

บทที่ 2

หลักการทํางานของระบบควบคุม

2.1 คำนำ

ระบบการควบคุมกระบวนการที่จัดว่าดั้งเดิมที่สุด คือ การควบคุมแบบป้อนกลับ ซึ่งยังคงเป็นระบบที่นิยมใช้กันอยู่ในปัจจุบัน แต่ด้วยข้อจำกัดในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่ยังช้าอยู่และกระบวนการผลิตในอุตสาหกรรมที่เพิ่มความซับซ้อนมากขึ้น ระบบการควบคุมจึงได้รับการพัฒนาให้ก้าวหน้ามากขึ้น เช่น การควบคุมแบบป้อนหน้า การควบคุมแบบไฮเอ็มซี การควบคุมแบบชดเชยเดดไทม์ ตลอดจนกระทั่งการควบคุมระบบผู้เชี่ยวชาญ ยิ่งระบบการควบคุมดีขึ้นเพียงใด การออกแบบการควบคุมย่อมยากและซับซ้อนมากยิ่งขึ้นเพียงนั้น

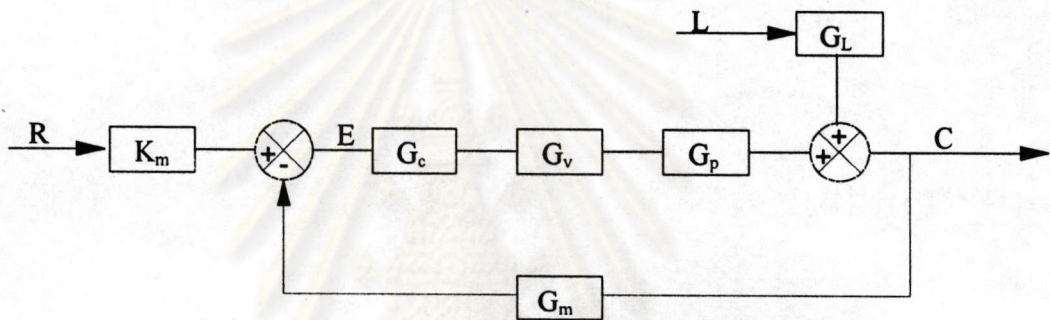
2.2 หลักการทํางานของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

การควบคุมแบบป้อนกลับเป็นการควบคุมแบบดั้งเดิมที่มีการพัฒนาขึ้นมาเป็นอันดับแรกๆ เป็นระบบควบคุมแบบง่ายๆ ประกอบด้วย อุปกรณ์ชุดตรวจวัด ตัวควบคุม และส่วนควบคุมสุดท้ายเพียงอย่างละ 1 ชุด เหมาะสำหรับการควบคุมแบบอินพุตเดียวและเอาต์พุตเดียว ให้ผลการควบคุมที่น่าเชื่อถือได้ดีพอสมควร เป็นระบบการควบคุมที่ใช้กันโดยทั่วไป



ก. นิยามและบล็อกไดอะแกรมพื้นฐาน

การควบคุมแบบป้อนกลับ เป็นระบบการควบคุมที่ทำการวัดค่าการตอบสนองเอาต์พุทของระบบมาทำการเปรียบเทียบกับเซ็ทพอยท์ แล้วส่งค่าความผิดพลาดไปยังตัวควบคุมเพื่อสั่งการควบคุมส่วนควบคุมสุดท้ายของกระบวนการนั้นๆ ซึ่งอาจได้แก่ วาล์วควบคุม อุปกรณ์ให้ความร้อน เป็นต้น เพื่อให้ได้การควบคุมเป็นไปตามเซ็ทพอยท์ที่ตั้งค่าไว้ บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมแบบป้อนกลับสามารถเขียนได้ตาม รูปที่ 2.1 ดังนี้



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบป้อนกลับ

โดยที่

R = ค่าเซ็ทพอยท์

K_m = เกนที่สภาวะคงที่ของอุปกรณ์ตรวจวัด

G_c = ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของตัวควบคุม

G_v = ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของอุปกรณ์ควบคุมตัวสุดท้าย

G_p = ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของกระบวนการ

G_L = ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของโหลด

L = การเปลี่ยนแปลงของโหลด

C = เอาต์พุท หรือการตอบสนอง

G_m = ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของอุปกรณ์ตรวจวัดและทรานสมิตเตอร์

E = ค่าความผิดพลาด

หากไม่นำค่าจากอุปกรณ์ตรวจวัดป้อนกลับเข้ามาในระบบการควบคุมจะเรียกการควบคุมแบบนี้ว่า การควบคุมแบบลูปเปิด แต่ถ้านำค่าดังกล่าวเข้ามาใช้จะเรียกว่า การควบคุมแบบลูปปิด โดยทรานสเฟอ์ฟังก์ชันที่กล่าวมาทั้งหมดจะเขียนในแบบของลาปลาซทรานสฟอร์มในเทอมของการเบี่ยงเบนได้ดังนี้

$$G_c = K_c \left[1 + \frac{1}{\tau_I s} + \tau_D s \right] \quad (2.2)$$

$$G_v = \frac{K_v}{\tau_v s + 1} \quad (2.3)$$

$$G_p = \frac{K_2}{\tau s + 1} \quad (2.4)$$

$$G_L = \frac{K_1}{\tau s + 1} \quad (2.5)$$

$$G_m = \frac{K_m}{\tau_m s + 1} \quad (2.6)$$

ข. สมการการควบคุมแบบลูปปิด

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.1 จะเห็นว่า มีตัวแปรอิสระอยู่ 2 ค่า คือ เซ็ทพอยท์ และ โหลด สมการที่ 2.7 จะเป็นสมการการควบคุมแบบลูปปิดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของเซ็ทพอยท์ โดยไม่มีการเปลี่ยนแปลงของโหลด สมการที่ 2.8 จะเป็นสมการการควบคุมแบบลูปปิดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดเพียงอย่างเดียว และสมการที่ 2.9 เป็นการรวมสมการที่ 2.7 และ 2.8 เข้าด้วยกัน คือ มีทั้งการเปลี่ยนแปลงของเซ็ทพอยท์และโหลด

$$\frac{C}{R} = \frac{K_m G_c G_v G_p}{1 + G_c G_v G_p G_m} \quad (2.7)$$

$$\frac{C}{L} = \frac{G_L}{1+G_c G_v G_p G_m} \quad (2.8)$$

$$C = \frac{K_m G_c G_v G_p}{1+G_c G_v G_p G_m} R + \frac{G_L}{1+G_c G_v G_p G_m} L \quad (2.9)$$

เพื่อให้สะดวกขึ้น ให้ $G = G_v G_p G_m$ และ $G_m = K_m$

ดังนั้นสมการที่ 2.7 และ 2.8 จะลดรูปเป็น

$$\frac{C}{R} = \frac{G_c G}{1+G_c G} \quad (2.10)$$

$$\frac{C}{L} = \frac{G_L}{1+G_c G} \quad (2.11)$$

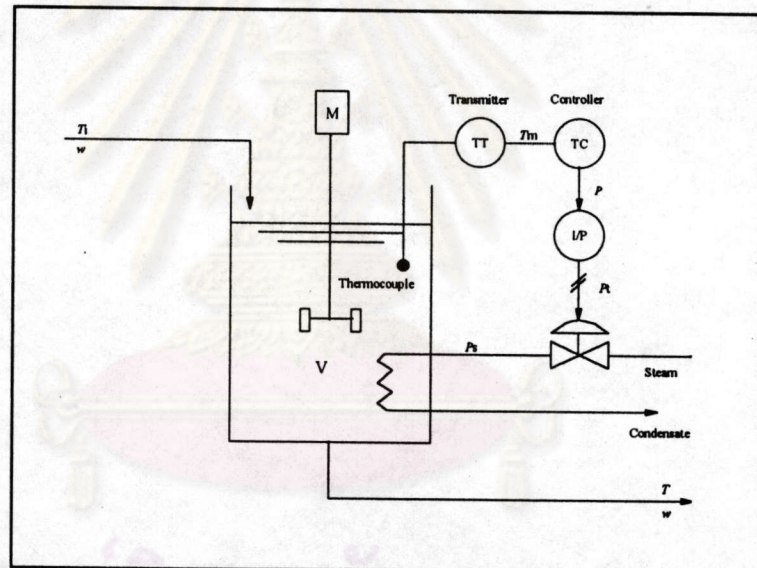
ค. เสถียรภาพของการควบคุมแบบลูปปิด

องค์ประกอบทุกตัวภายในลูปจะมีผลต่อความถี่หรือคาบของการแกว่งภายในลูปปิด โดยที่สัญญาณอินพุตที่เข้าไปในองค์ประกอบแต่ละองค์ประกอบจะถูกขยายหรือลดขนาดลงนั้นขึ้นอยู่กับเกนขององค์ประกอบแต่ละตัว เมื่อสัญญาณวนครบลูปสัญญาณนั้นจะเข้าไป 360° ขนาดของสัญญาณจะเป็นผลคูณขององค์ประกอบทุกตัวในลูปการควบคุม โดยหากพบว่าเกนของลูปมากกว่า 1 แล้ว สัญญาณจะถูกขยายให้กว้างขึ้นเรื่อยๆ การควบคุมจะไม่เสถียร แต่จะเกิดการเสถียรต่อเมื่อเกนของลูปน้อยกว่า 1 ตัวแปรสำคัญที่ทำให้ลูปควบคุมเสถียรหรือไม่ คือ การกำหนดค่าการควบคุมพีไอดี การนำสมการคุณลักษณะ ตามสมการที่ 2.12 มาใช้จะช่วยบอกเสถียรภาพของลูปควบคุมได้ กล่าวคือ ลูปการควบคุมแบบป้อนกลับจะเสถียรได้ต่อเมื่อรากทุกตัวของสมการคุณลักษณะมีค่าเป็นลบ หรือค่าจริง มีค่าเป็นลบ นอกเหนือจากนี้แล้วระบบจะไม่เสถียร

$$1+G_c G_v G_p G_m = 0 \quad (2.12)$$

ง. ตัวอย่างการควบคุมแบบป้อนกลับ

ระบบการควบคุมแบบป้อนกลับ เป็นระบบที่มีการควบคุมแบบง่าย มีอินพุทและเอาต์พุทตัวเดียว ทำให้ระบบนี้ได้รับการยอมรับและใช้กันอย่างแพร่หลายถึงแม้ว่าในปัจจุบันจะมีระบบควบคุมแบบอื่นๆ ที่ดีกว่าแล้วก็ตาม ตัวอย่างการใช้งานของการควบคุมแบบป้อนกลับ เช่น การควบคุมระดับของของเหลว ใช้ควบคุมความดัน อุณหภูมิ เหล่านี้เป็นต้น รูปที่ 2.2 เป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงการควบคุมอุณหภูมิในถังกวนให้ความร้อนโดยการควบคุมแบบป้อนกลับ



รูปที่ 2.2 แสดงการควบคุมอุณหภูมิในถังกวนให้ความร้อน

TT = ตัววัดค่าอุณหภูมิของกระบวนการ

TC = ตัวควบคุมอุณหภูมิของกระบวนการ

จ. ข้อดีข้อเสียของการควบคุมแบบป้อนกลับ

ข้อดีที่เห็นได้ชัด คือ เป็นระบบที่ควบคุมง่าย มีการลงทุนที่ต่ำ เหมาะในการใช้งานทั่วไป มีความน่าเชื่อถือในระบบการควบคุมดีพอสมควร โดยขึ้นกับลักษณะของกระบวนการที่ควบคุม การควบคุมจะดีหรือไม่ยังขึ้นอยู่กับทางเลือกหมวดในการควบคุม เช่น หมวดการควบคุมแบบ เปิด-ปิด หมวดการควบคุมแบบสัดส่วน หมวดการควบคุมที่มีอินทิกรัลและหมวดการควบคุมแบบอนุพันธ์ ซึ่งแต่ละหมวดการควบคุมจะมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป

ข้อเสียที่เห็นได้ชัดของการควบคุมแบบป้อนกลับแบบดั้งเดิม คือ ระบบจะไม่ทำการตอบสนองใดๆ เลย หากการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากโหลดยังไม่ส่งผลให้สัญญาณตรวจวัดมีค่าแตกต่างจากเซตพอยท์ของกระบวนการ ซึ่งทำให้ต้องเลือกใช้ระบบควบคุมที่ก้าวหน้าแบบอื่นๆ เข้ามาทดแทนโดยเฉพาะอย่างยิ่งในกระบวนการที่ไม่ยอมให้เกิดความผิดพลาดเกิดขึ้นในระบบ หรือยอมได้เพียงเล็กน้อย

2.2 การควบคุมโดยใช้แนวทางไอเอ็มซี

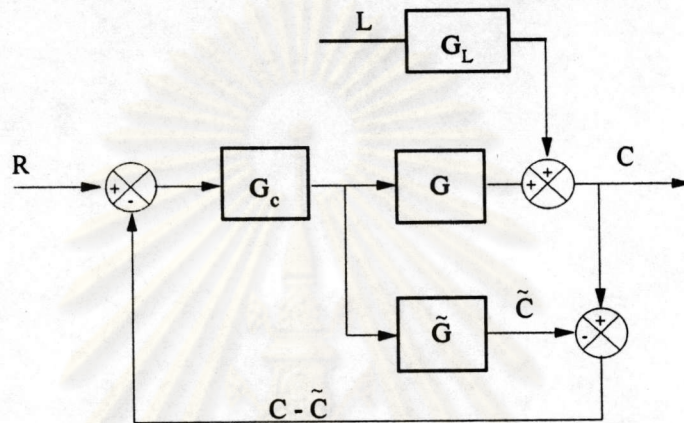
Internal Model Control - IMC

ในหลายปีที่ผ่านมา Morari et al., 1989 ได้พิจารณากลยุทธ์ในการออกแบบระบบควบคุมแบบใหม่ที่เรียกว่า การควบคุมโดยใช้แนวทางไอเอ็มซี (Internal Model Control , IMC) วิธีการของไอเอ็มซีจะเหมือนกับแนวคิดแบบสังเคราะห์โดยตรง (Direct Synthesis) ที่ใช้รูปแบบจำลองของกระบวนการที่สมมติขึ้นและกำหนดตัวควบคุมให้สัมพันธ์กับค่าต่างๆ ในแบบจำลองในลักษณะไปข้างหน้า (Straight forward) แนวคิดไอเอ็มซี มีข้อได้เปรียบ 2 ประการคือ

1. รวมความไม่แน่นอนของรูปแบบจำลองเข้าไปพิจารณาด้วย

2. ทำให้ผู้ออกแบบต้องเลือกที่จะแลกเปลี่ยนระหว่างสมรรถนะของการควบคุมกับความทนทานของระบบที่เกิดจากความแตกต่างในกระบวนการจริงกับความผิดพลาดของแบบจำลองการควบคุม

แนวคิดไอเอ็มซีสามารถอธิบายโดยใช้ไคอะแกรมอย่างง่าย ๆ ในรูป 2.3



รูปที่ 2.3 ไคอะแกรมแสดงการควบคุมแบบไอเอ็มซี

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน G เป็นตัวแทนของกระบวนการจริงรวมกับอุปกรณ์ในการควบคุมที่เกี่ยวข้องดังที่แสดงในสมการที่ 2.10 และ 2.11 แบบจำลองขบวนการ (\tilde{G}) และเอาต์พุตของตัวควบคุม (P) ถูกใช้ในการคำนวณหาค่าผลตอบสนองของแบบจำลอง (\tilde{C}) และผลต่างของการตอบสนองการกระบวนการจริงกับแบบจำลอง ($C - \tilde{C}$) จะถูกใช้ป้อนเป็นอินพุตให้แก่ตัวควบคุมเพื่อใช้ในการควบคุมระบบ โดยผ่านทางทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน (G_c) โดยปกติแล้ว C และ \tilde{C} จะไม่เท่ากันเนื่องจากความผิดพลาดของแบบจำลองและโพลด์ที่ไม่ได้นำเข้ามาเกี่ยวข้องในแบบจำลองเลย

เมื่อเปรียบเทียบไคอะแกรมการควบคุมแบบป้อนกลับและการควบคุมแบบไอเอ็มซีในรูปที่ 2.1 และ รูปที่ 2.3 จะมีความสัมพันธ์ว่า ระบบทั้งสองจะเหมือนกันทุกประการหากความสัมพันธ์ระหว่าง G_c และ G_c^* เป็นไปตามสมการที่ 2.13 ดังนี้

$$G_c = \frac{G_c^*}{1 - G_c^* \tilde{G}} \quad (2.13)$$

ดังนั้นตัวควบคุมไอเอ็มซี สามารถใช้แทนระบบควบคุมป้อนกลับแบบดั้งเดิม โดยความสัมพันธ์สำหรับระบบลูปปิดของไอเอ็มซีสามารถหาจากรูป 2.3 ดังนี้

$$C = \frac{G_c^* G}{1 + G_c^* (G - \tilde{G})} R + \frac{1 - G_c^* G}{1 + G_c^* (G - \tilde{G})} L \quad (2.14)$$

สำหรับกรณีพิเศษสำหรับรูปแบบจำลองสมบูรณ์จะทำให้เหลือเพียง

$$C = G_c^* G R + (1 - G_c^* G) L \quad (2.15)$$

การออกแบบตัวควบคุมไอเอ็มซีแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอน

ขั้นตอนที่ 1. รูปแบบจำลองของขบวนการ

$$G = \tilde{G}_+ \tilde{G}_- \quad (2.16)$$

เมื่อ \tilde{G}_+ จะประกอบด้วย ค่าเดดไทม์ และ โพลอยู่ด้านขวามือของระนาบเชิงซ้อน ดังนั้นค่าที่เพิ่มขึ้นที่ภาวะคงที่จึงเป็นเป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่มีค่าเดดไทม์และอยู่ทางด้านขวามือของระนาบเชิงซ้อนและทำให้กระบวนการไม่เสถียรและไม่สามารถควบคุมให้มีค่าตรงตามเป้าหมายที่ต้องการได้

ขั้นตอนที่ 2 ตัวควบคุมถูกระบุเป็น

$$G_c^* = \frac{f}{\tilde{G}_-} \quad (2.17)$$

ฟิลเตอร์ของไอเอ็มซี (f) หาได้จาก

$$f(s) = \frac{1}{(\tau_c s + 1)^r} \quad (2.18)$$

τ_c คือค่าคงที่ไคของเวลาในระบบปิด ตัวแปร r คือจำนวนเต็มบวกที่ทำให้ G_c^* เป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่เหมาะสม r จะถูกเลือกเพื่อให้ค่ายกกำลังของส่วนมีค่าเท่ากับเศษและถ้าต้องการใช้การควบคุมในห้วงคอนูพันธ์ ค่า r จะถูกกำหนดให้ค่ายกกำลังของส่วนมีค่ามากกว่าเศษอยู่หนึ่งอันดับ

หมายเหตุ การควบคุมแบบไอเอ็มซีในสมการที่ 2.17 จะใช้ \tilde{G} เป็นตัวหารมากกว่าที่จะเป็นการใช้ \tilde{G} ทั้งกระบวนการ ในทางกลับกันถ้าใช้ \tilde{G} เป็นตัวหารจะทำให้ตัวควบคุมจะมีเทอมการทำนายค่า $e^{+\theta s}$ (ถ้า \tilde{G}_+ มีเดคไทม์อยู่ด้วย) หรือไม่เสถียร (ถ้า \tilde{G} มีค่าอยู่ทางด้านขวาของระนาบศูนย์) ดังนั้นการที่แยกองค์ประกอบเป็นสมการที่ 2.16 และเลือกใช้ \tilde{G} และ f จะเป็นการประกันว่าระบบมีความน่าเชื่อถือและเสถียร เนื่องจากสมการที่ 2.17 เป็นสมการของไอเอ็มซีที่ใช้ในการยกเลิกค่าขั้วศูนย์ (Pole zero) ดังนั้น การควบคุมแบบไอเอ็มซีจึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ในกระบวนการที่ฉุดเปิดไม่เสถียร

ในกรณีที่มีการประมาณค่าแบบจำลองมีค่าเท่ากับกระบวนการจริง ($\tilde{G} = G$) เมื่อแทนค่าสมการที่ 2.17 ลงในสมการที่ 2.15 จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.19 ดังนี้

$$C = \tilde{G}_+ f R + (1 - f \tilde{G}_+) L \quad (2.19)$$

และมีทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของฉุดปิดที่เกิดจากการเปลี่ยนเซ็ทพอยท์ ดังสมการที่ 2.20

$$\frac{C}{R} = \tilde{G}_+ f \quad (2.20)$$

สำหรับกระบวนการอันดับหนึ่งที่มีเดคไทม์สามารถใช้ในการประมาณค่าโดยวิธีการของ Pade' เพื่อประมาณค่า $e^{-\theta s}$ ทำให้สมการทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของกระบวนการมีรูปแบบดังนี้

$$G(s) = \frac{K(1 - \frac{\theta}{2}s)}{(1 + \frac{\theta}{2}s)(\tau s + 1)} \quad (2.21)$$

เมื่อแยกองค์ประกอบตามสมการที่ 2.16 และกำหนดให้

$$\tilde{G}_+ = 1 - \frac{\theta}{2}s \quad (2.22)$$

จะได้

$$\tilde{G}_- = \frac{K}{(1 + \frac{\theta}{2}s)(\tau s + 1)} \quad (2.23)$$

และเมื่อใช้ฟิลเตอร์ของไอเอ็มซีทำการแทนค่าลงไปนสมการที่ 2.23 จะได้

$$G_c^* = \frac{(1 + \frac{\theta}{2}s)(\tau s + 1)}{K(\tau_c s + 1)} \quad (2.24)$$

และเมื่อแทนค่าสมการที่ 2.24 ลงไปในสมการที่ 2.13 จะได้

$$G_c = \frac{(1 + \frac{\theta}{2}s)(\tau s + 1)}{K(\tau_c + \frac{\theta}{2})s} \quad (2.25)$$

จากนั้นสามารถจัดเทอมต่างในสมการที่ 2.25 ให้สอดคล้องกับลักษณะของสมการของตัวควบคุมพีไอดี จะหาความสัมพันธ์ซึ่งจะมีค่าตัวแปรอิสระอยู่ 1 ตัว คือ ค่าตัวแปรการจูน τ_c

$$K_c = \frac{1}{K} \frac{2(\frac{\tau}{\theta}) + 1}{2(\frac{\tau_c}{\theta}) + 1}, \quad \tau_I = \frac{\theta}{2} + \tau, \quad \tau_D = \frac{\tau}{2(\frac{\tau}{\theta}) + 1} \quad (2.26)$$

อีกวิธีการหนึ่งในการใช้การควบคุมแบบไอเอ็มซี คือ การแทนค่าฟังก์ชันต่างๆ ในเทอมของ z- ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ซึ่งวิธีการคำนวณต่างๆ จะเหมือนกับขั้นตอนที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นตามสมการที่ 2.16 และ 2.17 และเปลี่ยนค่าฟิลเตอร์ของการควบคุมเป็น z- ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันตามสมการที่ 2.27

$$f(z) = \frac{1-\alpha}{1-\alpha z^{-1}} \quad (2.27)$$

โดยที่ α จะเป็นตัวแปรการจูนอิสระที่เข้ามาเกี่ยวข้องกับสมการ และจากการใช้วิธีการนี้ ทำให้ต้องเพิ่ม ZOH (Zero order hold) เข้าไปในระบบควบคุมเพิ่มขึ้นอีก 1 ฟังก์ชัน เพื่อให้คงสัญญาณให้มีค่าคงที่ก่อนที่จะถึงช่วง Δt ใหม่ และทำให้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของกระบวนการมีรูปแบบเป็นไปตามสมการที่ 2.28 ดังนี้

$$HG(z) = \frac{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} z^{-1}} \quad (2.28)$$

และเมื่อแทนค่าเพื่อหาค่าตัวควบคุมจะได้ดังนี้

$$G_c^*(z) = \frac{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} z^{-1}}{1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}} \frac{(1-\alpha)}{(1-\alpha z^{-1})} \quad (2.29)$$

2.3 การจูนตัวควบคุม

ก. การจูนโดยวิธีซีเกลอร์-นิโคลส์ (Ziegler-Nichols)

ในการจูนค่า พีไอดี ของตัวควบคุมกระบวนการจะแบ่งตามรูปแบบของตัวชดเชยเดคไทม์ คือ จะใช้วิธีของ “ซีเกลอร์-นิโคลส์” ในรูปแบบของวิธีการไซเคิลแบบต่อเนื่อง ซึ่งการควบคุมชนิดนี้มีพื้นฐานมาจากการจูนแบบลองผิดลองถูกในการจูนตัวควบคุมกระบวนการนี้ จะทำในโปรแกรม Simulink ที่ได้จัดบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการไว้แล้วและสามารถแบ่งออกเป็นขั้นตอนต่างๆ คือ

ขั้นที่ 1 การจูนตัวควบคุมแบบลองผิดลองถูก

เป็นการจูนตัวควบคุมเพื่อหาค่า K_c ซึ่งสามารถแบ่งเป็นขั้นตอนย่อยได้ดังนี้

1. กำจัดค่าอินทิกรัล และดีริเวทิฟ ออกโดยการตั้งค่า τ_I ให้มีค่าสูงที่สุดและค่า τ_D ให้มีค่าต่ำที่สุด
2. สุ่มค่า K_c ขึ้นมาหนึ่งค่า (เริ่มที่ค่า K_c ต่ำๆ ก่อน) จากนั้นก็ปล่อยให้โปรแกรม Simulink ทำงานไปแบบอัตโนมัติ
3. สังเกตคุณลักษณะของกราฟของการตอบสนองที่ได้ ถ้าเกิดโอเวอร์ชูต แสดงว่าจะต้องลดค่า K_c ลงและถ้ากราฟการตอบสนองมีแนวโน้มเข้าใกล้ค่าเซ็ทพอยท์ แสดงว่าจะต้องเพิ่มค่า K_c ให้มากขึ้น ทั้งนี้การเพิ่มหรือลดค่า K_c จะทำจนกระทั่งกราฟของการตอบสนองที่ได้มีลักษณะเป็นกราฟคงที่ คือกราฟที่ได้จะมีแอมพลิจูดและคาบเวลาที่คงที่เท่ากันโดยตลอด วิธีการตอบสนองแบบนี้เราจะเรียกว่า วิธีการไซเคิลแบบต่อเนื่องค่า K_c ที่ได้จะมีค่าเท่ากับค่า K_{cu} ซึ่งค่า K_{cu} นี้เราจะนำไปใช้ใน การหาค่าการควบคุมสัดส่วนของค่าพีไอดี โดยวิธีของ “ซีเกลอร์-นิโคลส์”

นิยามของ K_{cu} ค่า K_{cu} หรือเรียกอีกชื่อว่า "Ultimate gain" คือ ค่า K_c ที่มากที่สุดของ ตัวควบคุมกระบวนการที่ทำให้กระบวนการแบบลูปปิดมีเสถียรภาพที่ดีเมื่อใช้ค่าสัดส่วน ในการควบคุมกระบวนการเพียงอย่างเดียว

จากการตอบสนองของ $K_c = K_{cu}$ เวลาที่ได้จากการตอบสนอง 1 ช่วงคลื่นก็คือ ค่า P_u ซึ่ง ทั้งค่า K_{cu} และ P_u ที่ได้นี้จะนำไปหาค่าพีไอดี โดยใช้วิธีการของ ซีเกลอร์-นิโคลส์ ต่อไป



ขั้นที่ 2 วิธีการควบคุมแบบการไหลแบบต่อเนื่อง

วิธีการควบคุมแบบการไหลแบบต่อเนื่องนี้ซีเกลอร์และนิโคลส์ได้เป็นผู้นำเสนอครั้งแรก ในปี ค.ศ.1942 โดยการนำค่า K_{cu} ที่ได้จากการทดลองผิดพลาดออกมาหาค่าพีไอดี ได้ดังตารางที่

2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าการคำนวณค่าตัวควบคุมโดยวิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์

| Controller | K_c | τ_I | τ_D |
|------------|---------------|-----------|----------|
| P | $0.5 K_{cu}$ | - | - |
| PI | $0.45 K_{cu}$ | $P_u/1.2$ | - |
| PID | $0.6 K_{cu}$ | $P_u/2$ | $P_u/8$ |

ค่าพีไอดี ที่ได้ก็จะนำไปแทนค่าลงในตัวควบคุมกระบวนการต่อไป

2.4 การเปรียบเทียบผลการควบคุม

การตรวจสอบผลการตอบสนองของระบบควบคุมตามเวลาทุกจุด ตั้งแต่กระบวนการเริ่มต้นเปลี่ยนแปลงจนเข้าสู่สภาพสมดุล แบ่งออกเป็น

1. การอินทิเกรตค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองหรือไอเอสอี (ISE ย่อจาก Integral Square Error) มีค่า

$$ISE = \int_0^{\infty} [e(t)]^2 dt \quad (2.30)$$

ถ้าความคลาดเคลื่อนในการควบคุมมีค่ามากจะได้ค่าอินทิเกรตมาก ถ้าความคลาดเคลื่อนมีค่าน้อยจะได้ค่าอินทิเกรตน้อยไม่สามารถจะแยกความแตกต่างของระบบควบคุมที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกัน การออกแบบระบบควบคุมโดยใช้เกณฑ์ไอเอสไอจะทำให้ความคลาดเคลื่อนในการควบคุมลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงเริ่มต้นและทำให้เสถียรภาพของระบบควบคุมลดลงด้วยการออกแบบระบบควบคุมโดยลดค่าอินทิเกรตความคลาดเคลื่อนกำลังสองนี้เหมาะสำหรับกระบวนการที่มีวัตถุประสงค์ในการประหยัดพลังงาน

2. การอินทิเกรตค่าเวลาความคลาดเคลื่อนกำลังสองหรือไอทีเอสไอ (ITSE ย่อจาก Integral Time Square Error) มีค่า

$$ITSE = \int_0^{\infty} t^2 e(t) dt \quad (2.31)$$

การอินทิเกรตค่าเวลาความคลาดเคลื่อนกำลังสองถ้าความคลาดเคลื่อนในการควบคุมมีค่ามากในช่วงต้นจะได้ค่าอินทิเกรตน้อย และความคลาดเคลื่อนของการควบคุมในช่วงหลังมากจะได้ค่าอินทิเกรตมากเหมาะสำหรับการออกแบบระบบควบคุมมากกว่าการอินทิเกรตค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสอง

3. การอินทิเกรตค่าความคลาดเคลื่อนสัมบูรณ์ หรือ ไอเอไอ (IAE ย่อจาก Integral Absolute Error) มีค่า

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (2.32)$$

การอินทิเกรตค่าความคลาดเคลื่อนสัมบูรณ์ ไม่เหมาะสำหรับการออกแบบระบบควบคุมที่กระบวนการที่ความหน่วงสูงมากหรือน้อยมาก นิยมใช้ในการออกแบบระบบควบคุมที่ต้องการจะประหยัดพลังงาน

4. การอินทิเกรตค่าเวลาความคลาดเคลื่อนสัมบูรณ์ หรือ ไอทีเออี (ITAE ย่อจาก Integral of Time Absolute Error) มีค่า

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt \quad (2.33)$$

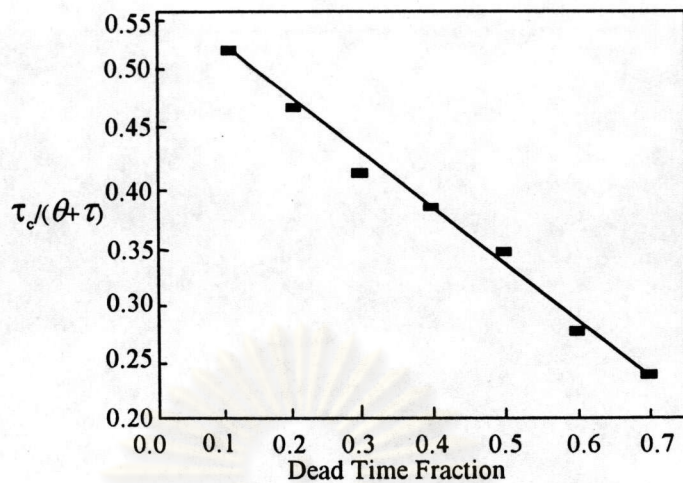
การอินทิเกรตค่าเวลาความคลาดเคลื่อนสัมบูรณ์ ถ้าความคลาดเคลื่อนในการควบคุมช่วงต้นมีค่ามาก จะได้ค่าอินทิเกรตน้อย และความคลาดเคลื่อนในการควบคุมช่วงหลังมีค่ามากจะได้ค่าอินทิเกรตมาก เหมาะสำหรับการออกแบบระบบควบคุมมากกว่าการอินทิเกรตค่าความคลาดเคลื่อนสัมบูรณ์ จะทำให้ได้ระบบควบคุมที่มีค่าการตอบสนองสูงสุดต่ำ จึงเป็นวิธีการหนึ่งที่นิยมใช้ในการเปรียบเทียบผลของการควบคุม ดังนั้นการวิจัยครั้งนี้จึงเลือกใช้ค่าไอทีเออีเป็นการเปรียบเทียบผลการควบคุม

2.5 ผลงานการศึกษาที่ผ่านมา

ได้มีการศึกษาถึงสมรรถนะในการควบคุมแบบไอเอ็มซีในหลายๆ กรณีด้วยกัน Lee, J. & S.W. Sung, 1993 ได้ศึกษาเปรียบเทียบผลการควบคุมของการควบคุมแบบป้อนกลับโดยกำหนด รีเลย์ฟีดแบ็ค (Relay feedback control) เปรียบเทียบผลการควบคุมกับวิธีการจูนตัวควบคุมด้วยวิธีการ ไอทีเออี และการควบคุมแบบไอเอ็มซี โดยศึกษาเปรียบเทียบค่าพีไอดีกับกราฟแสดงผลการตอบสนองของเอาต์พุต และอุปกรณ์ควบคุม โดยเสนอแนะว่า การจูนค่าพีไอดีโดยกฎเกณฑ์ของการควบคุมแบบไอเอ็มซีควรใช้เป็นการจูนกำหนดค่าพีไอดีในขั้นสุดท้ายสำหรับกระบวนการที่เป็นแบบ โอเวอร์แดมปี (Over damped process) Rivera, et al. 1986 ได้สรุปแปลงค่าความสัมพันธ์ของการควบคุมแบบไอเอ็มซีและการควบคุมแบบป้อนกลับแบบดั้งเดิมโดยกำหนดค่าพีไอของตัวควบคุมไว้ ดังนี้

$$KK_c = \frac{2\tau + \theta}{2\tau_c}, \quad \tau_1 = \frac{\theta}{2} + \tau \quad (2.34)$$

และ Morari, M. & E. Zafiriou, 1989 ได้ใช้ความสัมพันธ์ดังกล่าวเพื่อศึกษาค่า τ_c โดยให้ใช้ค่า τ_c ให้มีค่ามากกว่า ค่าสูงสุดระหว่าง 1.7θ และ 0.2τ Brosilow, C., 1979 ได้แนะนำให้ใช้ค่าตัวแปรการจูน τ_c ซึ่งเป็นตัวแปรอิสระใดๆ ที่เข้ามาเกี่ยวข้องในการควบคุมแบบโอเอ็มซี โดยกำหนดความสัมพันธ์ของ τ_c กับค่าความผิดพลาดของแบบจำลองเนื่องมาจากเดดไทม์ผิดพลาดเป็น $\tau_c = 0.25(\delta\theta)$ โดยที่ $\delta\theta$ จะเป็นค่าสูงสุดของการประมาณค่าความผิดพลาดของเดดไทม์จากแบบจำลอง Ciacone et. al., 1993 ได้ศึกษาถึงความสัมพันธ์ของตัวแปรการจูนกับเดดไทม์ของกระบวนการอันดับที่หนึ่งที่มีเดดไทม์ที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบสเต็ป โดยกำหนดความสัมพันธ์ระหว่างค่า τ_c กับเดดไทม์แฟรคชัน (อัตราส่วนระหว่างเดดไทม์ต่อผลรวมของเดดไทม์กับเวลาของกระบวนการ) ซึ่งเป็นไปตามรูปที่ 2.4 ซึ่งจากกราฟจะพบว่า ค่าตัวแปรการจูน τ_c จะมีค่ามากเมื่อเดดไทม์แฟรคชันมีค่าน้อย และน้อยลงเมื่อเดดไทม์แฟรคชันสูงขึ้น การที่ตัวแปรการจูน τ_c มีค่าน้อยลงจะทำให้ระบบมีความเสถียรเพิ่มมากขึ้น แต่ τ_c จะส่งผลอย่างมากต่ออุปกรณ์ควบคุมเป็นอย่างมาก และในบางกรณีอาจไม่สามารถยอมรับการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นที่อุปกรณ์ควบคุมที่ใช้งานนั้นได้เลย Merlin, T.E., 1995 ได้ศึกษาเปรียบเทียบค่า τ_c ต่างๆ และสรุปว่า ค่า τ_c นั้นยังไม่สามารถกำหนดให้สอดคล้องกับทุกกรณี แต่จะสามารถนำไปใช้ได้หลายๆ กรณี และบางกรณีค่า τ_c ที่ใช้จะเป็นเพียงค่าเริ่มต้นที่จะใช้ในการจูนต่อไปเท่านั้น



รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ของตัวแปรการจูน τ_c ในกระบวนการอันหนึ่งที่มีเดดไทม์

Rivera et al., 1986 ได้เสนอให้ใช้ค่า τ_c ให้มีค่ามากกว่า 0.8θ และมากกว่า 0.1τ และเสนอแนวทางในการกำหนดค่าพีไอดีให้แก่กระบวนการที่มีอันดับต่างๆ กันที่ไม่มีเดดไทม์โดยใช้วิธีการควบคุมแบบไอเอ็มซี โดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่าง G_c และ G_c^* และใช้ $r = 1$ ดังตารางที่ 2.2 และสำหรับกระบวนการที่มีเดดไทม์เข้ามาเกี่ยวข้องด้วย จะต้องประมาณค่าเดดไทม์ดังกล่าว ซึ่งการประมาณค่าเดดไทม์นั้นอาจใช้วิธีการประมาณค่าของ Pade' หรือใช้อนุกรมเทเลอร์ (Taylor series) แทนค่าลงในทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน จัดเทอมต่างๆ ใน G_c^* ให้สอดคล้องกับเทอมของพีไอดี ซึ่งตัวแปรอิสระที่สำคัญยังคงเป็นค่า τ_c อยู่ ส่วนการควบคุมแบบไอเอ็มซีที่ใช้ฟังก์ชันแบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete function) ตัวแปรการจูนที่ใช้จะได้แก่ค่า α โดย Seborg et. al. 1989 เสนอแนะว่า ถ้าใช้ $\alpha = 0$ การตอบสนองของเอาต์พุตของการควบคุมแบบไอเอ็มซีจะรวดเร็วและไม่มีการแกว่งของเอาต์พุต ซึ่งก็คือ การควบคุมแบบเดดบิต (Deadbeat Control) นั่นเอง

ตารางที่ 2.2 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของการควบคุมแบบโอเอ็มซี

| กรณี | แบบจำลอง | KK_c | τ_1 | τ_D |
|------|--|--------------------------------------|-------------------|---|
| A | $\frac{K}{(\tau s + 1)}$ | $\frac{\tau}{\tau_c}$ | τ | -- |
| B | $\frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$ | $\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_c}$ | $\tau_1 + \tau_2$ | $\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$ |
| C | $\frac{K}{\tau^2 s^2 + 2\zeta \tau s + 1}$ | $\frac{2\zeta \tau}{\tau_c}$ | $2\zeta \tau$ | $\frac{\tau}{2\zeta}$ |
| D | $\frac{K(-\beta s + 1)}{\tau^2 s^2 + 2\zeta \tau s + 1} \quad \beta > 0$ | $\frac{2\zeta \tau}{\tau_c + \beta}$ | $2\zeta \tau$ | $\frac{\tau}{2\zeta}$ |
| E | $\frac{K}{s}$ | $\frac{1}{\tau_c}$ | -- | -- |
| F | $\frac{K}{s(\tau s + 1)}$ | $\frac{1}{\tau_c}$ | -- | -- |

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย