

การควบคุมเครื่องแลกเปลี่ยนความร้อน แบบปรับตัวเอง

Self-tuning Control of a Heat Exchanger

มานพ วงศ์สายสุวรรณ*¹
Manop Vongsaisuwan

ดร.สุวัลย์ กลั่นความดี*²
Suvalai Klanquamdee

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอการควบคุมแบบจูนปรับตัวเองแบบ Generalised Minmum Variance (GMV) ซึ่งใช้อัลกอริทึมในการประมาณค่าพารามิเตอร์อย่างง่าย (Simplified Parameter Estimation) วิธีควบคุมดังกล่าวได้นำไปทดลองควบคุม heat exchanger ขนาดเล็กซึ่งใช้ในการเรียนการสอน และให้ผลการควบคุมเป็นที่น่าพอใจ

Abstract

Generalised minimum variance self-tuning controller (GMVC) with simplified parameter estimation is presented. This algorithm has been successfully tested on a laboratory-scale heat exchanger. The results are also shown.

*1 นิสิตปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

*2 รองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

1. บทนำ

การควบคุมแบบจูนปรับตัวเอง (Self-tuning control) ถูกเสนอโดย Astrom และ Wittenmark (1) และถูกปรับปรุงเป็น Generalised minimum variance self-tuning control (GMVC) โดย Clarke และ Gawthrop (2,3) การควบคุมแบบนี้มีพื้นฐานอยู่บน Modern control theory โดยจุดประสงค์ในการควบคุมคือลดค่าของความสูญเสีย (loss) I ให้น้อยที่สุด โดยที่

$$I = E ((P(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})w(t))^2 + (Q'(z^{-1})u(t))^2) \quad (1)$$

โดย $P(z^{-1})$, $Q'(z^{-1})$ และ $R(z^{-1})$ เป็น weighting polynomials มีกำลังสูงสุดเป็น n_p , n_q , n_r ตามลำดับ ซึ่งเราสามารถออกแบบเพื่อให้การควบคุมเป็นไปในลักษณะที่ต้องการ y , u และ w คือ output, input และ setpoint ของระบบ เป็นฟังก์ชันของ t ซึ่งแทนลำดับของเวลาในการสุ่ม (sampling instant) k เป็น time delay ของระบบ และ z^{-1} แทน unit time delay นั่นคือ $z^{-1}y(t) = y(t-1)$

โครงสร้างโดยทั่วไปของการควบคุมแบบจูนปรับตัวเอง (4) สามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ได้แก่ การประมาณค่าพารามิเตอร์ (parameter estimation) การสังเคราะห์ตัวควบคุม (control synthesis) และ กิริยาควบคุม (control action) การควบคุมแบบจูนปรับตัวเองที่เสนอในบทความนี้มี ส่วนของการประมาณค่าพารามิเตอร์เป็น simplified least square estimation ซึ่งใช้แนวความคิดของ Farsi (5) มาปรับปรุงอัลกอริทึมแบบมาตรฐาน (6) ให้สามารถคำนวณได้ง่ายและเร็วขึ้นมาก

โดยยังคงคุณสมบัติในการปรับตัวของการควบคุมทั้งหมดไว้ได้อย่างดี

อัลกอริทึมดังกล่าวได้นำไปทดลองควบคุม heat exchanger ขนาดเล็กซึ่งมีลักษณะเป็น airstream heating system (7) ซึ่งมีคุณสมบัติ slowly time-varying และ nonlinear system โดยมีการรบกวน setpoint และการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบแบบฉับพลัน การทดลองให้ผลเป็นที่น่าพอใจ

ในหัวข้อที่ 2 จะบรรยายถึงลักษณะของกระบวนการที่ถูกควบคุมคือ heat exchanger หัวข้อที่ 3 จะสรุปถึงอัลกอริทึมของการควบคุมแบบจูนปรับตัวเองแบบง่ายที่ใช้ในการควบคุม และการเลือกค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในอัลกอริทึม ผลของการควบคุมจะแสดงไว้ในหัวข้อที่ 4 และหัวข้อที่ 5 จะเป็นส่วนสรุปของบทความ

2. ปัญหา

กระบวนการที่ต้องการควบคุมเป็น airstream heating system มีลักษณะดังรูปที่ 1 ประกอบด้วย 1) blower ซึ่งหมุนด้วยความเร็วคงที่ ดูดอากาศเข้าทางช่อง inlet และพัดผ่านท่อ polypropylene ไปออกทางปลายท่อ 2) shutter ตรงช่อง inlet ซึ่งสามารถเปิดปิดทำให้ความกว้างของช่องเปลี่ยนแปลง เพื่อควบคุมปริมาณของอากาศที่ไหลเข้า และเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ 3) actuator เป็นขดลวดซึ่งจ่ายพลังงานความร้อนแก่อากาศควบคุมโดยวงจร thyristor ให้มากน้อยตามสัญญาณแรงดัน u และ 4) sensor วัดอุณหภูมิด้วย thermistor ผ่านวงจรบริดจ์ให้สัญญาณแรงดัน y

รูปแบบของระบบ (system model) ที่สมบูรณ์จะประกอบด้วย partial derivatives และส่วนของความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinearities) ซึ่งควบคุมได้ยากด้วยการควบคุมแบบธรรมดา นอกจากนั้นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อกระบวนการคือ อุณหภูมิภายนอก (ambient temperature) และ ความกว้างของ shutter ที่ช่อง inlet จากการทดลองควบคุมแบบ PID ได้พบว่าสามารถจูนค่า PID ให้ควบคุมได้ดีเฉพาะที่ค่า setpoint ที่อุณหภูมิภายนอก และที่ความกว้างของ shutter ค่าหนึ่งเท่านั้น และต้องจูนค่าใหม่เมื่อค่าบางค่าเหล่านี้เปลี่ยนไป

3. วิธีควบคุม

สมมุติให้ระบบที่ต้องการควบคุมเป็นระบบ single-input single-output (SISO) บรรยายได้ด้วยสมการแบบ discrete-time

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})e(t) \quad (2)$$

โดย A, B และ C เป็นโพลิโนเมียลของ z^{-1} ซึ่งมิกำลังสูงสุดเป็น n_a , n_b และ n_c และ $e(t)$ เป็น white noise ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ เราสามารถกำหนดให้ $a_0 = 1$ ได้ และจากนิยามของ $e(t)$ จะทำให้เราสามารถกำหนด $c_0 = 1$ ได้ด้วย ดังนี้

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_{n_a}z^{-n_a}$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{n_b}z^{-n_b}$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \dots + c_{n_c}z^{-n_c}$$

โดยการอาศัยสมการ Diophantine

$$C(z^{-1}) = E(z^{-1})A(z^{-1}) + z^{-k}F(z^{-1}) \quad (3)$$

โดยที่โพลิโนเมียล $E(z^{-1})$ และ $F(z^{-1})$ มีกำลังสูงสุดเป็น $k-1$ และ n_a-1 และ n_a-1 ตามลำดับ ซึ่งหาได้จากการแก้สมการที่ 3 หรือจากการหารยาวโพลิโนเมียล $C(z^{-1})$ ด้วย $A(z^{-1})$ ดังนั้นจากการคูณสมการที่ 2 ด้วย $E(z^{-1})$ แล้วแทนค่า $E(z^{-1})A(z^{-1})$ จากสมการที่ 3 จะได้ว่า

$$y(t+k) = \frac{F(z^{-1})y(t) + G(z^{-1})u(t)}{C(z^{-1})} + E(z^{-1})e(t) \quad (4a)$$

$$= y^*(t+k) + E(z^{-1})e(t+k) \quad (4b)$$

โดยกำหนดให้ $G(z^{-1}) = E(z^{-1})B(z^{-1})$

จะสังเกตเห็นได้ว่าเทอมที่เป็นส่วนของ noise คือ เทอมสุดท้ายจะถูกแบ่งออกไปโดยไม่เกี่ยวข้องกับ 2 เทอมแรก เนื่องจากกำลังสูงสุดของ $E(z^{-1})$ เป็น $k-1$ แทนค่า $y(t+k)$ ในสมการที่ 1 ด้วยค่าจากสมการที่ 4 จะได้ว่า

$$I = [P(z^{-1})y^*(t+k) - R(z^{-1})w(t)]^2 + [Q'(z^{-1})u(t)]^2 + E\{P(z^{-1})E(z^{-1})e(t+k)\} \quad (5)$$

ซึ่งเทอมสุดท้ายเป็นเทอมที่หาค่าได้ ดังนั้นเพื่อหาค่า $u(t)$ ที่ทำให้ I น้อยที่สุดจะหาได้จาก

$$\frac{dI}{du(t)} = 2[P(z^{-1})y^*(t+k) - R(z^{-1})w(t)]b_0 + 2q'_0Q'(z^{-1})u(t) = 0 \quad (6)$$

กำหนดให้

$$\phi^*(t+k) = P(z^{-1})y^*(t+k) + Q(z^{-1})u(t) - R(z^{-1})w(t) \quad (7)$$

$$\text{โดยที่ } Q(z^{-1}) = \frac{q_0}{b_0} Q'(z^{-1})$$

และกำหนดให้

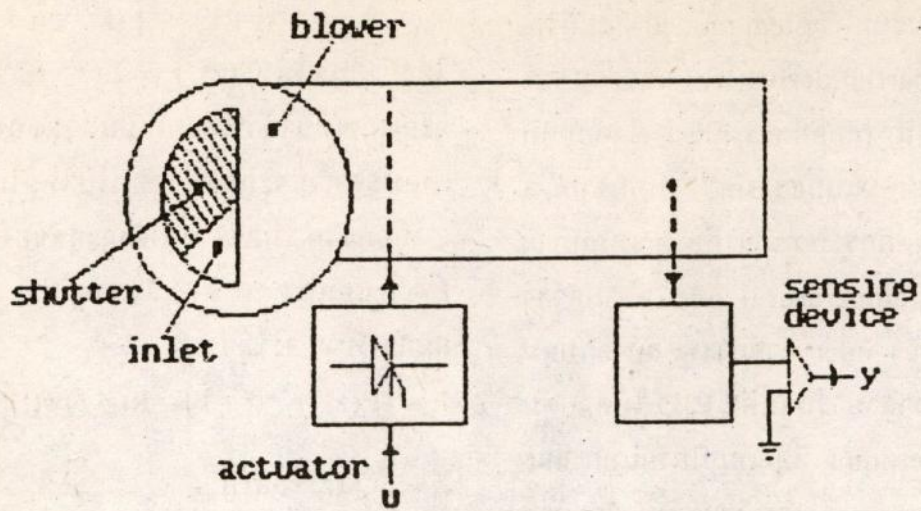
$$\phi(t+k) = P(z^{-1})y(t+k) + Q(z^{-1})u(t) - R(z^{-1})w(t) \quad (8a)$$

$$= \phi^*(t+k) + P(z^{-1})E(z^{-1})e(t) \quad (8b)$$

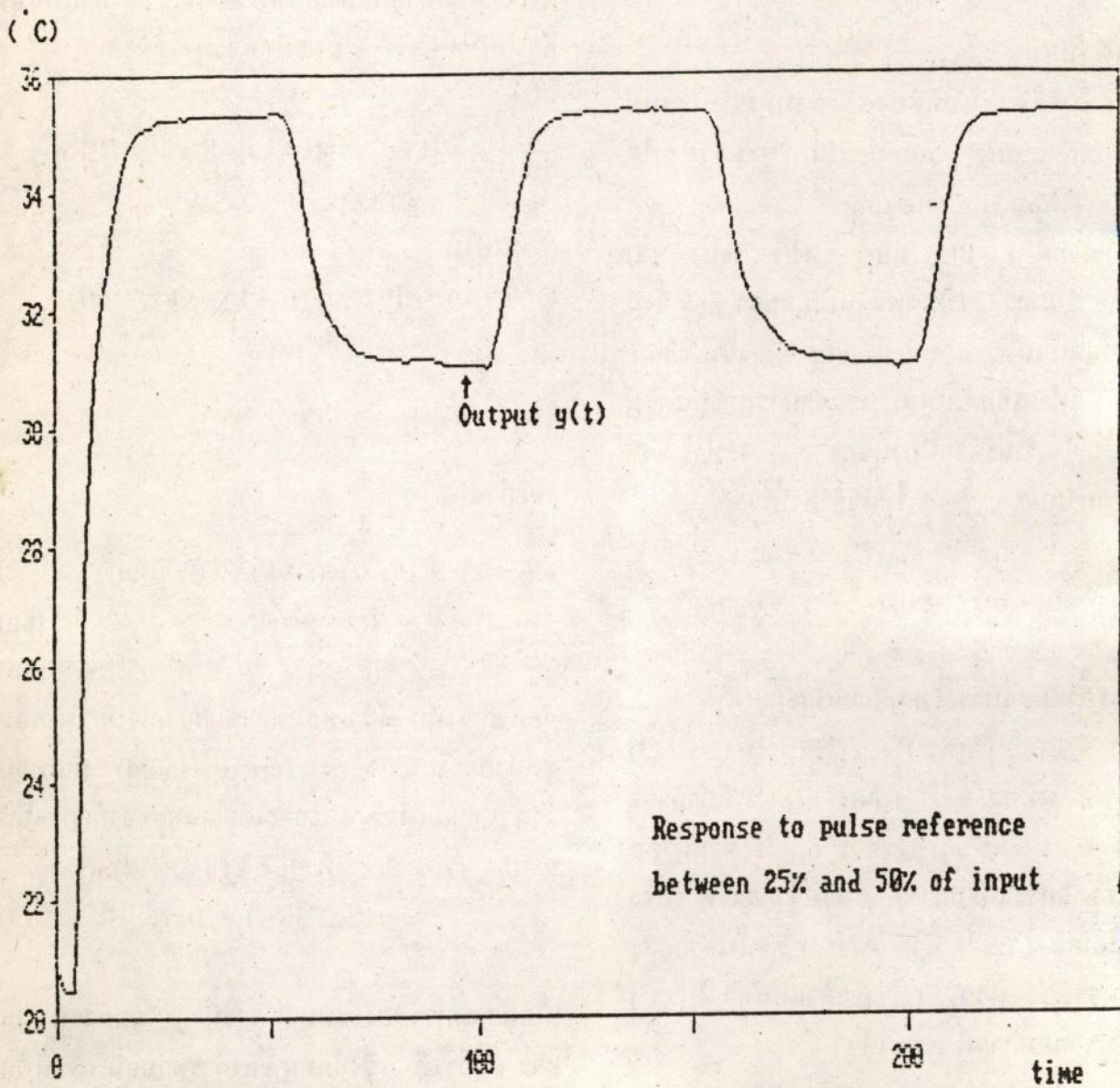
จะสังเกตเห็นได้ว่าเทอมของสัญญาณรบกวนเทอมสุดท้ายจะไม่เกี่ยวข้อง (uncorrelated) กับเทอมแรก จากสมการที่ 6 เราจะได้ผลเฉลยของปัญหาเป็น

$$\phi^*(t+k) = P(z^{-1})y^*(t+k) + Q(z^{-1})u(t) - R(z^{-1})w(t) = 0 \quad (9)$$

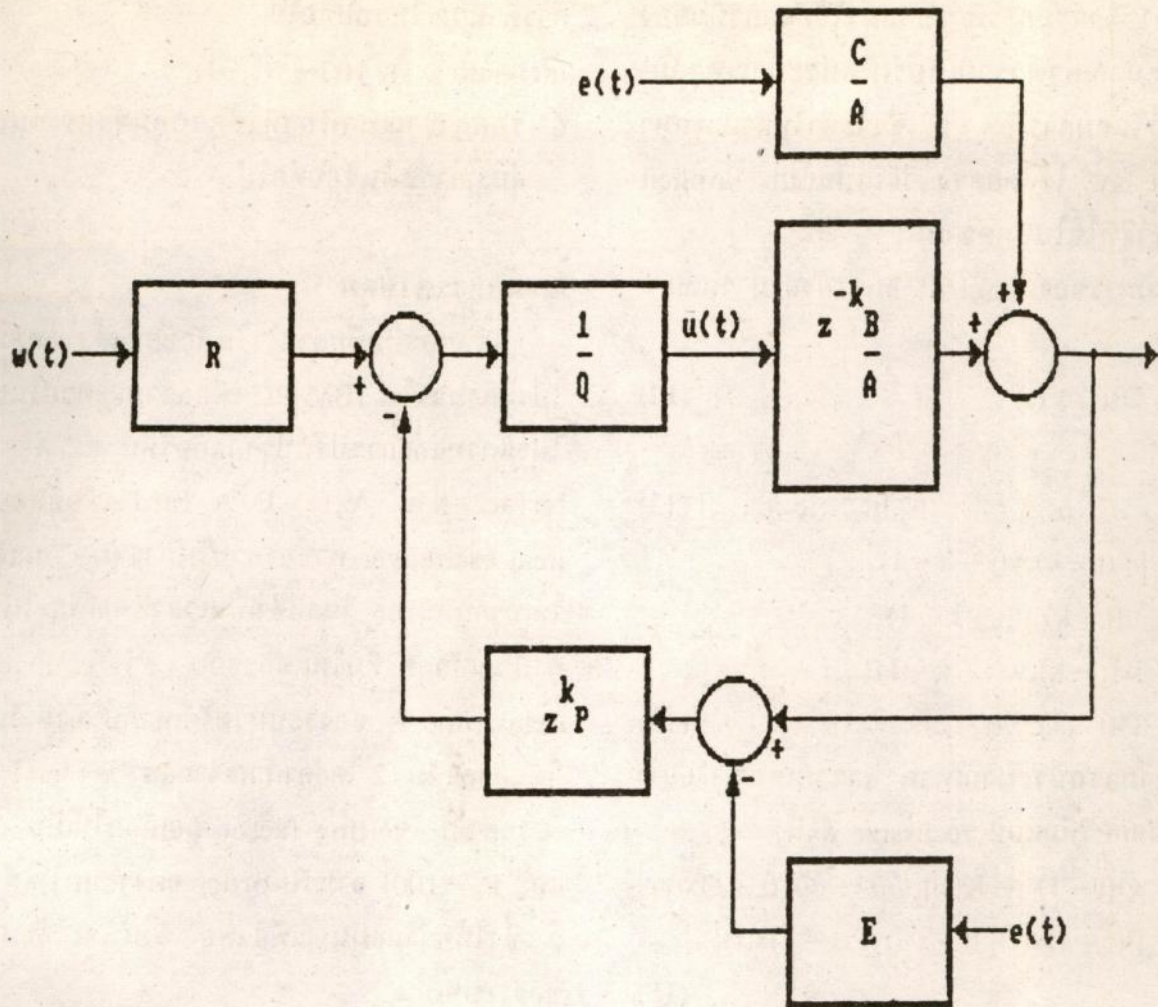
เมื่อนำสมการของระบบสมการที่ 2 สมการที่ 4b และ สมการที่ 9 ซึ่งเป็นกฎของการควบคุม (control law) มาเขียนเป็น block diagram จะได้ดังรูปที่ 3



รูปที่ 1 Airstream heating system



รูปที่ 2 Open-loop response for pulse reference



รูปที่ 3 Block diagram ของการควบคุมแบบ GMV

จาก block diagram จะสามารถหา $y(t)$ และ $u(t)$ ได้เป็น

$$y(t) = z^{-k} \frac{B}{PB+QA} R w(t) + \frac{PEB+QC}{PB+QA} e(t)$$

$$u(t) = \frac{CR}{PBE+CQ} w(t) - \frac{PF}{PBE+CQ} y(t)$$

โดยละ z^{-1} ไว้ แทนค่า $y^*(t)$ ในสมการที่ 9 ให้ อยู่ในรูปของ $y(t)$ จากสมการที่ 4

$$\begin{aligned} \phi^*(t+k) &= P \left[\frac{Fy(t) + Gu(t)}{C} \right] + Qu(t) - R w(t) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

หรือ

$$C\phi^*(t+k) = F' y(t) + G' u(t) + H' w(t) = 0 \quad (11)$$

โดยที่ $F' = PF$, $G' = PG + CQ$ และ $H' = -CR$

ถ้าเราสามารถหาสมการของระบบ (สมการที่ 2) และกำหนดโพลีโนเมียล P , Q และ R ในสมการที่ 1 ได้ ก็จะสามารถคำนวณหาสมการที่ 11 ซึ่งเป็นสมการที่ใช้ควบคุมระบบได้

แต่ชนิดของตัวควบคุมที่กล่าวถึงในที่นี้ใช้สำหรับระบบที่ไม่ทราบค่าพารามิเตอร์ของระบบหรือค่าพารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงได้ จึงต้องอาศัยส่วนของการประมาณค่าพารามิเตอร์ เช่น ELS (Extended Least Square Estimator) ซึ่งมีอัลกอริทึมเป็นแบบ recursive เพื่อประมาณค่าสัมประสิทธิ์ในสมการที่ 2 แล้วคำนวณหาสมการที่ 11 เพื่อหาค่าสัญญาณควบคุม u ส่งไปควบคุมระบบ วิธีนี้เป็นแบบ explicit (4) นอกจากนั้น เรายังสามารถคำนวณ

หา $\phi(t)$ จากสมการที่ 8a แล้วใช้อัลกอริทึมของการประมาณค่าพารามิเตอร์เพื่อประมาณค่าสัมประสิทธิ์ในสมการที่ 11 ซึ่งจะทำให้สามารถหา control law ได้โดยตรง วิธีนี้เป็นแบบ implicit และเป็นวิธีที่ใช้ในบทความนี้

สมการของ control law ยังสามารถเขียนได้เป็น

$$\phi(t) = \hat{\Theta}^T(t) x(t) \quad (12)$$

โดยที่

$$\hat{\Theta}^T = [f'_0, f'_1, \dots; g'_0, g'_1, \dots; h'_0, h'_1, \dots; c_1, c_2, \dots] \quad (13)$$

$$x^T(t) = [y(t-k), y(t-k-1), \dots; u(t-k), u(t-k-1), \dots; w(t-k), w(t-k-1), \dots; \phi(t-1), \phi(t-2), \dots] \quad (13)$$

เราจะสามารถประมาณค่าพารามิเตอร์ $\hat{\Theta}(t)$ ได้โดยอัลกอริทึมแบบ recursive ดังนี้

$$\begin{aligned} \hat{\Theta}(t) &= \hat{\Theta}(t-1) + K(t) [\phi(t) - \hat{\Theta}^T(t-1)x(t)] \\ K(t) &= P(t-1)x(t) [\beta + x^T(t)P(t-1)x(t)]^{-1} \end{aligned} \quad (15)$$

$$P(t) = \beta^{-1} [I - K(t)x^T(t)] P(t-1)$$

เมตริกซ์ $P(t)$ นี้เรียกว่า covariance matrix ซึ่งเริ่มต้นด้วย P_0 ซึ่งมีค่ามากพอ และ β เป็นค่า forgetting factor ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0.9 ถึง 1 ซึ่งโดยทั่วไปจะกำหนดให้เป็น 0.99 Farsi (5) ได้เสนอแนวความคิดในการประมาณให้ $P(t)$ เป็นเมตริกซ์ทแยงมุม (diagonal matrix) ซึ่งทำให้อัลกอริทึมสามารถคำนวณได้ง่ายขึ้นมาก

เราจะสามารถสรุปอัลกอริทึมที่ใช้ในการควบคุมได้ดังนี้

1. สุ่ม output ของระบบ $y(t)$
2. คำนวณหา $\phi(t)$ ตามสมการที่ 8
3. คำนวณหา $\hat{\Theta}(t)$ ด้วยอัลกอริทึมในสมการที่ 15
4. ส่งสัญญาณควบคุม กำหนดโดยสมการที่ 11 หรือ $u(t) = -[F'(z^{-1}) - 1]u(t) + G'(z^{-1})y(t) + H'(z^{-1})w(t)$
5. จัดเรียงค่าตัวแปรในหน่วยความจำใหม่สำหรับ

การคำนวณในรอบต่อไป

$$u(t) \rightarrow u(t-1), y(t) \rightarrow y(t-1), \dots$$

6. รอสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ควบคุมจังหวะในการสุ่มและเริ่มต้นรอบต่อไป

4. ผลการควบคุม

อัลกอริทึมที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่แล้วได้ทดลองโปรแกรมลงใน IBM PC เพื่อความสะดวกในการโปรแกรมและการปรับปรุงอัลกอริทึม และต่อ interface ผ่าน A/D-D/A card เพื่อติดต่อกับ heat exchanger ค่าของคาบในการสุ่ม t_s ถูกเลือกให้เท่ากับ 0.165 วินาทีซึ่งเป็นเวลาที่พอเพียงในการคำนวณอัลกอริทึมในแต่ละรอบ ค่า equivalent delay time T_D ของระบบวัดได้เท่ากับ 0.18 วินาที จึงเลือกค่า $k=2$ โดยคำนวณจากสูตร $k = \text{int}(T_D/t_s) + 1$ ค่า forgetting factor ถูกเลือกให้เป็น 0.99 และ $P_0 = 100I$ สำหรับ order ของระบบให้เท่ากับ 2 ซึ่งให้ความแม่นยำเพียงพอ ดังนั้นจะได้สมการของระบบเป็น

$$\begin{aligned} (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})y(t) \\ = z^{-2}(b_0 + b_1 z^{-1})u(t) + e(t) \end{aligned}$$

นอกจากนี้ยังมีการให้โปรแกรมทำงานในช่วงการสุ่ม 50 ครั้งแรกโดยที่ไม่มีการควบคุม แต่ให้สัญญาณ $u(t)$ เป็น pulse ระหว่าง 12.5% ถึง 25% เพื่อขจัดปัญหาในการกำหนดค่าเริ่มต้น (initial value) ของพารามิเตอร์ของระบบ และของ covariance matrix

การควบคุม 250 รอบ เริ่มต้นโดยเปิด shutter ให้กว้างประมาณ 30% และมีการรบกวนระบบโดยปรับความกว้างของ shutter ให้กว้างขึ้นเป็น 60% ที่ประมาณครึ่งละ 120 ของจังหวะการสุ่ม และปิดให้แคบลงเป็น 30% ดังเดิมที่ประมาณครึ่งละ 170 ของจังหวะการสุ่ม และกำหนดให้ค่า setpoint ของระบบเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม

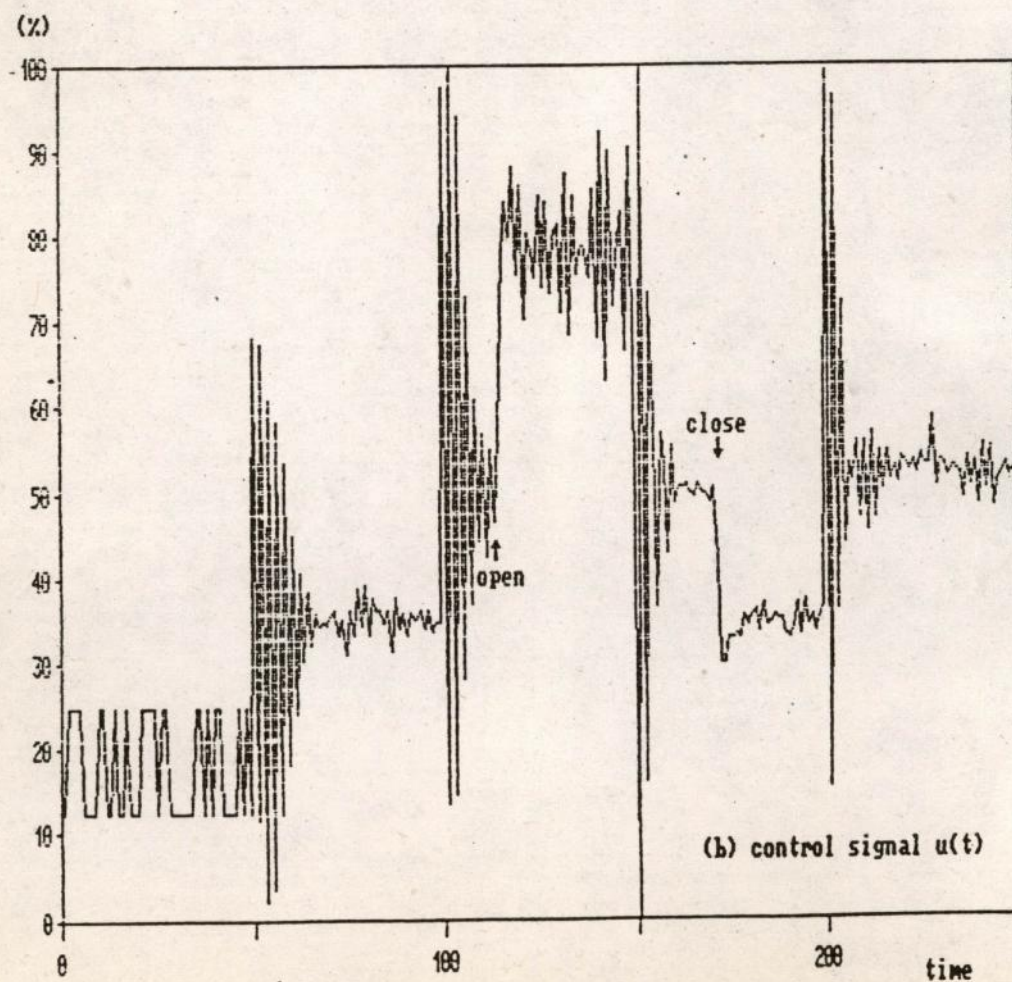
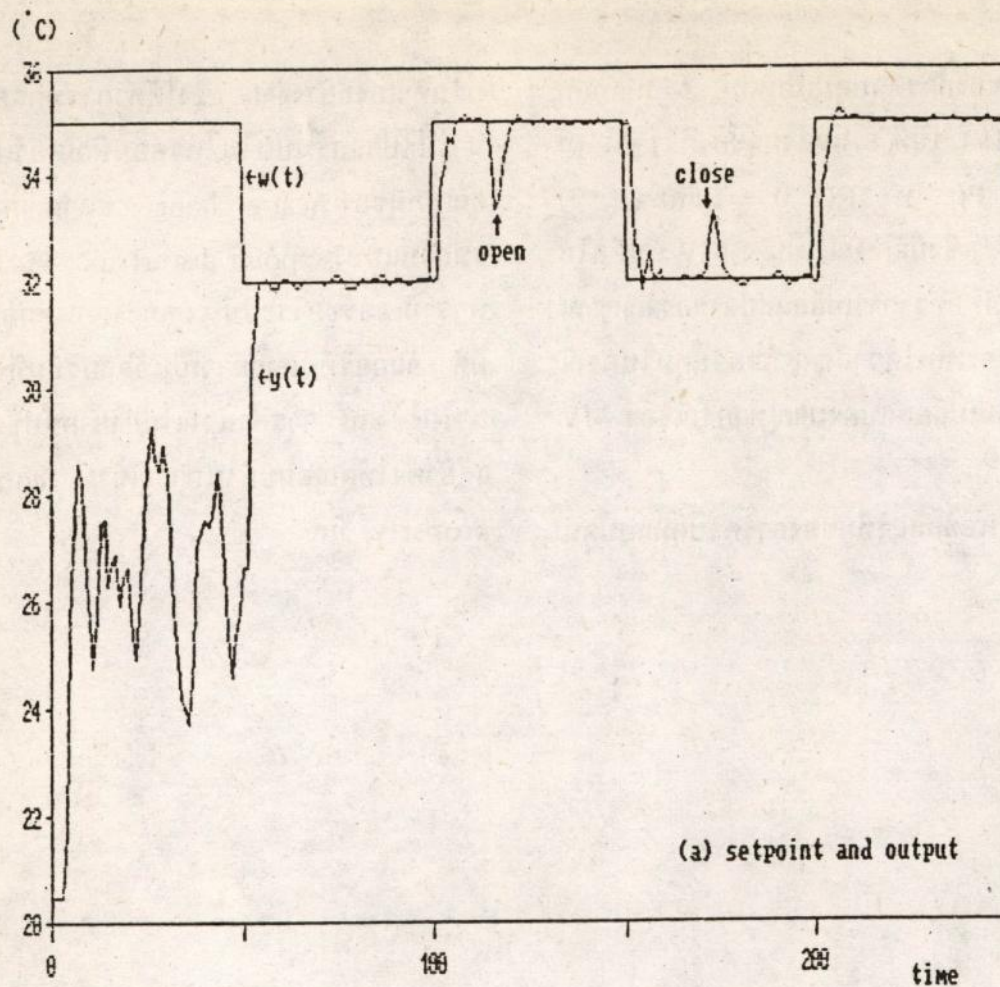
รูปที่ 4 แสดงผลของการควบคุม โดยกำหนดให้ $P(z^{-1}) = R(z^{-1}) = 1$ และ $Q(z^{-1}) = 0$ ซึ่ง

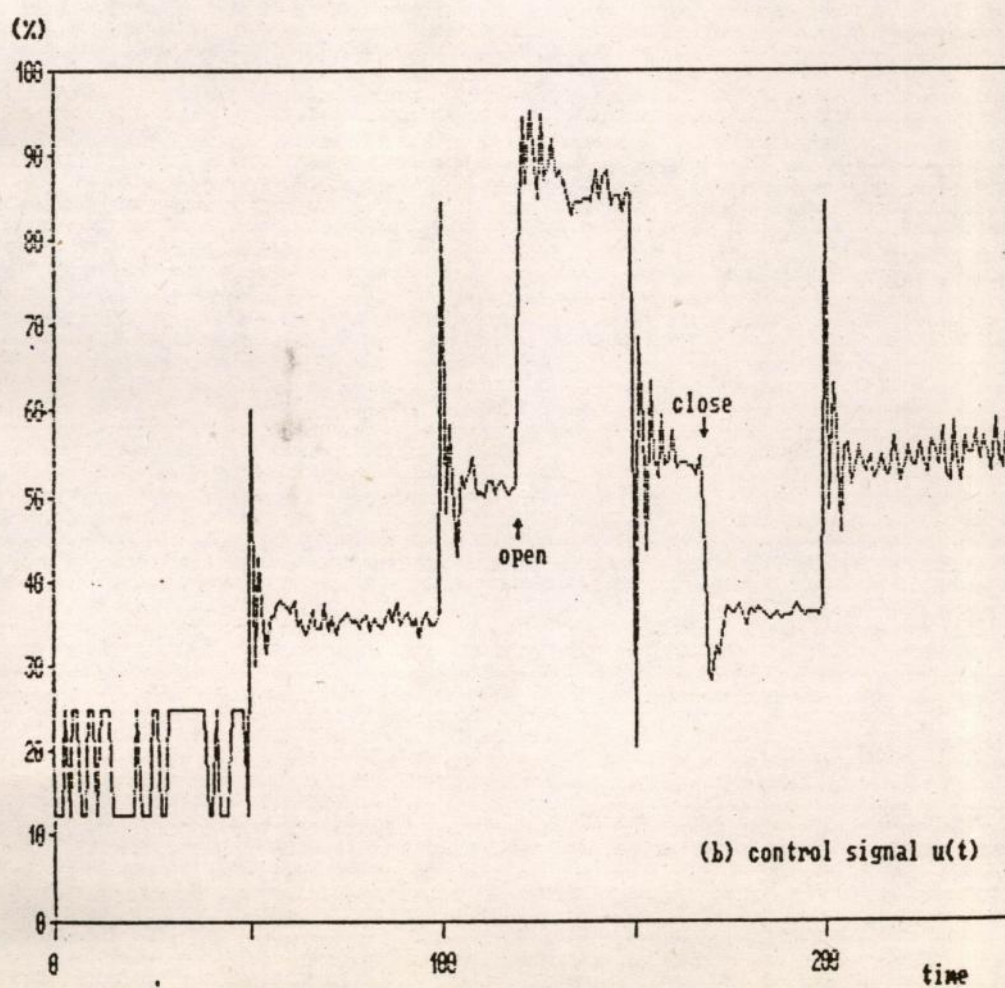
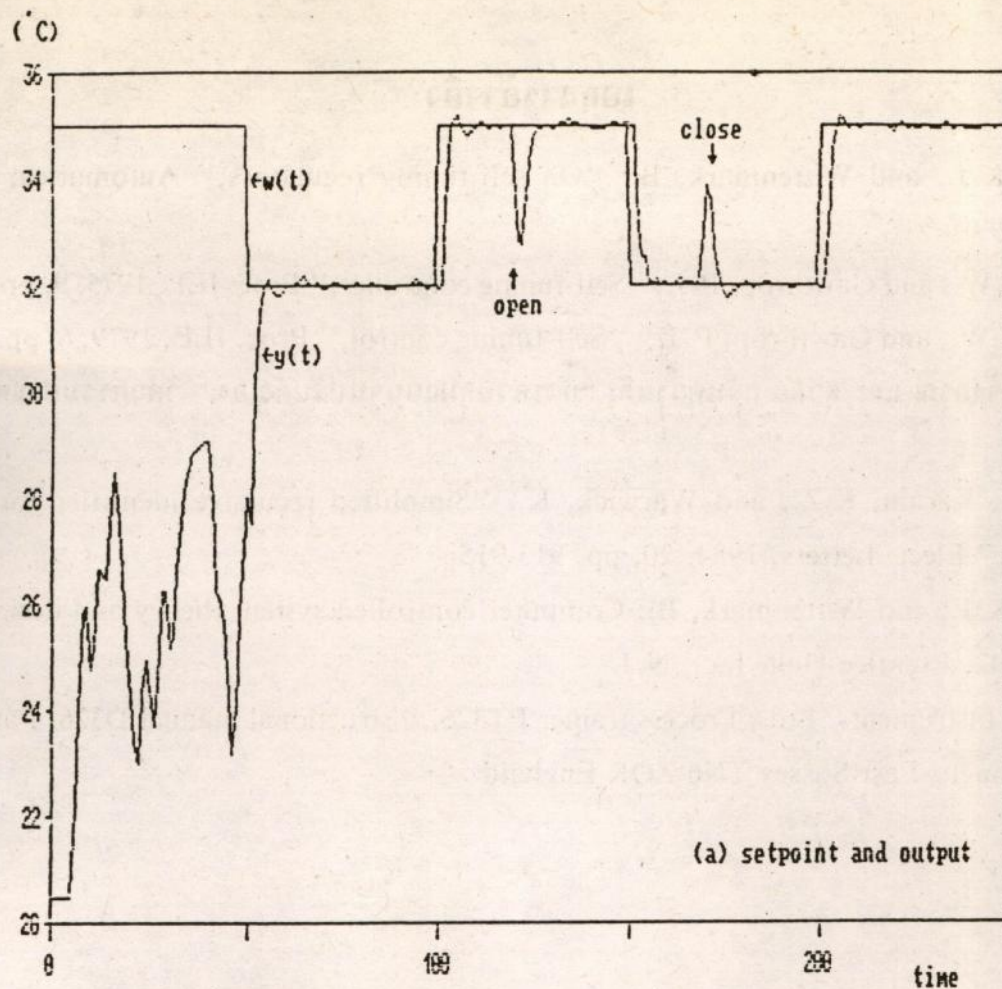
จะให้ลักษณะของการควบคุมเป็นแบบ Minimum Variance (MV) รูปที่ 5 แสดงผลของการควบคุม โดยกำหนดให้ $P(z^{-1}) = R(z^{-1}) = 1$ และ $Q(z^{-1}) = 0.5(1 - z^{-1})$ ซึ่งมีลักษณะเป็น GMV นั่นคือให้น้ำหนัก (weigh) อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุม $u(t)$ จะเห็นได้ว่าสัญญาณควบคุมในกรณีหลังเรียบขึ้น ไม่เปลี่ยนแปลงมากเท่ากรณีของ MV

5. สรุป

เราได้เสนออัลกอริทึมของการควบคุมแบบจูน

ปรับตัวเองอย่างง่าย ซึ่งได้ทำการทดสอบโดยการนำไปโปรแกรมบนไมโครคอมพิวเตอร์เพื่อควบคุมอุณหภูมิของ heat exchanger ขนาดเล็ก โดยมีการรบกวนแบบ setpoint disturbance และการเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ ผลการควบคุมอยู่ในเกณฑ์ที่ดี อัลกอริทึมดังกล่าวเป็นอัลกอริทึมที่ง่ายในการนำไปใช้งาน การคำนวณไม่ยุ่งยากซับซ้อนมากนัก แต่ยังคงให้คุณสมบัติในการลู่เข้า (convergence property) ที่ดี





รูปที่ 5 Generalised Minimum Variance Control (GMV)

เอกสารอ้างอิง

1. Astrom, K.J., and Wittenmark, B.: "On self-tuning regulators," Automatica, 1973, 9, pp. 185-199
2. Clarke, D.W., and Gawthrop, P.J.: "Self-tuning controller," Proc. IEE, 1975, 9, pp. 929-934
3. Clarke, D.W., and Gawthrop, P.J.: "Self-tuning control," Proc. IEE, 1979, 6, pp. 633-640
4. บุญเสริม แจ้งอรุณ และ สุวลัย กลั่นความดี: "การควบคุมแบบจูนปรับตัวเอง," วิศวกรรมศาสตร์, 2529, 2, หน้า 46-55
5. Farsi, M., Karam, K.Z., and Warwick, K.: "Simplified recursive identifier for ARMA processes," Elect. Letters, 1984, 20, pp. 913-915
6. Astrom, K.J., and Wittenmark, B.: Computer controlled system theory and design, 1984, pp. 324-342, Prentice-Hall, Inc., N.J.
7. Feedback Instruments, Ltd., Process trainer PT326, Instructional manual D326, Park Road, Growborough, East Sussex TN6 ZQR England