

Control robusto multivariable de un ciclo de refrigeración

José A. Alfaya, Guillermo Bejarano, Manuel G. Ortega, Francisco R. Rubio
Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Universidad de Sevilla
{jalonso9, gbejarano, mortega, rubio}@us.es

Resumen

Este artículo describe el análisis y control de un ciclo de refrigeración de una etapa, en el que dos variables de proceso son controladas simultáneamente: la temperatura de salida del fluido secundario del evaporador y el grado de sobrecalentamiento del refrigerante a la salida del evaporador. La velocidad de giro del compresor y la apertura de la válvula de expansión son utilizadas como variables de control; por tanto, se trata de un proceso MIMO. Se identifica el sistema en varios puntos de operación y se propone un controlador robusto multivariable H_∞ basado en el Problema de Sensibilidad Mixta S/KS/T. Se incluyen resultados de simulación del controlador robusto en comparación con un controlador PID descentralizado, observando el mejor desempeño del controlador H_∞ y la coherencia de los resultados con las especificaciones de diseño.

Palabras clave: Sistemas de refrigeración, Ciclo de compresión de vapor, Control robusto, Problema de Sensibilidad Mixta H_∞ .

1. INTRODUCCIÓN

El sistema de compresión de vapor, véase la Figura 1, es el método más utilizado a nivel mundial para la generación de frío, ya sea para aplicaciones en refrigeración doméstica, comercial, industrial o climatización [15]. La refrigeración supone un alto porcentaje del consumo energético y su impacto económico y medioambiental está bien caracterizado. Por ejemplo, los supermercados constituyen uno de los mayores consumidores del sector energético. Un supermercado típico consume entre 2 y 3 millones de kWh anualmente [1], y en torno al 50 % de esta energía se consume en los procesos de refrigeración. En el caso de edificios de oficinas se ha estimado que el consumo debido al uso de sistemas de acondicionamiento de aire o HVAC (del inglés Heating, Ventilating, and Air Conditioning) está en torno al 20-40 % del consumo de energía total en países desarrollados [14]. Debido a la escasez de los diferentes tipos de energía, el ahorro de la misma se convierte en un aspecto ca-

da vez más urgente de abordar, y en este proceso el desempeño real del controlador juega un papel central.

Como se observa en la Figura 1, un ciclo de refrigeración está formado por un compresor de velocidad variable, una válvula de expansión electrónica y dos intercambiadores de calor (evaporador y condensador). Se extrae energía del recinto a refrigerar (en concreto del fluido secundario en el evaporador) mediante el paso del refrigerante por el mismo y se aporta energía al fluido secundario en el condensador. El principal objetivo del control es mantener la temperatura del recinto a refrigerar en el punto deseado, lo que se refleja en una determinada referencia para la temperatura de salida del fluido secundario del evaporador ($T_{out,sec,e}$). Como objetivo secundario se pretende producir la potencia frigorífica con el máximo coeficiente de comportamiento (COP), lo que se suele reflejar en una referencia para el grado de sobrecalentamiento del refrigerante a la salida del evaporador (TSH). Las acciones de control son la velocidad de giro del compresor N y la apertura de la válvula de expansión A_v , mientras que los caudales de los fluidos secundarios y sus temperaturas de entrada actúan como perturbaciones al sistema, tal como se observa en la Figura 2.

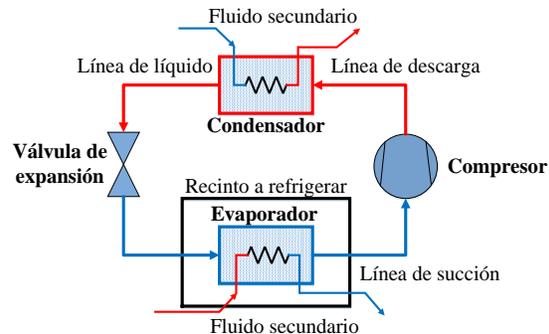


Figura 1: Sistema de refrigeración por compresión

La dificultad de controlar este tipo de proceso reside en las altas inercias térmicas, los tiempos muertos, el alto acoplamiento de las variables del sistema y su carácter fuertemente no lineal.

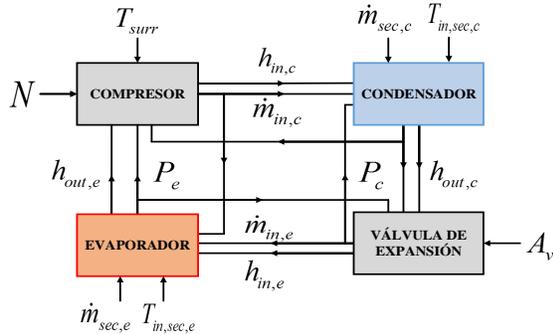


Figura 2: Esquema de las variables de entrada y salida a cada elemento y al ciclo de refrigeración

Las técnicas lineales de control más utilizadas en la literatura son el control descentralizado [10], [24], [23], el control multivariable por desacoplo [21], control LQG [19], [20], [6], control predictivo [16], [5], [18], [17] y control robusto H_∞ [8].

Marchinichen *et al.* [10] han estudiado el uso de una estrategia *SISO* dual para el control simultáneo de la velocidad de giro del compresor N y la apertura de la válvula A_v , en concreto mediante controladores PI. El emparejamiento más utilizado es el de controlar TSH con A_v y $T_{out,sec,e}$ mediante N . Jiangjiang *et al.* [24] implementan un controlador híbrido PID-Redes Neuronales, en el cual la red neuronal ajusta *online* los parámetros de los PID. Por su parte, Underwood [23] propone una estrategia de control desacoplado en la que los controladores PID se ajustan de forma conjunta utilizando técnicas de optimización.

En cuanto a la estrategia de control robusto, Larsen *et al.* [8] diseñan un controlador *MIMO* H_∞ que resuelve el problema *S/KS* en el cual se tiene en cuenta que, para su sistema, el acoplamiento entre la temperatura de salida del fluido secundario en el evaporador y la apertura de la válvula de expansión es débil. Se compara el controlador de orden reducido obtenido con un controlador *SISO* H_∞ obtenido relajando la demanda de ancho de banda para el sistema en bucle cerrado.

Siendo conscientes de la complejidad del proceso, podría ser apropiado implementar un controlador que pudiese tener en cuenta el acoplamiento y también las incertidumbres que existen en el modelado lineal, debido a la fuerte no linealidad del proceso. El desarrollo de un controlador robusto parece adecuado a este problema. Este artículo describe uno en particular: un controlador centralizado H_∞ multivariable, basado en el Problema de Sensibilidad Mixta *S/KS/T*.

El resto del artículo se organiza de la siguiente

manera: en el Apartado 2 se describe el modelado del ciclo de refrigeración y sus implicaciones sobre el control. En el Apartado 3 se detalla el procedimiento de síntesis del controlador, mientras que en el Apartado 4 se presentan resultados de simulación que ponen de manifiesto el desempeño del controlador en diferentes puntos de trabajo en comparación con un controlador PID descentralizado. Finalmente en el Apartado 5 se resumen las conclusiones obtenidas y se expresan los trabajos futuros a realizar.

2. MODELADO DEL CICLO DE REFRIGERACIÓN

El modelo dinámico empleado se basa en [9], [11], [2], donde se modela de forma independiente cada uno de los componentes del ciclo. Se modela de forma estática el compresor, la válvula de expansión y el comportamiento termodinámico de los fluidos secundarios, mientras que se desarrollan modelos dinámicos para los intercambiadores de calor, debido a que la dinámica del compresor y la válvula suele ser al menos un orden de magnitud más rápida. En el caso del evaporador y el condensador se definen diversos modos de funcionamiento, dependiendo de las condiciones entálpicas del refrigerante a la entrada y salida del intercambiador. Así, los modos de funcionamiento del evaporador se distinguen por la existencia (modo 1) o no (modo 2) de vapor sobrecalentado a la salida del mismo. Los 5 modos de funcionamiento del condensador se diferencian según las condiciones entálpicas del refrigerante a la entrada y a la salida del mismo, siendo el modo 1 aquel en el que el refrigerante está en condiciones de vapor sobrecalentado a la entrada y líquido subenfriado a la salida.

Debido a requerimientos tecnológicos, especialmente en el compresor cuyo fluido de entrada no debe ser bifásico en ningún momento, es deseable que tanto el evaporador como el condensador funcionen en su modo 1. En la Figura 3 se muestra una vista en el espacio de entradas manipulables de las combinaciones de entradas que conducen en régimen permanente a este modo de funcionamiento combinado.

En el espacio definido por la Figura 3 se han seleccionado una serie de puntos de trabajo, en los cuales se ha simulado la respuesta temporal de las variables de salida del sistema ante escalones de magnitud adecuada en las variables manipulables. En la Tabla 1 se muestran los puntos de trabajo considerados.

En cada uno de los puntos de funcionamiento seleccionados y a partir de la evolución de las varia-

bles de salida se ha identificado un modelo lineal simplificado que relaciona dichas salidas con las variables manipulables. Cada modelo se expresa en forma de matriz de transferencia en continuo tal como se recoge en la Ecuación (1).

$$\begin{bmatrix} \Delta TSH(s) \\ \Delta T_{out,sec,e}(s) \end{bmatrix} = G(s) \begin{bmatrix} \Delta N(s) \\ \Delta A_v(s) \end{bmatrix}$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{k_{11}(s+z_{11})}{(s+p_{111})(s+p_{112})} & \frac{k_{12}(s+z_{12})}{(s+p_{121})(s+p_{122})} \\ \frac{k_{21}(s+z_{21})}{(s+p_{211})(s+p_{212})} & \frac{k_{22}(s+z_{22})}{(s+p_{221})(s+p_{222})} \end{bmatrix} \quad (1)$$

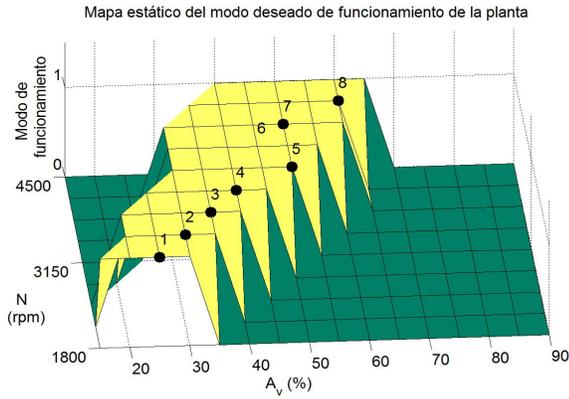


Figura 3: Vista combinada de modo 1 en el evaporador y condensador

Tabla 1: Puntos de trabajo seleccionados en el espacio de entrada.

Punto de trabajo	N (rpm)	A _v (%)
Punto 1	1800	25
Punto 2	2138	30
Punto 3	2475	35
Punto 4	2813	40
Punto 5	3150	50
Punto 6	3488	45
Punto 7	3825	50
Punto 8	4163	60

3. DISEÑO DEL CONTROLADOR H_∞

3.1. PROBLEMA DE SENSIBILIDAD MIXTA $S/KS/T$

Como se indica en la Introducción, el principal objetivo del proceso es la regulación de la temperatura de salida del fluido secundario del evaporador, así como controlar el sobrecalentamiento del refrigerante a la salida del evaporador. Para ello, se utilizan la velocidad de giro del compresor y la

apertura de la válvula de expansión como variables de control. Por lo tanto, se trata de un problema de control multivariable, con dos entradas y dos salidas.

Se propone un controlador robusto centralizado multivariable, teniendo en cuenta que el sistema debe trabajar adecuadamente en distintos puntos de operación. Es difícil descubrir la forma en que las variaciones en cada parámetro del modelo afectan a las salidas, de forma que no es razonable diseñar un controlador basado en incertidumbres paramétricas. Por tanto, se diseña un controlador H_∞ basado en incertidumbre no estructurada, usando el enfoque del Problema de Sensibilidad Mixta.

El diseño del controlador H_∞ se puede formular como un problema de optimización, que puede ser representado bajo la configuración general mostrada en la Figura 4. En esta figura, $P(s)$ representa la planta generalizada, $K(s)$ el controlador, u las señales de control, v las variables medidas, ω las señales externas y z las variables de error.

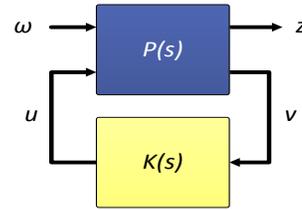


Figura 4: Formulación general del problema de control

El problema de control óptimo H_∞ con esta configuración consiste en calcular un controlador de tal forma que se minimice el ratio γ entre la energía del vector de error z y la energía de las señales externas ω .

La resolución de este problema óptimo está aún abierta, pero existen soluciones para el caso subóptimo [4], [7]. Por tanto, se minimiza lo máximo posible el ratio γ mediante un procedimiento iterativo.

La configuración usada para construir la planta generalizada $P(s)$ viene determinada por el Problema de Sensibilidad Mixta $S/KS/T$ [25], que se muestra en la Figura 5. En este caso la expresión para la función de transferencia en bucle cerrado resultante es la mostrada en la Ecuación (2), donde $S_0(s)$ es la matriz de transferencia de sensibilidad a la salida, $T_0(s)$ es la matriz de transferencia de sensibilidad complementaria a la salida y $K(s)S_0(s)$ es la matriz de transferencia de sensibilidad al control, cuyas expresiones se recogen en la Ecuación (3). $W_S(s)$, $W_T(s)$, $W_{KS}(s)$ constituyen

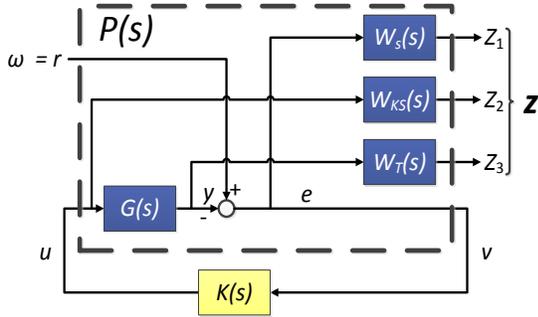


Figura 5: Problema de Sensibilidad Mixta $S/KS/T$

sus respectivas matrices de ponderación, que permiten especificar el rango de frecuencias relevantes para la matriz de transferencia en bucle cerrado.

$$T_{zw}(s) = \begin{bmatrix} W_S(s)S_0(s) \\ W_{KS}(s)K(s)S_0(s) \\ W_T(s)T_0(s) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} S_0(s) &= (I + G(s)K(s))^{-1} \\ K(s)S_0(s) &= K(s)(I + G(s)K(s))^{-1} \\ T_0(s) &= G(s)K(s)(I + G(s)K(s))^{-1} \end{aligned} \quad (3)$$

Para problemas de seguimiento de referencias, atenuación de ruidos y estabilidad robusta con respecto a incertidumbres multiplicativas a la salida es necesario moldear adecuadamente $T_0(s)$. Por otra parte, un moldeo conveniente de $S_0(s)$ mejora el comportamiento dinámico del sistema. Además, la matriz $K(s)S_0(s)$ permite evitar problemas numéricos en el algoritmo de síntesis del controlador.

Por consiguiente, puesto que el controlador se obtiene a partir de la planta generalizada, el problema de síntesis se reduce al diseño de las matrices de ponderación que impondrán las especificaciones de control. Una vez diseñadas, se puede construir la planta generalizada como se muestra en la Figura 5 y se puede calcular el controlador mediante el algoritmo de síntesis.

3.2. DISEÑO DE LAS MATRICES DE PONDERACIÓN

La selección de las matrices de ponderación se ha realizado siguiendo las reglas de diseño propuestas en [13], [12]. Para ello, es necesario en primer lugar *ajustar el sistema en escala*, de acuerdo con la máxima desviación permitida para cada entrada y salida. En esta aplicación, se han considerado los valores indicados en la Ecuación (4).

$$\begin{aligned} \Delta N &= 337 \text{ rpm}, \quad \Delta T_{out,sec,e} = 0,02 \text{ }^\circ\text{C}, \\ \Delta A_v &= 10\%, \quad \Delta TSH = 3,9676 \text{ }^\circ\text{C}. \end{aligned} \quad (4)$$

Teniendo estos valores en cuenta, el sistema puede ser escalado de acuerdo a la Ecuación (5), donde $G(s)$ es la matriz de transferencia identificada en la sección anterior y $\hat{G}(s)$ es el sistema escalado. Las matrices de escalado D_u y D_e se calculan como se indica en la Ecuación (6).

$$\hat{G}(s) = D_e^{-1}G(s)D_u \quad (5)$$

$$\begin{aligned} D_e &= \begin{bmatrix} \Delta TSH_{max} & 0 \\ 0 & \Delta T_{out,sec,e \ max} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 & 0 \\ 0 & 0,05 \end{bmatrix} \\ D_u &= \begin{bmatrix} \Delta N_{max} & 0 \\ 0 & \Delta A_v \ max \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 337 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

De cara al diseño del controlador robusto se selecciona como modelo nominal el correspondiente al punto P_4 . Una vez se dispone del modelo nominal escalado, la incertidumbre multiplicativa a la salida se puede estimar como se muestra en la Ecuación (7), donde $\hat{G}(s)$ es el modelo nominal escalado y $\hat{G}_{P_i}(s)$ es el modelo no nominal identificado en el punto P_i ($i = 1, 2, \dots, 8$). El máximo valor singular de las incertidumbres estimadas se representa a lo largo de la frecuencia en la Figura 6.

$$\hat{E}_{oP_i}(s) = (\hat{G}_{P_i}(s) - \hat{G}(s))\hat{G}(s)^{-1} \quad (7)$$

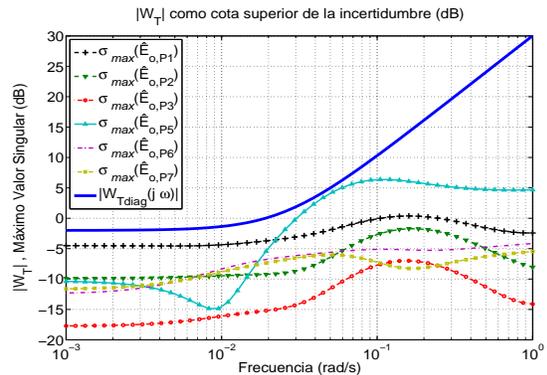


Figura 6: $W_T(s)$ como cota superior de los valores singulares máximos de la incertidumbre multiplicativa a la salida

A continuación, la matriz $W_T(s)$ se diseña como una matriz diagonal con todos sus elementos diagonales con la misma función de transferencia, como se indica en la Ecuación (8), donde $W_{Tdiag}(s)$

debe ser estable, de fase mínima, con alta ganancia a alta frecuencia y con magnitud mayor que el máximo valor singular de la incertidumbre, para cada modelo no nominal y frecuencia, como se muestra en la Ecuación (9). En la Ecuación (10) se indica la función de transferencia $W_{T_{diag}}(s)$ calculada en este caso, cuya magnitud se representa superpuesta en la Figura 6, observándose el cumplimiento de todos los requisitos impuestos.

$$W_T(s) = W_{T_{diag}}(s)I_{2 \times 2} \quad (8)$$

$$|W_{T_{diag}}(j\omega)| \geq \sigma_{max}(\hat{E}_{Op_i}(j\omega)) \quad \forall \omega, \forall P_i \quad (9)$$

$$W_{T_{diag}}(s) = \frac{31,773s + 0,79433}{0,00565s + 1} \quad (10)$$

La matriz W_S se toma como una matriz cuadrada diagonal de funciones de transferencia, como se indica en la Ecuación (11), donde cada elemento diagonal W_{S_i} se diseña de acuerdo a la Ecuación (12).

$$W_S(s) = \begin{bmatrix} W_{S_{TSH}}(s) & 0 \\ 0 & W_{S_{T_{out,sec,e}}}(s) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$W_{S_i}(s) = \frac{\alpha_i s + 10^{(\kappa_i - 1)} \omega_T}{s + \beta_i 10^{(\kappa_i - 1)} \omega_T}, \quad i = TSH, T_{out,sec,e} \quad (12)$$

ω_T es la frecuencia de corte de $W_{T_{diag}}(s)$ y su valor es $1,92 \cdot 10^{-2}$ rad/s. Los parámetros α_i y β_i son las ganancias a alta y baja frecuencia respectivamente. De acuerdo con [13], se elige $\alpha_{TSH} = \alpha_{T_{out,sec,e}} = 0,5$ y $\beta_{TSH} = \beta_{T_{out,sec,e}} = 10^{-4}$.

Finalmente, los parámetros adimensionales κ_{TSH} y $\kappa_{T_{out,sec,e}}$ determinan el ancho de banda de la función de transferencia correspondiente, y sus valores deben ser mayores conforme aumenta la velocidad de respuesta deseada de la salida correspondiente. En el diseño propuesto los valores son $\kappa_{TSH} = 0,95$ y $\kappa_{T_{out,sec,e}} = 1,05$.

El diseño de las matrices de ponderación finaliza haciendo la matriz $W_{KS}(s)$ igual a la matriz identidad para evitar problemas numéricos en el algoritmo de síntesis del controlador.

Una vez que se han diseñado las matrices de ponderación, se puede construir la planta generalizada mostrada en la Figura 5 y calcular numéricamente el controlador.

3.3. RESULTADOS DEL DISEÑO

La síntesis del controlador H_∞ da lugar a un valor de atenuación γ de 1.3392. De acuerdo con la Ecuación (13), el valor obtenido no garantiza estabilidad robusta, de forma que es necesario comprobar que las funciones de sensibilidad no exceden sus cotas con el controlador diseñado.

$$\|T_{zw}(s)\|_\infty = \left\| \begin{pmatrix} W_S(s)S_0(s) \\ W_{KS}(s)K(s)S_0(s) \\ W_T(s)T_0(s) \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (13)$$

En la Figura 7 se muestran las funciones de sensibilidad a la salida diagonales, junto con sus funciones de ponderación. Asimismo en la Figura 8 se muestran las funciones de sensibilidad complementaria a la salida diagonales junto con la función $W_{T_{diag}}(s)$. Se observa que las funciones de sensibilidad permanecen por debajo de sus cotas a lo largo de todo el espectro de frecuencias y por tanto el diseño es robusto.

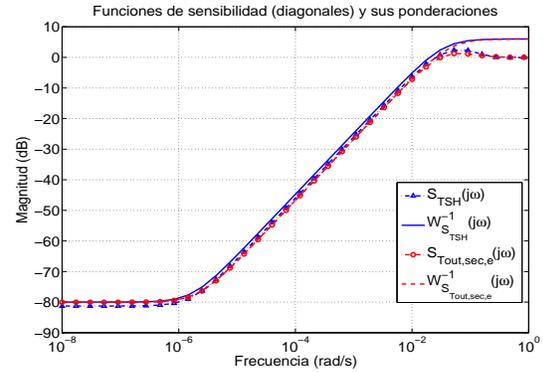


Figura 7: Funciones de sensibilidad diagonales y sus ponderaciones

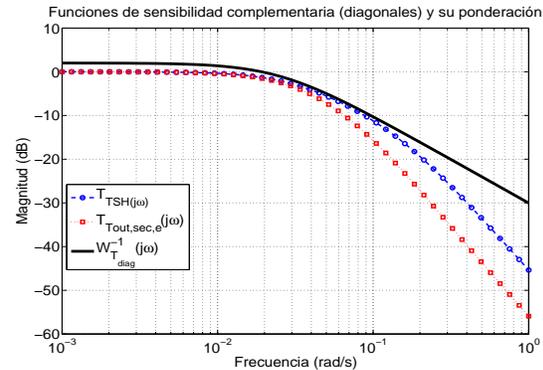


Figura 8: Funciones de sensibilidad complementaria y su función de ponderación

En la Tabla 2 se recogen las frecuencias de corte con -3 dB de las funciones de sensibilidad diagono-

nales mostradas en la Figura 7, las cuales dan una idea aproximada de la velocidad de respuesta en bucle cerrado para cada variable de salida, junto con los tiempos de subida (t_s) correspondientes.

Tabla 2: Frecuencias de corte (ω_B) de las funciones de sensibilidad diagonales.

Variable de salida	ω_B (rad/s)	t_s (s)
TSH	0,01535	102,3
$T_{out,sec,e}$	0,01763	89,1

La respuesta en bucle cerrado de la temperatura de salida del fluido secundario en el evaporador es más rápida que la del grado de sobrecalentamiento, de acuerdo con la relación de prioridades en el seguimiento de referencias comentada anteriormente.

En este punto es necesario recordar que el controlador se ha diseñado para el modelo escalado, de forma que el controlador real a aplicar al sistema necesita ser reescalado, de acuerdo a la Ecuación (14), donde las matrices D_u y D_e fueron mostradas en la Ecuación (6).

$$K(s) = D_u \hat{K}(s) D_e^{-1} \quad (14)$$

El controlador $K(s)$ obtenido mediante este procedimiento es en general de alto orden, el cual es conveniente reducir para su implementación práctica evitando fragilidad numérica. Para ello se estudian los *valores singulares de Hankel* de $K(s)$, despreciando los estados con menor energía. Asimismo, ya que el controlador no tiene efecto integral, sino en general polos muy cerca del origen, se convierten manualmente dichos polos en integradores para lograr el efecto de seguimiento exacto de referencias en régimen permanente.

4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En la Figura 9 se presentan resultados de simulación del controlador H_∞ ante cambios en las señales de referencia para las dos variables controladas. Se compara el desempeño del controlador H_∞ con el de un controlador PID descentralizado similar al mostrado en [10], en el que se controla TSH con A_v y $T_{out,sec,e}$ mediante N , diseñado en el punto de trabajo nominal considerado para el controlador H_∞ . En el minuto 65 se aplica un escalón descendente en la referencia de TSH , manteniendo constante la referencia de $T_{out,sec,e}$; mientras que en el minuto 110 se aplica otro escalón en la referencia de $T_{out,sec,e}$, manteniendo la otra referencia. En la Figura 10 se muestran las acciones

de control en ambos casos. El refrigerante utilizado es R404a. Las simulaciones han sido realizadas con el software de cálculo MATLAB®, empleando la herramienta *CoolProp* [3] para la evaluación de las propiedades termodinámicas del refrigerante.

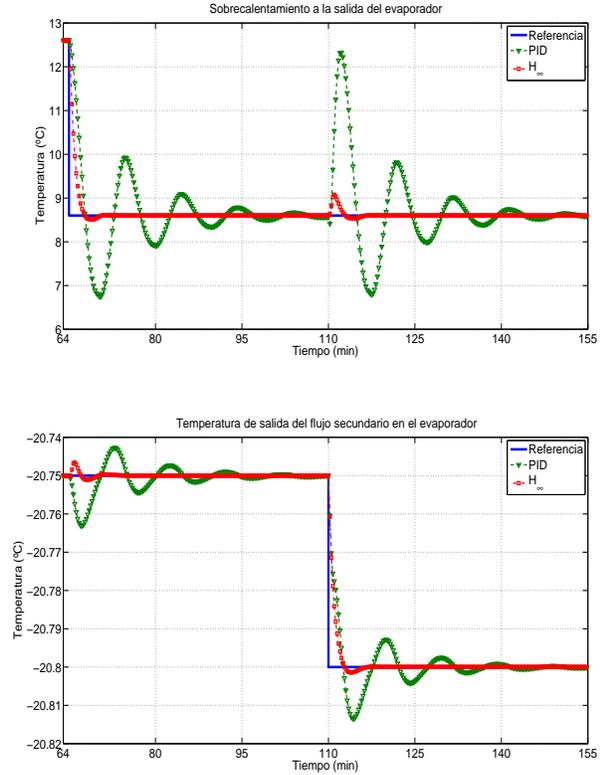


Figura 9: Evolución dinámica de las variables de salida en el punto de trabajo nominal

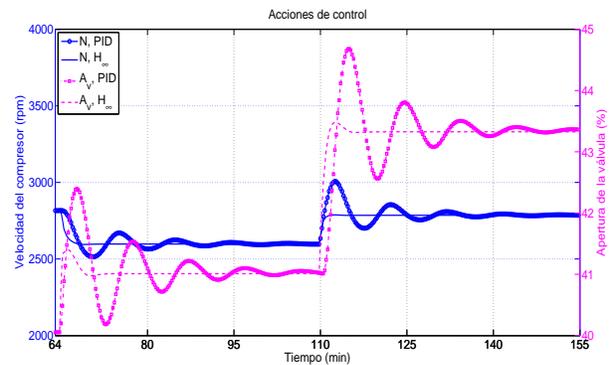


Figura 10: Evolución dinámica de las variables manipuladas en el punto de trabajo nominal

Se observa en la Figura 9 que el controlador H_∞ , para aproximadamente el mismo tiempo de subida (aproximadamente 165 segundos para TSH y 130 segundos para $T_{out,sec,e}$), tiene mejor comportamiento dinámico y tiempo de establecimiento en el seguimiento de referencias, así como, al ser centralizado, provoca menor acoplamiento entre las

variables al modificar la referencia de una de ellas manteniendo la otra constante.

En las Figuras 11 y 12 se prueba la robustez del controlador en otro punto de trabajo distinto al nominal (en concreto, el punto 6 mostrado en la Figura 3), observándose el mismo comportamiento cualitativo de ambos controladores. De esta forma se comprueba la robustez del controlador H_∞ en un punto de trabajo no nominal.

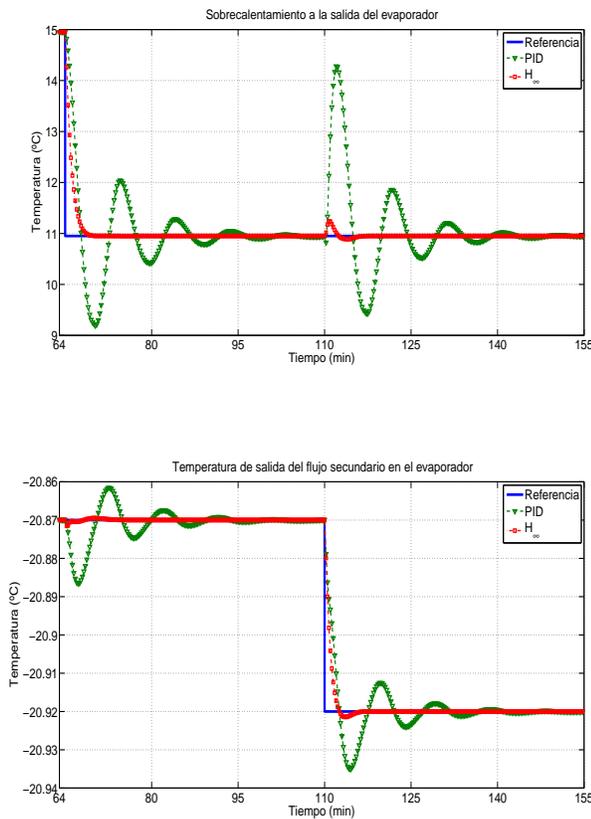


Figura 11: Evolución dinámica de las variables de salida en el punto de trabajo no nominal

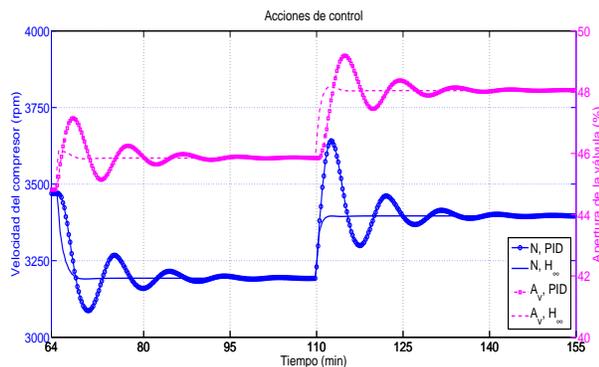


Figura 12: Evolución dinámica de las variables manipuladas en el punto de trabajo no nominal

5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Se ha diseñado un controlador centralizado H_∞ multivariable, basado en el Problema de Sensibilidad Mixta $S/KS/T$, para un ciclo de refrigeración de una etapa. Para ello, se ha identificado el sistema en diversos puntos de operación y se ha seleccionado uno de ellos como punto nominal, considerando el resto de sistemas identificados como incertidumbres no estructuradas y calculando las funciones de ponderación en base a ellas. Se ha comparado en simulación el desempeño del controlador robusto y el de un controlador PID descentralizado, observando el mejor desempeño del controlador H_∞ y la coherencia de los tiempos de respuesta con las especificaciones de diseño.

Como trabajos futuros, se pretende estudiar el comportamiento dinámico de ambos controladores en un ciclo de refrigeración por compresión de vapor, con el objetivo de validar experimentalmente los resultados de simulación obtenidos. Adicionalmente, se pretende realizar un análisis comparativo del rechazo de diferentes tipos de perturbaciones de los controladores H_∞ y PID descentralizado.

Agradecimientos

Los autores quieren expresar su agradecimiento al MCEI por la financiación de este trabajo, a través del proyecto DPI2012-37580-C02-02.

Referencias

- [1] Baxter, V. D., (2002) "Advances in supermarket refrigeration systems", *Oak Ridge National Laboratory, Oak Ridge*.
- [2] Bejarano, G., Ortega, M. G., Rubio, F. R., and Morilla, F., (2013) "Modelado simplificado y orientado al control de sistemas de refrigeración", *XXXIV Jornadas de Automática, Terrassa*, pp. 506-513.
- [3] Bell, I. H., Wronski, J., Quoilin, S., and Lemort, V., (2014) "Pure and Pseudo-pure Fluid Thermophysical Property Evaluation and the Open-Source Thermophysical Property Library CoolProp", *Industrial and Engineering Chemistry Research*, Vol. 53, Iss. 6, pp. 2498-2508.
- [4] Doyle, J. C., Glover, K., Khargonekar, P., and Francis, B., (1989) "State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 34, Iss. 8, pp. 831-847.

- [5] Fallahsohi, H., Changenet, C., Placé, S., Ligeret, C., and Lin-Shi, X., (2010) "Predictive functional control of an expansion valve for minimizing the superheat of an evaporator", *International Journal of Refrigeration*, Vol. 33, Iss. 2, pp. 409-418.
- [6] He, X.-D., (1996) "Dynamic modeling and multivariable control of vapor compression cycles in air conditioning systems", *PhD Thesis*, Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts, USA.
- [7] Iglesias, P., and Glover, K., (1991) "State-space approach to discrete-time H_∞ control", *International Journal of Control*, Vol. 54, Iss. 5, pp. 1031-1073.
- [8] Larsen, L. S., and Holm, J. R., (2003) "Modelling and multi-variable control of refrigeration systems", *In proc.: ECOS*. Copenhagen, Dinamarca.
- [9] Li, B., and Alleyne, A. G., (2010) "A dynamic model of a vapor compression cycle with shut-down and start-up operations", *International Journal of Refrigeration*, Vol. 33, Iss. 3, pp. 538-552.
- [10] Marcinichen, J., del Holanda, T., and Melo, C., (2008) "A dual siso controller for a vapor compression refrigeration system", *International Refrigeration and Air Conditioning Conference*, pp. 2444, 1-8.
- [11] McKinley, T. L., and Alleyne, A. G., (2008) "An advanced nonlinear switched heat exchanger model for vapor compression cycles using the moving-boundary method", *International Journal of Refrigeration*, Vol. 31, Iss. 7, pp. 1253-1264.
- [12] Ortega, M. G., Castaño, F., Vargas, M., and Rubio, F., (2007) "Multivariable robust control of a rotatory dryer: Analysis and design", *Control Engineering Practice*, Vol. 15, Iss. 4, pp. 487-500.
- [13] Ortega, M. G., and Rubio, F. R., (2004) "Systematic design of weighting matrices for H_∞ mixed sensitivity problem", *Journal of Process Control*, Vol. 14, Iss. 1, pp. 89-98.
- [14] Pérez-Lombard, L., Ortiz, J., and Pout, C., (2008) "A review on buildings energy consumption information", *Energy and Buildings*, Vol. 40, Iss. 3, pp. 394-398.
- [15] Rasmussen, B. P., (2005) "Dynamic modeling and advanced control of air conditioning and refrigeration systems", *PhD Thesis*, University of Illinois, Urbana-Champaign, USA.
- [16] Razi, M., Farrokhi, M., Saeidi, M. H., and Khorasani, A. R. F., (2006) "Neuro-predictive control for automotive air conditioning system", *IEEE International Conference on Engineering of Intelligent Systems*, pp. 1-6.
- [17] Ricker, N. L., (2010) "Predictive hybrid control of the supermarket refrigeration benchmark process", *Control Engineering Practice*, Vol. 18, Iss. 6, pp. 608-617.
- [18] Sarabia, D., Capraro, F., Larsen, L. F., and de Prada, C., (2009) "Hybrid NMPC of supermarket display cases", *Control Engineering Practice*, Vol. 17, Iss. 4, pp. 428-441.
- [19] Schurt, L. C., Hermes, C. J. L., Trofino-Neto, A., "A model-driven multivariable controller for vapor compression refrigeration systems", *International Journal of Refrigeration*, Vol. 32, Iss. 7, pp. 1672-1682.
- [20] Schurt, L. C., Hermes, C. J. L., Trofino-Neto, A., (2010) "Assessment of the controlling envelope of a model-based multivariable controller for vapor compression refrigeration systems", *Applied Thermal Engineering*, Vol. 30, Iss. 13, pp. 1638-1546.
- [21] Shen, Y., Cai, W.-J., and Li, S., (2010) "Normalized decoupling control for high-dimensional MIMO processes for application in room temperature control HVAC systems", *Control Engineering Practice*, Vol. 18, Iss. 6 pp. 652-664.
- [22] Skogestad, S. and Postlethwaite, I., (2005) "Multivariable Feedback Control", 2nd ed., New York: Wiley.
- [23] Underwood, C. P., (2001) "Analysing multivariable control of refrigeration plant using MATLAB/Simulink", *VII International IB-PSA Conference*.
- [24] Wang, J., Zhang, C., Jing, Y., and An, D., (2007) "Study of neural network PID control in variable-frequency air-conditioning system", *IEEE International Conference on Control and Automation*, pp. 317-322.
- [25] Zhou, K., Doyle, J. C., and Glover, K. (1996) "Robust and optimal control", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.