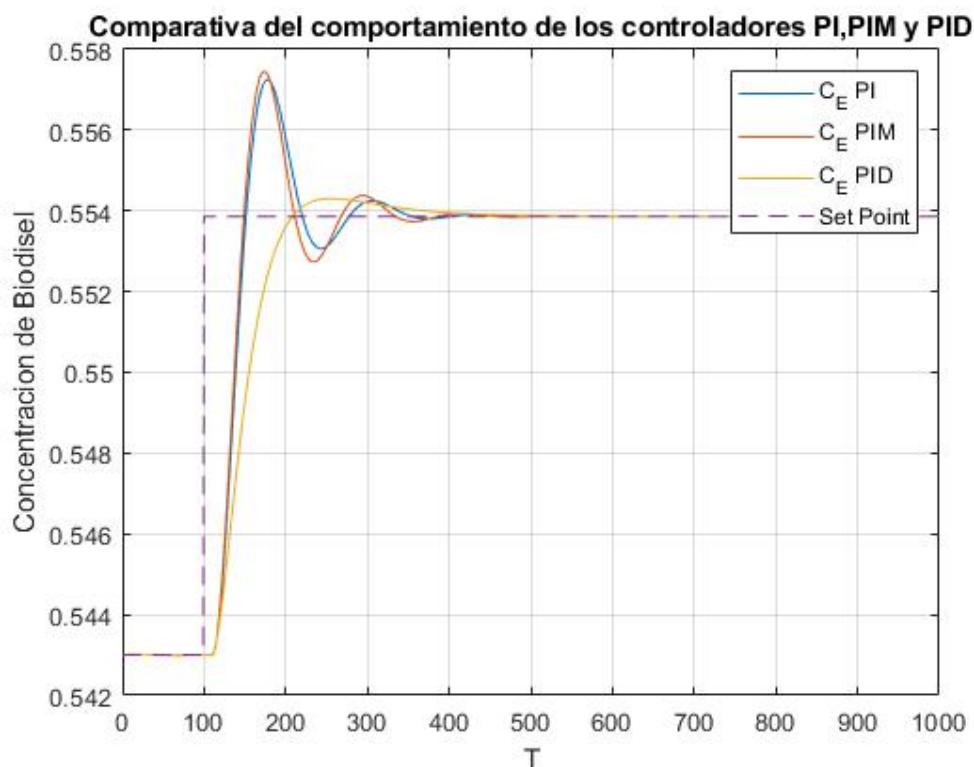


Figura 13 - COMPARACIÓN CONTROLADORES IMC

### Comparativa de IAE

Método \ Control	P	PI	PI - "Mejorado"	PID
CC	1,9319	0,7665	-	<b>0,5472</b>
ZN	2,1671	0,6556	-	0,7042
IMC	-	0,5595	0,5605	0,5886

## 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:

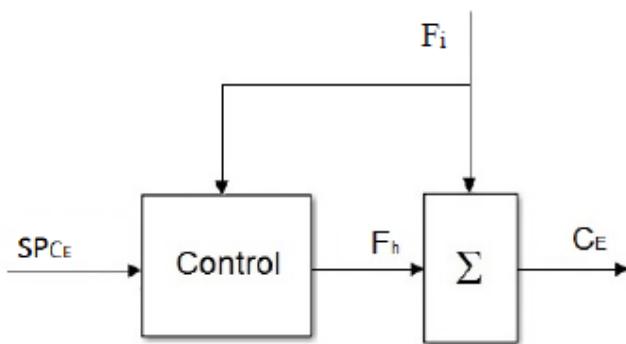


Figura 14 - ESQUEMA DE CONTROL FEEDFORWARD

La función transferencia que vincula la variable controlada  $C_E$  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  $C_E$  con la manipulada  $F_h$ .
- $G_d(s)$ : Función transferencia que vincula la variable controlada  $C_E$  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:

$$G_p(s) = \frac{K_p}{(\tau_p s + 1)} e^{-\alpha s} \quad G_d(s) = \frac{K_d}{(\tau_d s + 1)} e^{-\beta s}$$

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

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

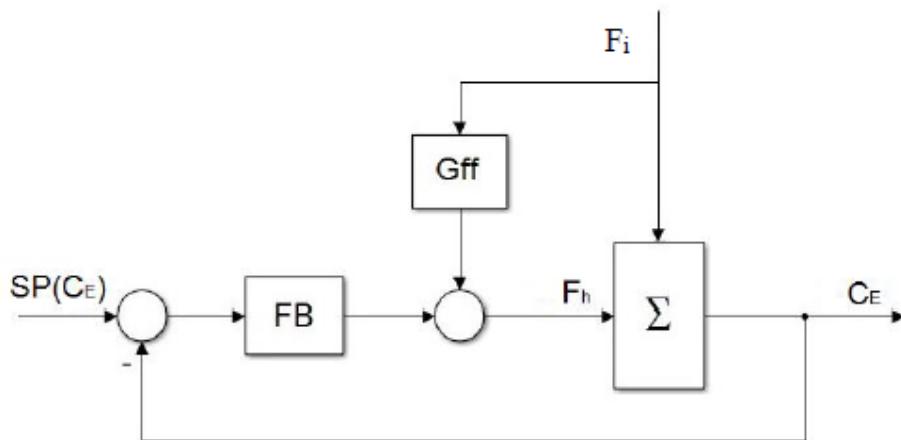
Donde:

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

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

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  $\gamma$  sea positivo, no será posible incluirlo en el diseño ya que implica un predictor que resulta físicamente irrealizable.

En la *Figura 15* se muestra la configuración habitual:



*Figura 15- 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:

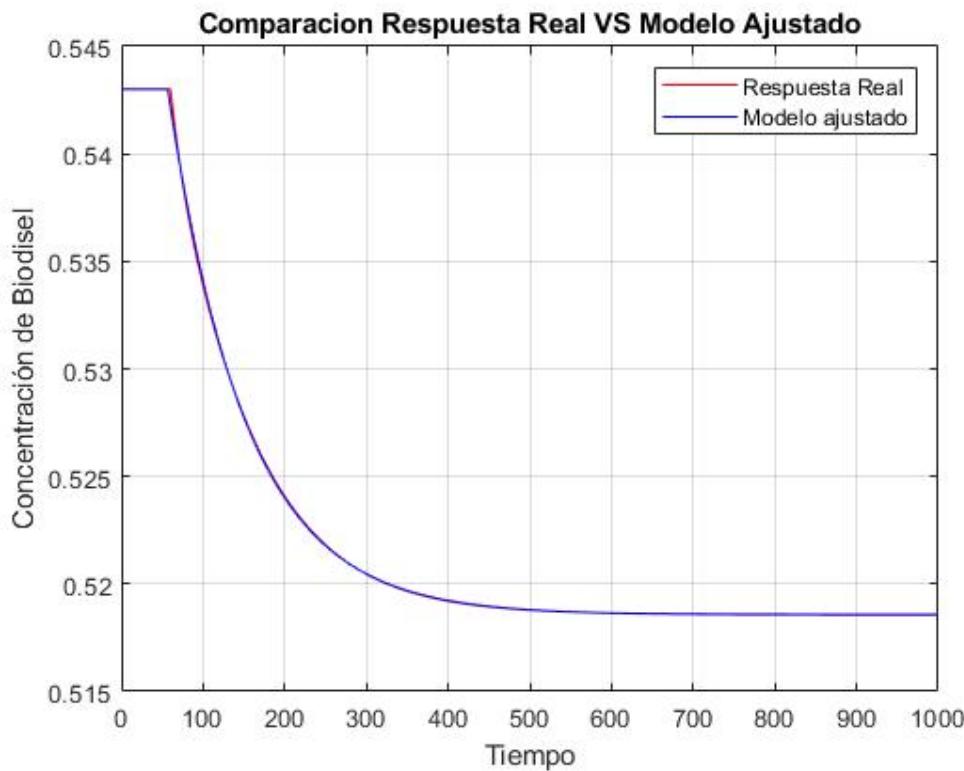


Figura 16- Comparación Respuesta de la planta VS Modelo ajustado

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 dio como resultado:

$$G_{ff}(s) = 2.9299 \frac{102.55s + 1}{95.2415s + 1} e^{14.5}$$

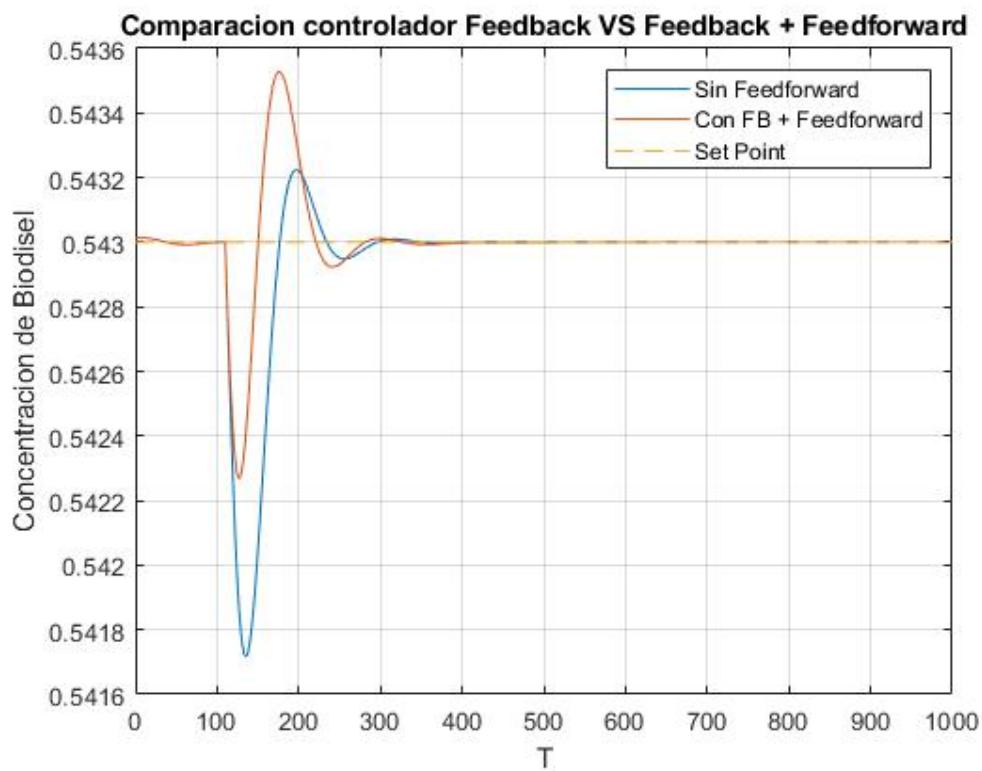
$$K_{ff} = \frac{-0.6109}{0.2085} = -2.9299$$

$$\gamma = \alpha - \beta = 21.3 - 6.8 = 14.5$$

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 17*), utilizando el mismo controlador PID como controlador Feedback.



*Figura 17 - RESPUESTA DEL SISTEMA A PERTURBACIÓN TIPO ESCALÓN EN FI DEL 1% CON Y SIN CONTROLADOR*

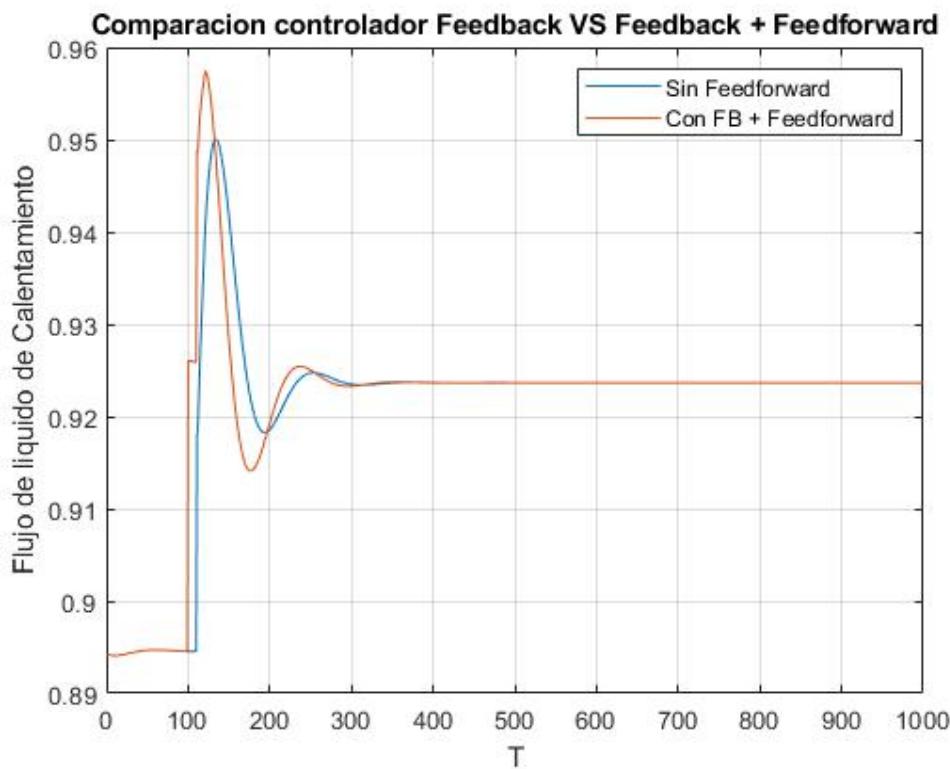


Figura 18 - COMPARACIÓN DE LA VARIABLE MANIPULADA FRENTE A LA PERTURBACION USANDO FB Y FB+FF

Se puede apreciar en la figura 18, como el controlador con Feedforward actúa en el mismo instante en el que se produce la perturbación mientras que el controlador feedback solo reacciona un poco más lento. Este aporte de corrección que provee el controlador Feedforward, si bien produce un sobre valor un poco más elevado consigue una mejora en el tiempo de respuesta del sistema proveyendo un rechazo a las perturbaciones mas robusto

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. Se puede apreciar que, si bien existe una mejora, esta no es sustancial.

	IAE
Control FB	0.0606
Control FB+FF	0.0447

A continuación, dejamos el modelo de simulink implementado:

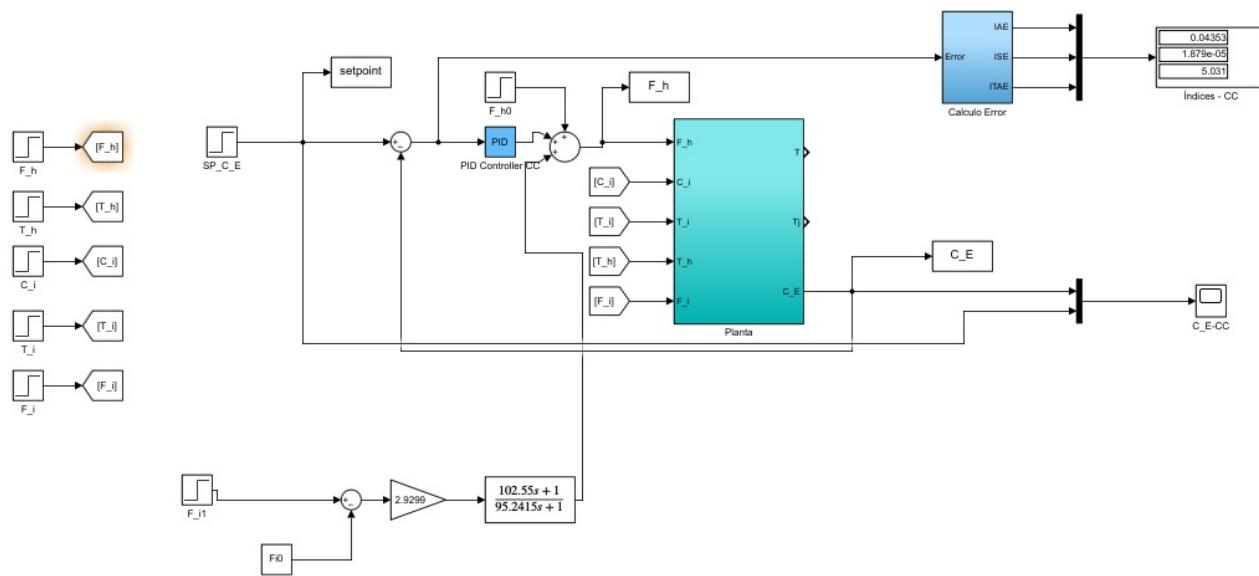


Figura 19 – Modelo Simulink controlador Feedback + Feedforward

## 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 20*.

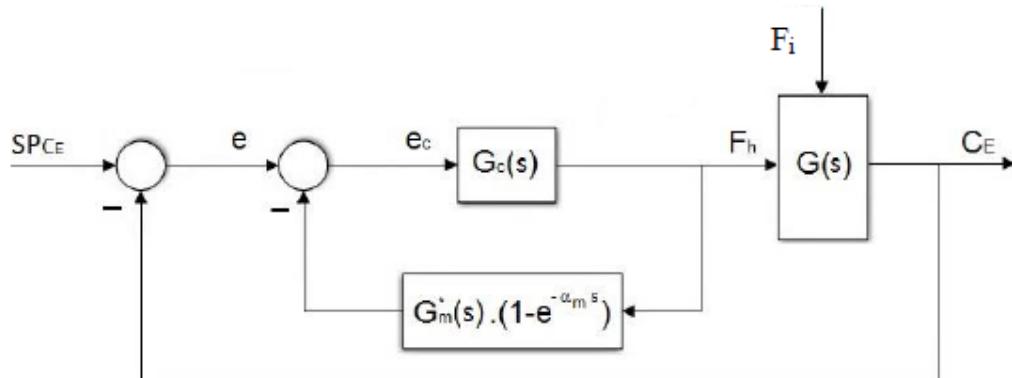


Figura 20- Esquema de compensador de tiempo muerto

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 de este, 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:

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

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 20* 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 20* es equivalente al que se puede observar en la *Figura 21*.

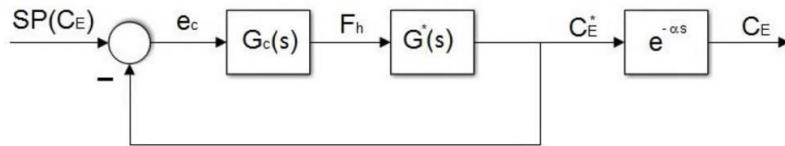


Figura 21 – Esquema de predictor Smith

donde puede verse que  $C_{E^*}$  es una predicción de  $C_E$  exactamente  $\alpha$  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  $G_p(s)$  obtenida en la parte 1 (ajustada y validada), obtenemos la función transferencia del predictor, la cual queda:

$$G_m^*(s) = \frac{0.2085}{102.55s + 1}$$

Notar que es la transferencia  $G_p$ , pero con tiempo muerto nulo.

Luego, calculamos un controlador PI para esta función transferencia mediante el método de IMC utilizando como parámetro del filtro  $\lambda=21$  y obtenemos los siguientes parámetros:

$$[K_{cPI} \quad T_{aoPI}] = [23.4213 \quad 102.5500]$$

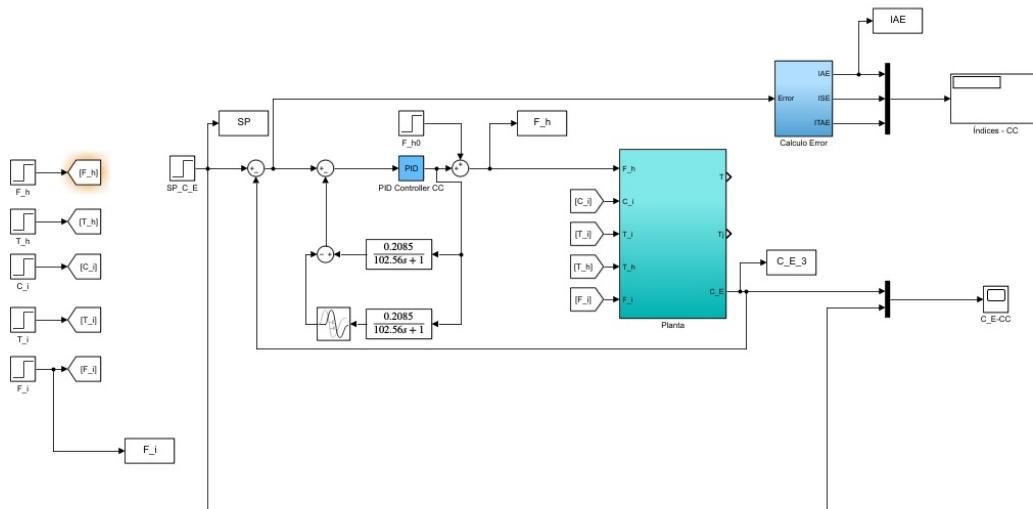


Figura 22 – SIMULINK UTILIZADO PARA IMPLEMENTAR EL PREDICTOR DE SMITH

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.

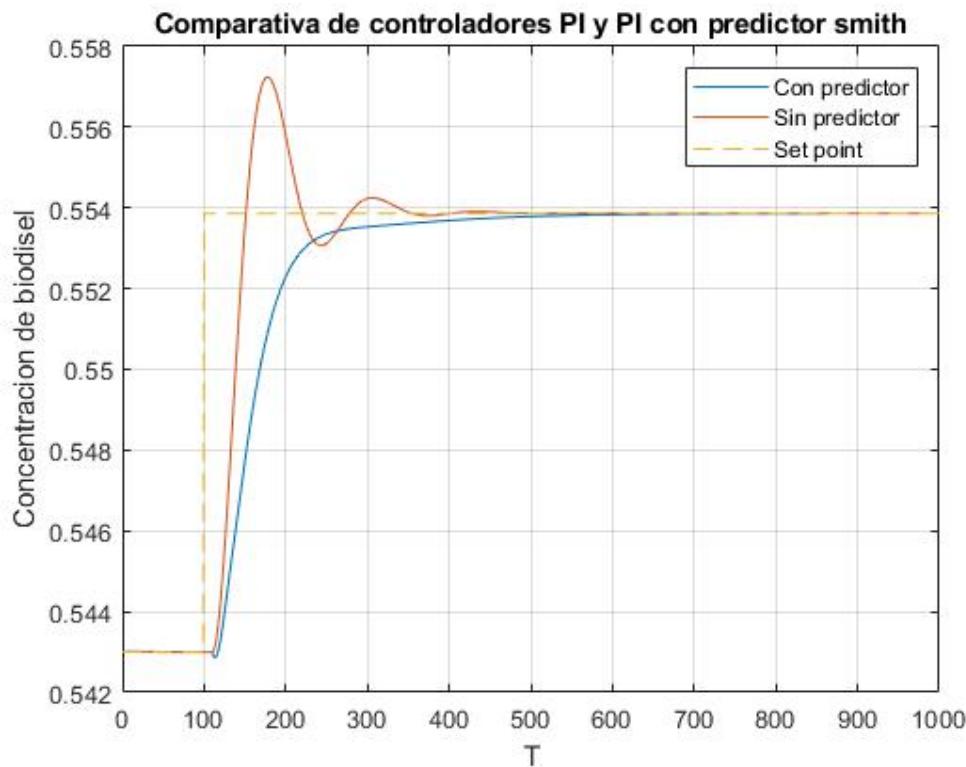


Figura 23 - COMPARACIÓN CON Y SIN PREDICTOR DE SMITH ( $K=23.425$ )

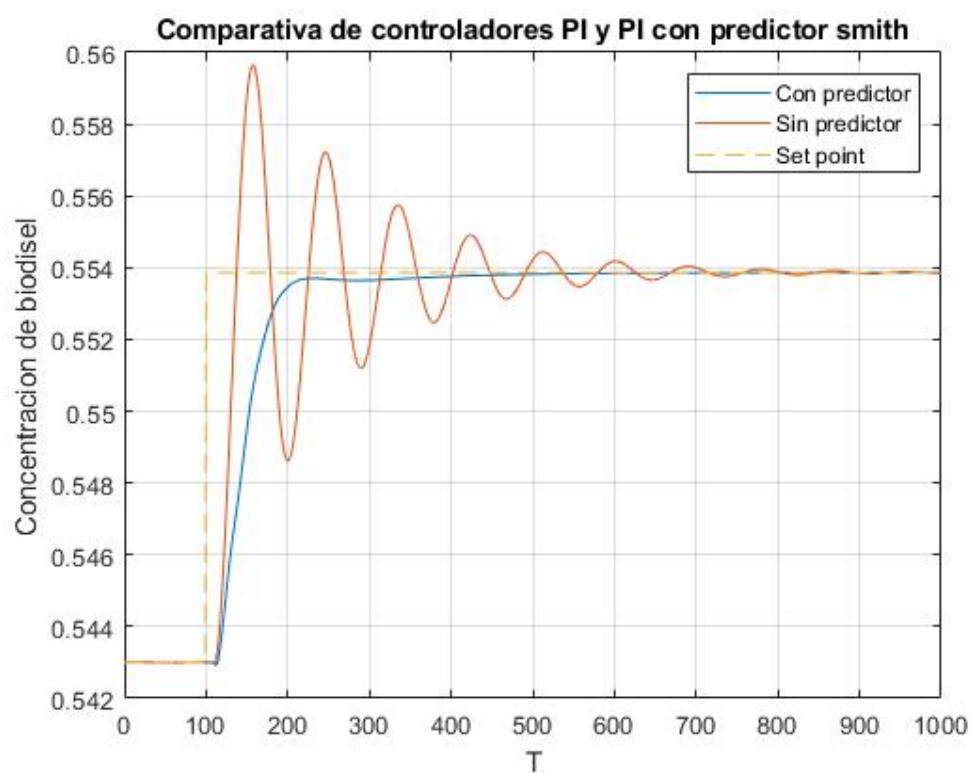


Figura 24 - COMPARACIÓN CON Y SIN PREDICTOR DE SMITH ( $K=46.85$ )

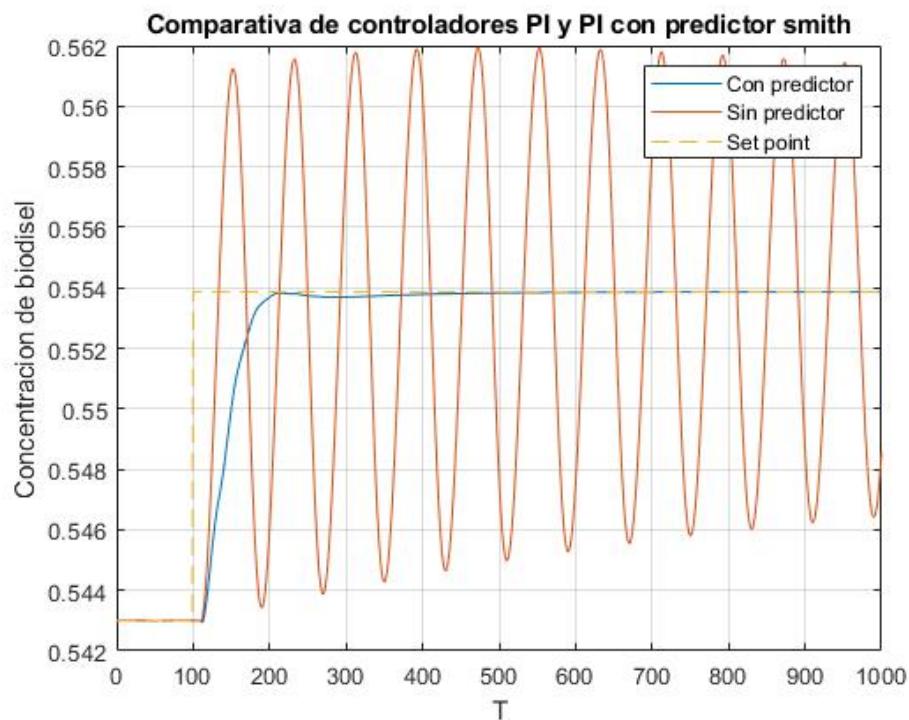


Figura 25 - COMPARACIÓN CON Y SIN PREDICTOR DE SMITH ( $K=63.2475$ )

Podemos observar en la tabla siguiente como a medida que aumentamos el K, el sistema sin predictor de Smith se vuelve, oscilante para  $K=46.85$ , e inestable para  $K=63.2475$ , 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 pasa de un amortiguamiento critico a un subamortiguado, sin llegar esta a ser agresiva, lo que conlleva a que se pueda alcanzar el valor final en un tiempo inferior, y con menor error de IAE dándonos un sistema mucho más robusto frente a cambios en la ganancia estática.

Valor de K	Con Predictor	Sin Predictor
23.4235	0.7492	0.5591
46.85	0.5634	0.9665
63.2475	0.5152	-

## 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 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.

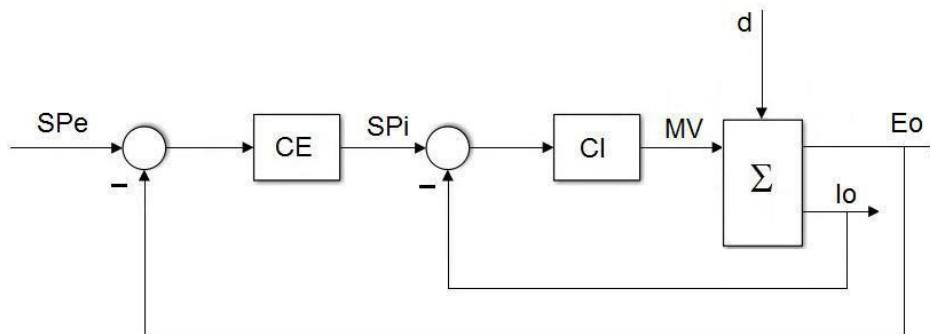
## PARTE 4

### 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  $D_{Fh}$  (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 26*.



*Figura 26 - 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  $D_{Fh}$ , 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 partitionado 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 27*.

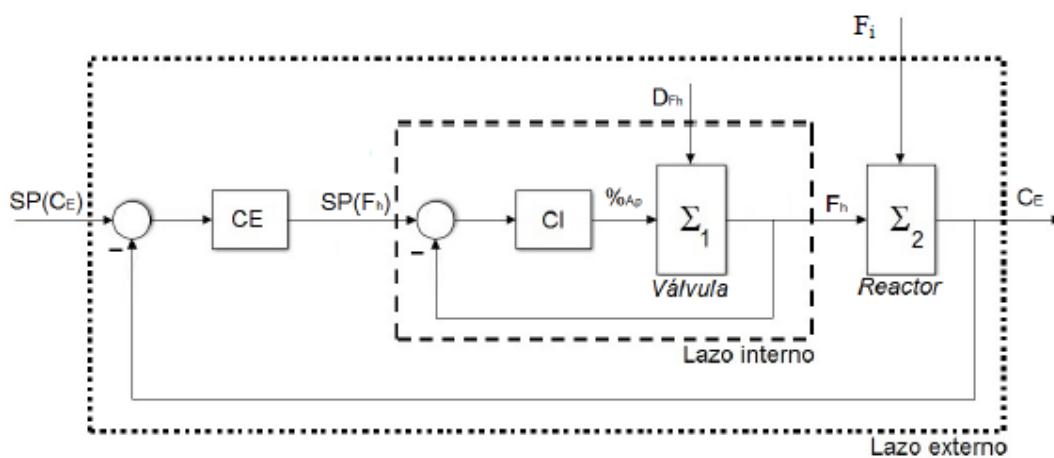


Figura 27 - LAZO EN EL ESQUEMA DE CONTROL EN CASCADA

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  $\%_{Ap}$  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 incremente,  $G1 \rightarrow 1, G2 \rightarrow 0$  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 ( $\%_{Ap}$ ), 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 del 4% al sistema Válvula +Reactor y cargando los datos obtenidos en la rutina “Cohen-Coon”, obtuvimos los parámetros del modelo aproximado del mismo.

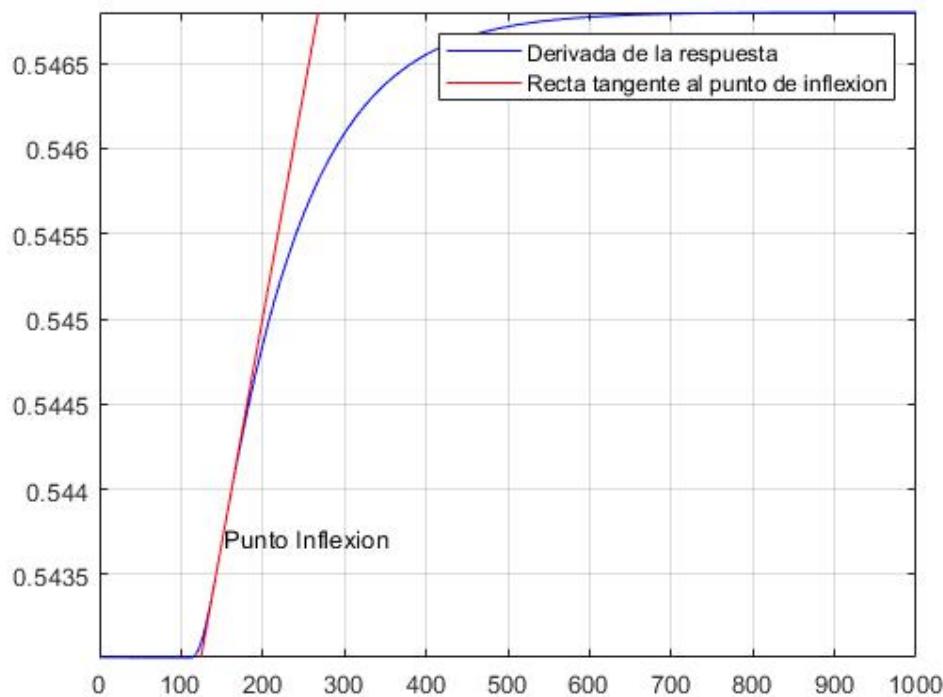


Figura 28 - RESPUESTA SIGMOIDEA DEL SISTEMA VÁLVULA-REACTOR FRENTE A UN ESCALÓN DE %Ap DEL 2%

Los parámetros resultaron  $\theta = 24.4588$ ,  $\tau = 143.4582$  y  $K = 0.0038$  resultando en la siguiente función transferencia:

$$G(s) = \frac{C_e(s)}{\%Ap(s)} = \frac{0.0038}{143.4582s + 1} e^{-24.4588s}$$

Se procedió a ajustar y validar el modelo obteniendo el siguiente resultado

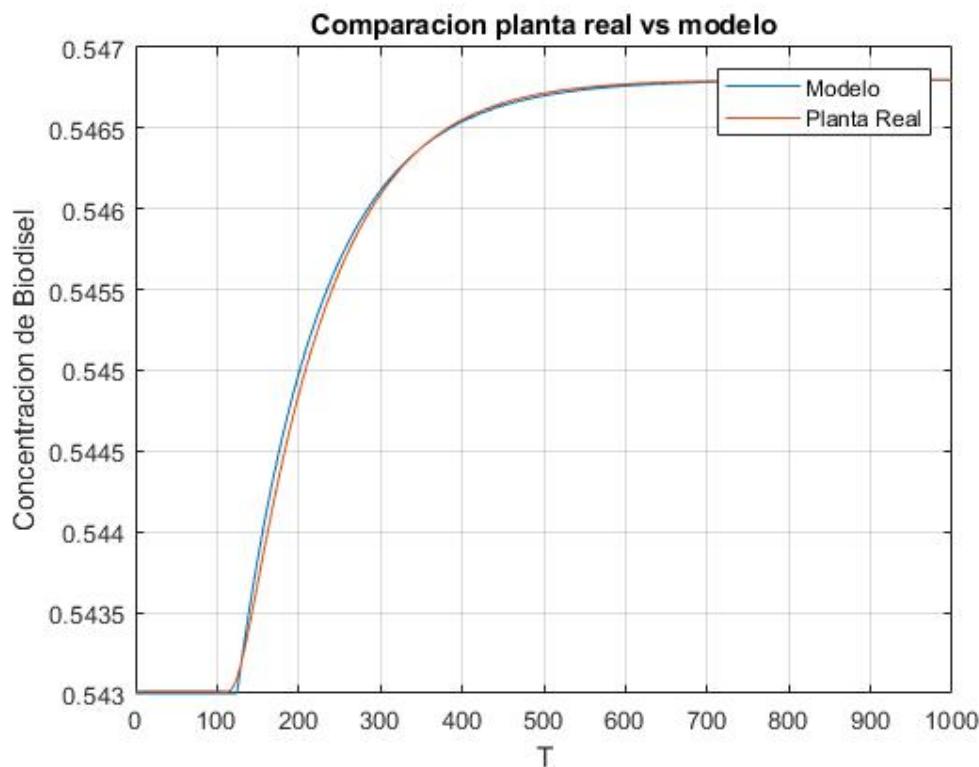


Figura 29 - COMPARACION MODELO PARÁMETROS AJUSTADAS DEL SISTEMA VÁLVULA-REACTOR

Se ajusto el modelo obteniendo una respuesta como la de la figura 29. Los valores finales quedaron:  $\theta = 24.4588$ ,  $\tau = 102.56$  y  $K = 0.0038$

$$G(s) = \frac{C_e(s)}{\%Ap(s)} = \frac{0.0038}{102.56s + 1} e^{-24.4588s}$$

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.

Se obtuvieron los siguientes parámetros de los controladores:

**Cohen-Coon:** [kc  $\tau_i$   $\tau_d$ ] = [1537 54.8489 8.5245]

**IMC:** [kc  $\tau_i$   $\tau_d$ ] = [664.5080 114.7894 10.9265]

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

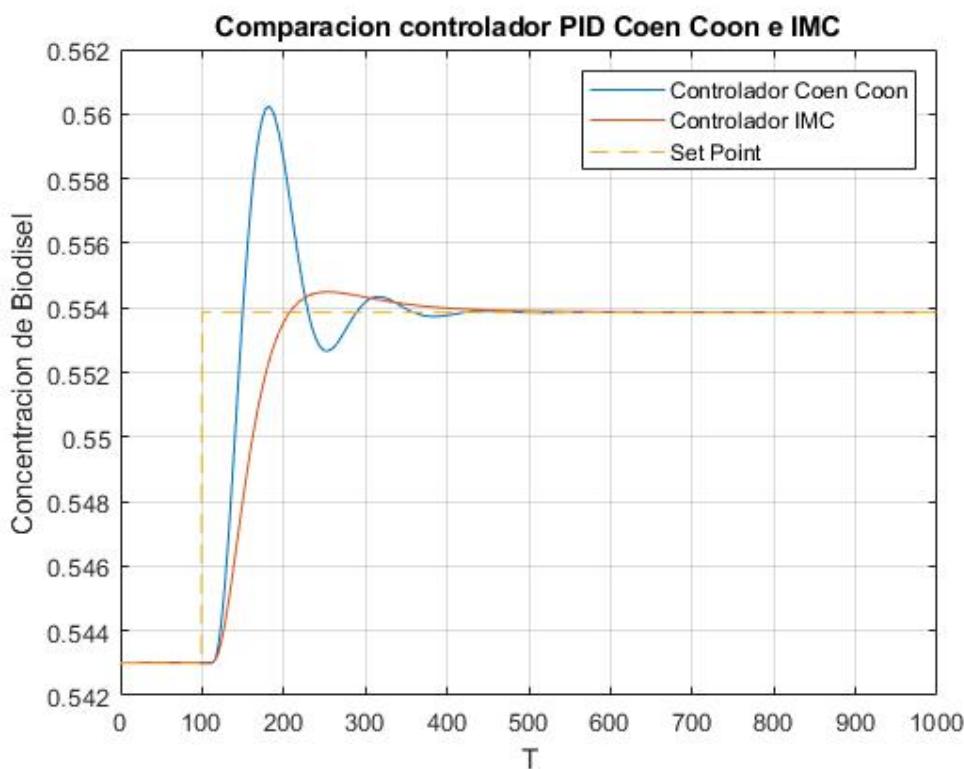


Figura 30 - COMPARACIÓN CC vs IMC

El IAE para el PID calculado mediante el método Cohen-Coon fue de 0.7662 mientras que para el calculado con el IMC fue de 0.6813.

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

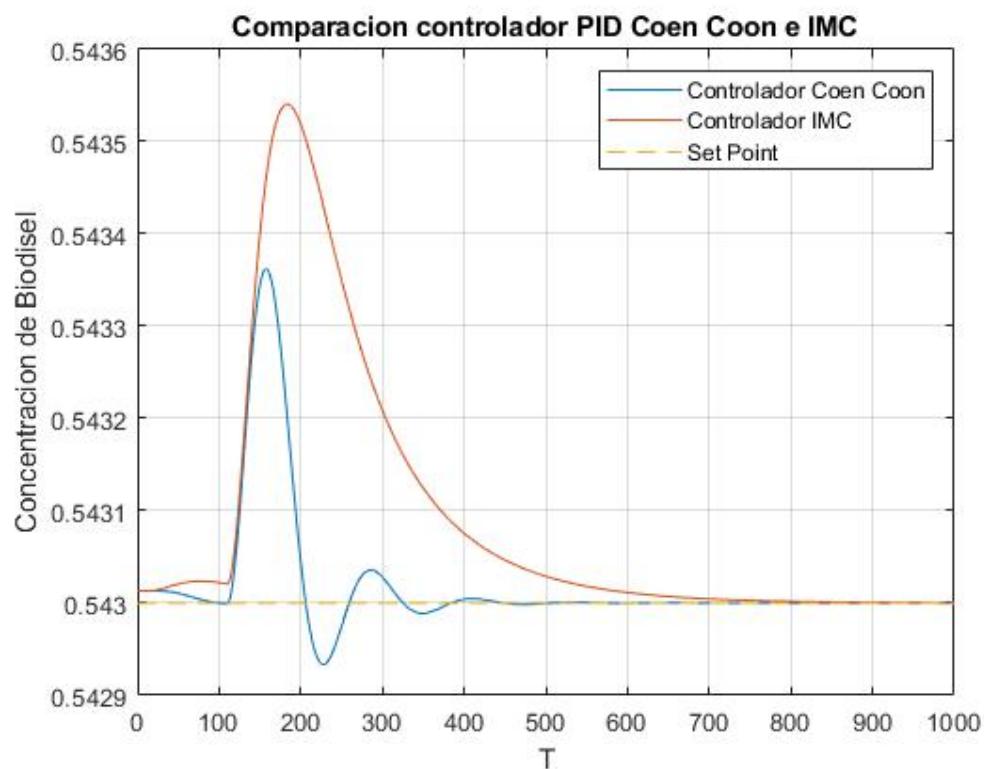


Figura 31 - COMPARACIÓN DEL RECHAZO A LA PERTURBACIÓN DFH POR CONTROLADORES COHEN-COON E IMC

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 comparado con el controlador PID obtenido por el método IMC. Dado que las perturbaciones, más adelante las vamos a eliminar con un control específico para eso y de rápida reacción, nos quedamos con el PID obtenido por el método IMC que posee un tiempo de respuesta mas lento y que va a darle margen de maniobra al controlador del inner-loop.

## 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%:

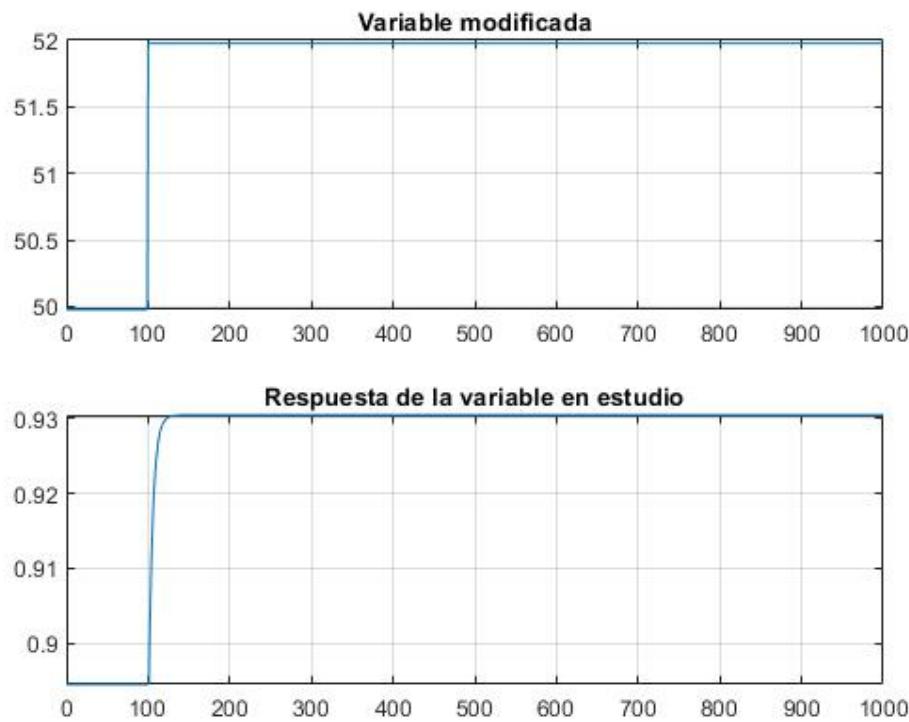


Figura 32 - RESPUESTA DE LA VÁLVULA A LA A UN CAMBIO DE AP de 4%

Luego, La función transferencia obtenida fue:

$$G(s) = \frac{F - h(s)}{\%Ap(s)} = \frac{0.0179}{5.5157s + 1} e^{-0.9990s}$$

Se procedió a comparar el sistema real con el modelado obteniéndose la evolución de la figura 33.

Como se puede apreciar , el mismo no requirió de un ajuste.

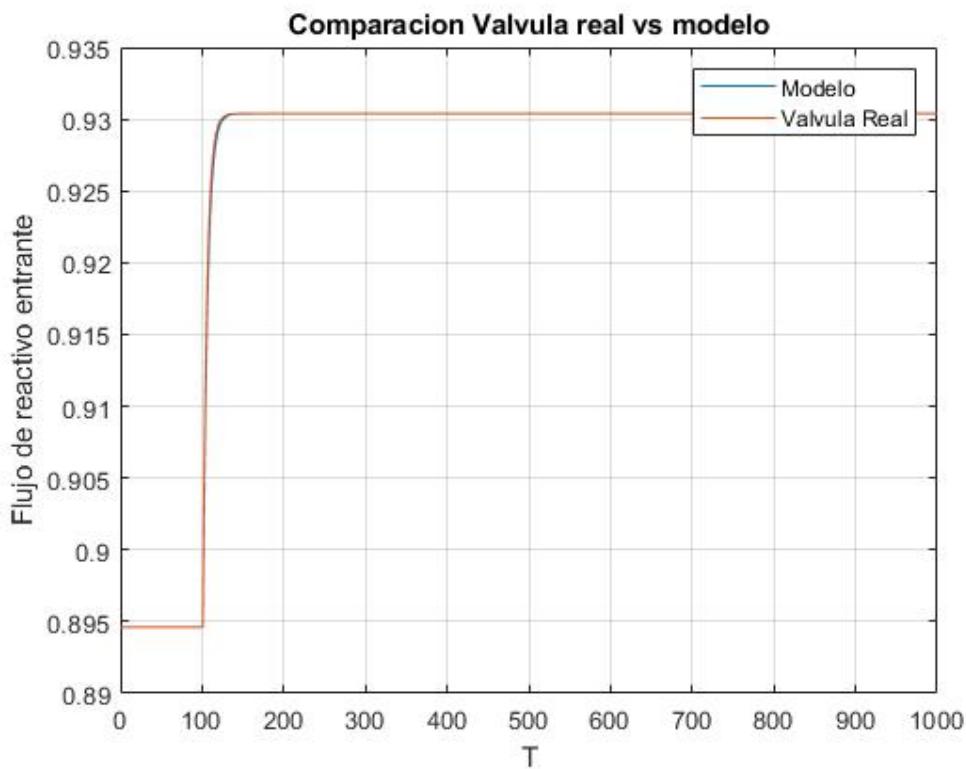


Figura 33 - RESPUESTA A UN CAMBIO DE  $F_h$  DEL 4% DE LA VÁLVULA (REAL) VS MODELO

Una vez obtenidos los parámetros del modelo, se procedió con el cálculo del controlador PI mediante el método IMC

Los valores del PI obtenidos mediante el método IMC son  $K_c = 154.0698$  y  $\tau_I = 5.5157$ .

Se ensayó para un salto del tipo escalón en  $SP(F_h)$  de +2% y luego en  $DF_h$  de +1%. Obteniéndose las siguientes evoluciones.

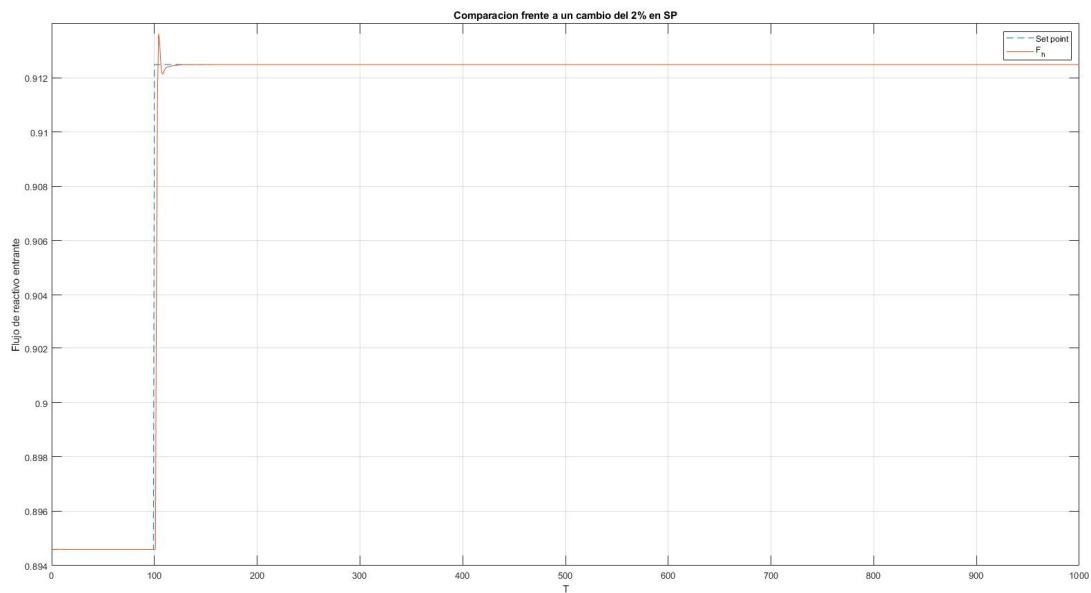


Figura 34 - RESPUESTA DEL LAZO INTERNO A CAMBIO EN SP( $F_h$ ) DE +2%

Se puede notar un sobrepico en la respuesta por lo que se decidió reducir la ganancia estática del PI obteniéndose la siguiente evolución.

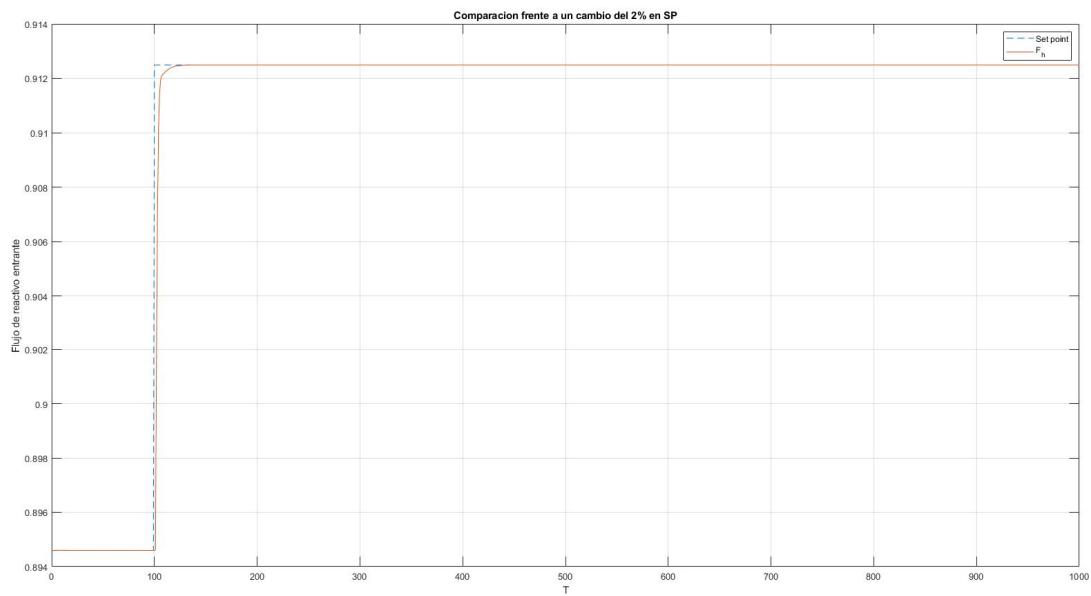


Figura 35 -MEJORA DE RESPUESTA DEL LAZO INTERNO A UN CAMBIO EN SP( $F_h$ ) DE 2%

En concreto, se llevo la ganancia del PI a  $K_{pi}=110.0698$  logrando que no se produzca un sobrevalor en la evolución.

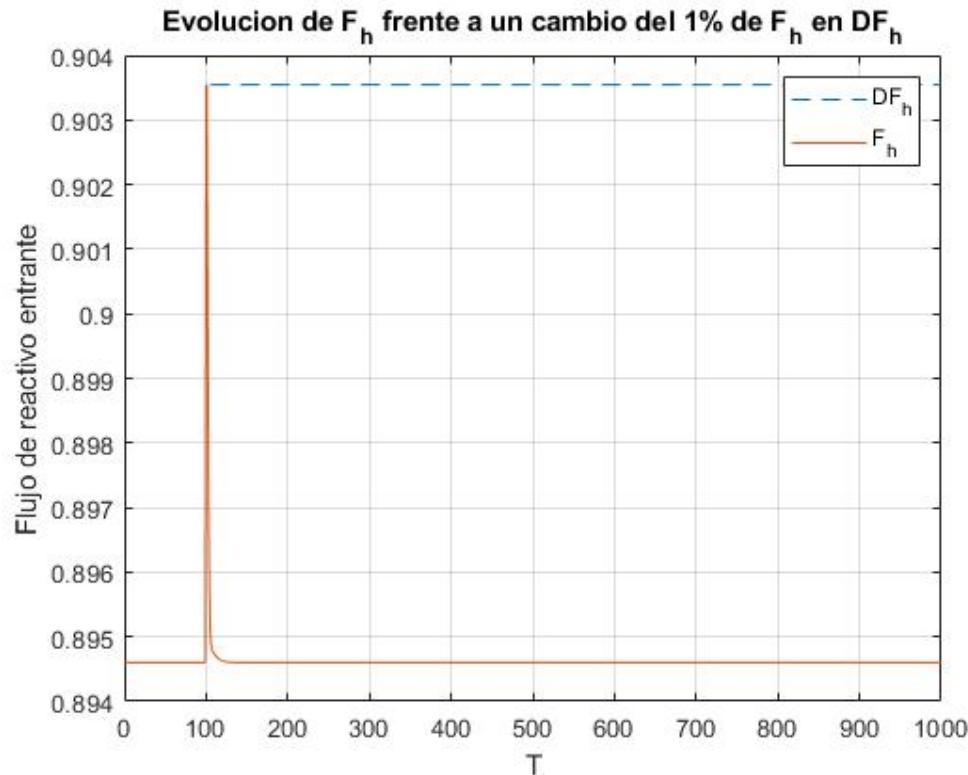


Figura 36 - RESPUESTA DEL LAZO INTERNO A UN CAMBIO EN  $DF_h$  IGUAL AL 1% de  $F_h$

Una vez obtenido el lazo interno, se procedió a hallar la transferencia entre la entrada SP( $F_h$ ) y la salida CE mediante el método Cohen-Coon utilizado anteriormente.

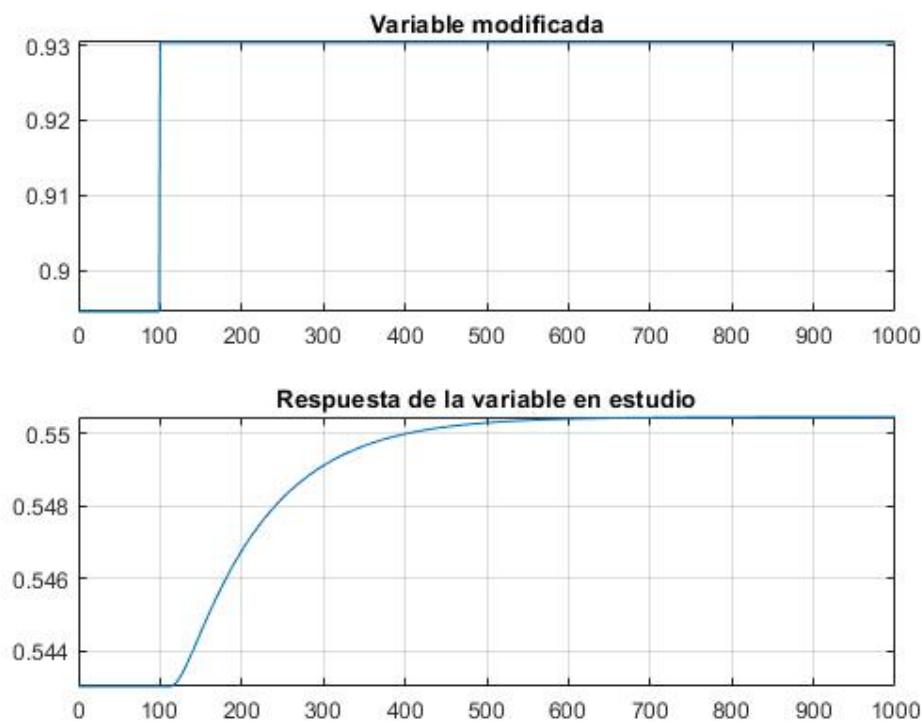


Figura 37 - VARIACION DE  $C_e$ , FRENTE A UN CAMBIO DEL TIPO ESCALON DEL 4% EN  $F_h$

Utilizando la rutina Cohen\_Coon.m obtuvimos la FT:

$$[\theta \ \tau \ K] = [21.4672 \ 141.5038 \ 0.2081]$$

Resultando en la FT que sigue:

$$G_p(s) = \frac{C_e(s)}{F_h(s)} = \frac{0.2081}{141.5038s + 1} e^{-21.4672s}$$

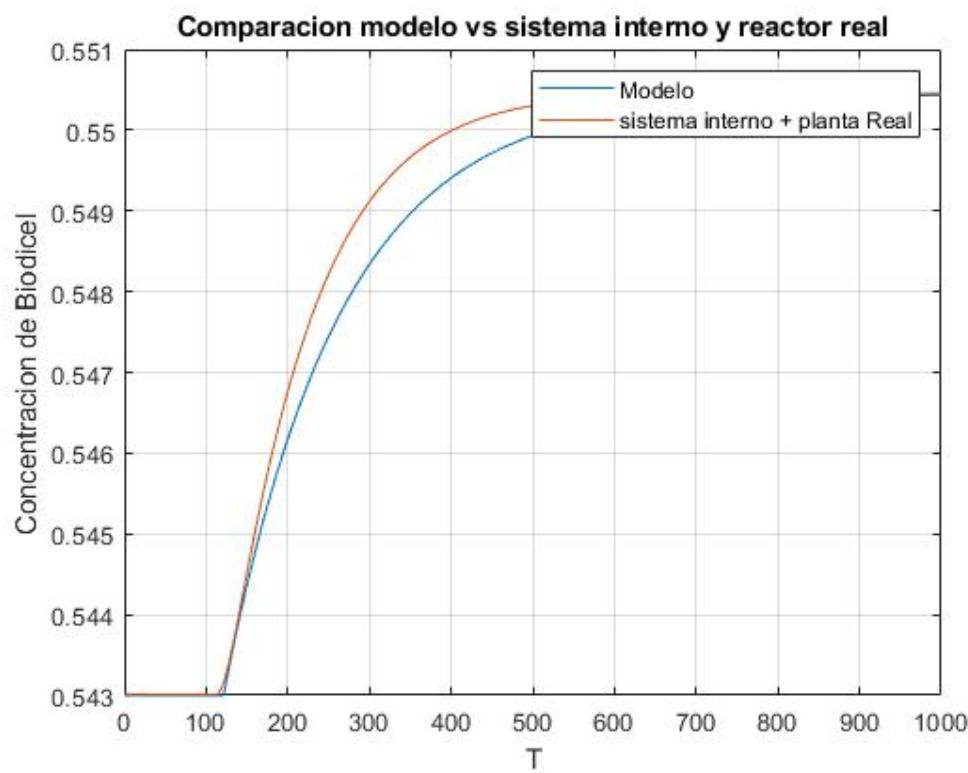


Figura 38- COMPARACIÓN DE LA RESPUESTA MODELO VS LI+PLANTA A ENTRADA ESCALON +4% EN SP(FH)

Se procedió a ajustar el modelo quedando de la forma:

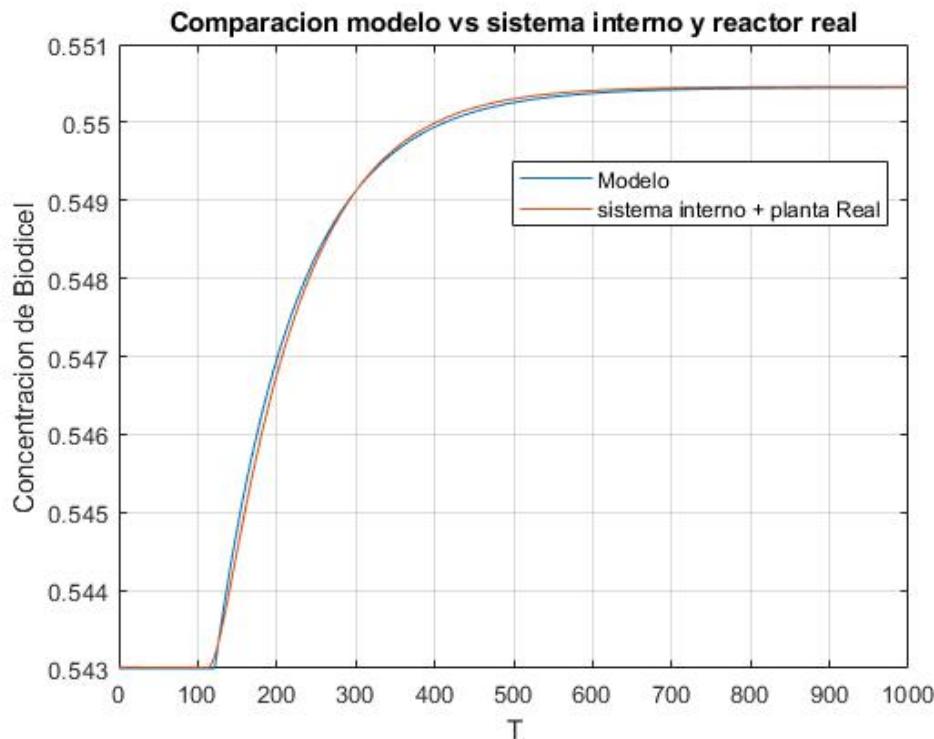


Figura 39- COMPARACIÓN DE LA RESPUESTA MODELO VS LI+PLANTA A ENTRADA ESCALON +4% EN SP(FH) VALIDADO

Y la función transferencia de la figura 39

$$G_p(s) = \frac{Ce(s)}{Fh(s)} = \frac{0.2081}{103.5038s + 1} e^{-21.4672s}$$

El próximo paso fue calcular el controlador PID para el nuevo sistema “LI+Planta”. Utilizando el método IMC, obtuvimos los parámetros siguientes:  $K_c = 12.6292$  y  $\tau_I = 114.2374$  y  $\tau_d = 9.7251$  utilizando un lambda igual a 22 como parámetro del filtro.

El diagrama de bloques de todo el diseño en cascada, es el mostrado en la Figura 40.

Luego se procedió a ensayar el esquema completo, para:

1. Un salto del tipo escalón de +2% en el setpoint (*Figura 41*)
2. Un salto tipo escalón de +1 en la perturbación DFh (*Figura 42*)

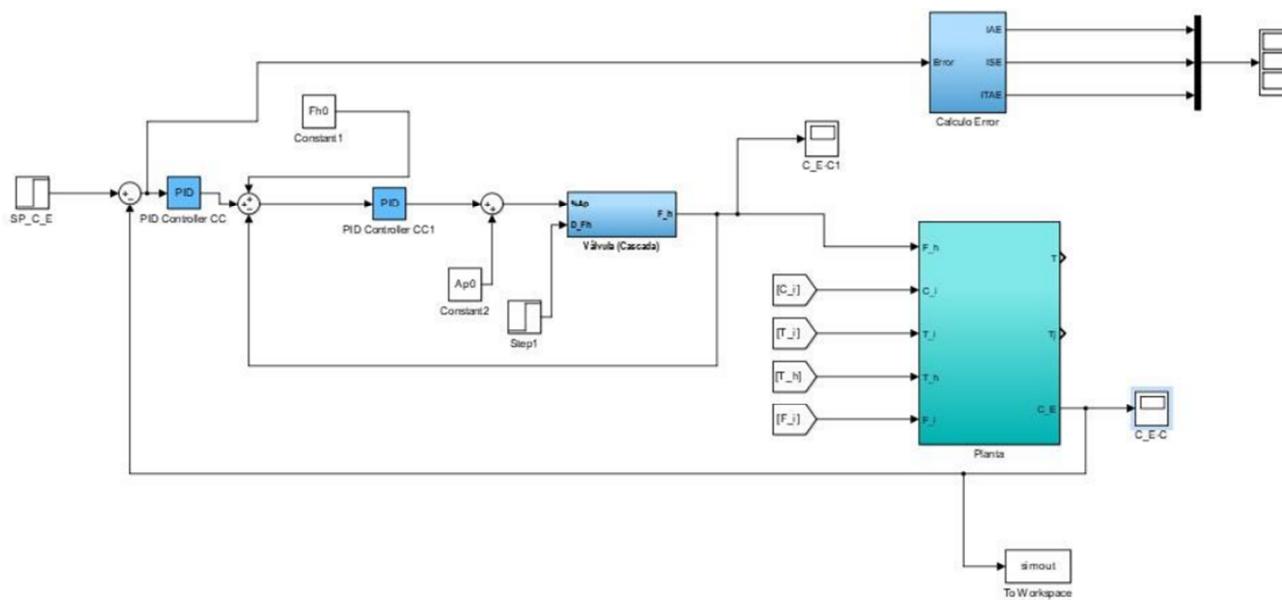


Figura 40 - DIAGRAMA DEL DISEÑO EN CASCADA COMPLETO

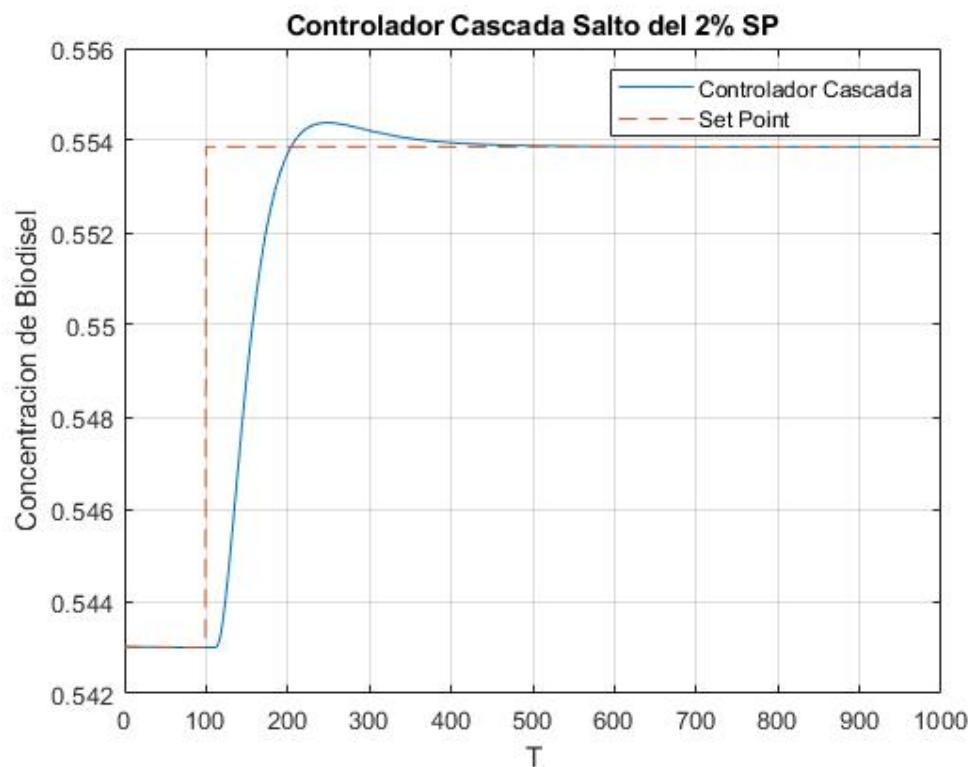


Figura 41 - RESPUESTA DEL SISTEMA A UN SALTO TIPO ESCALÓN DE +2% EN EL SETPOINT

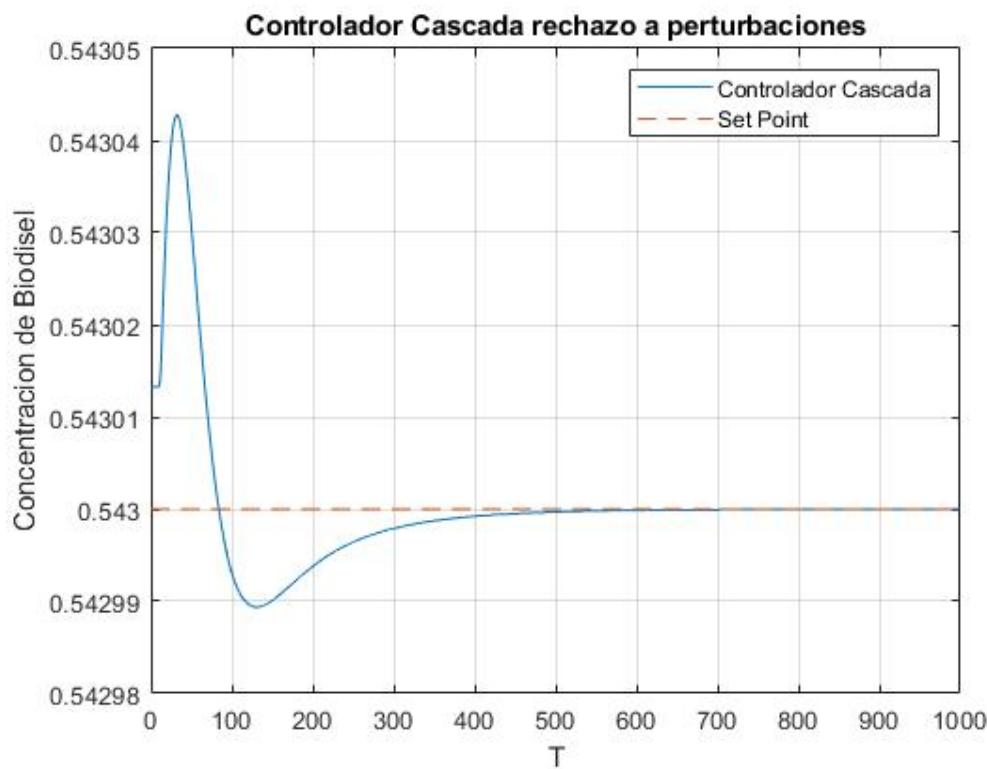


Figura 42 - RESPUESTA DEL SISTEMA A UN SALTO TIPO ESCALÓN DE +1% EN LA PERTURBACIÓN NO MEDIBLE DFH

En la *Figura 42*, 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 31*, 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 443*, 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.

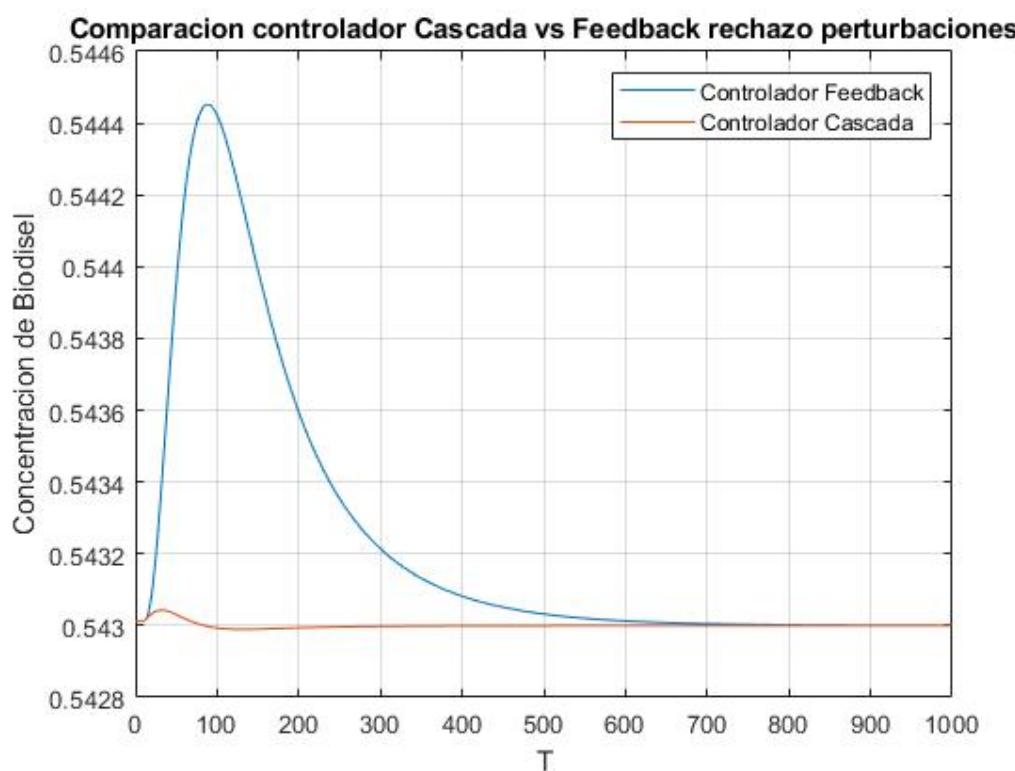


Figura 43- COMPARACIÓN DE LA RESPUESTA DEL SISTEMA EN CASCADA VS VÁLVULA-REACTOR, A UNA PERTURBACIÓN NO MEDIBLE DEL +1% EN DFH

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 líquido de calentamiento, llega a estabilizarse mucho más rápidamente que en el sistema sin lazo interno.

A modo comparativo, el IAE del sistema Válvula-Reactor es 0.2414, mientras que en el sistema en Cascada es de 0.0035, 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 30 y 31*) 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  $\tau_I$  como  $\tau_D$ , deberían ser nulos.