

การควบคุมป้อนกลับเชิงปริมาณของแขนกลชนิดสองข้อต่อ

Quantitative Feedback Control of a Two-Link Robot Manipulator

ชาคริต ศรีนางแย้ม* และ วิทิต นัทรรัตนกุลชัย

ห้องปฏิบัติการควบคุมหุ่นยนต์และการสั่นสะเทือน (CRV Lab) ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ จตุจักร กรุงเทพฯ 10900

โทร 0-2942-8567 ต่อ 506 *อีเมลล์ oxygen_del@hotmail.com และ fengwtc@ku.ac.th

บทคัดย่อ

เทคนิคการควบคุมแขนกลในอุตสาหกรรม ส่วนใหญ่คือการควบคุมแบบ PID ซึ่งไม่ต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ บางเทคนิคออกแบบโดยใช้แบบจำลองที่แน่นอน โดยไม่ได้คำนึงถึงความคลาดเคลื่อนระหว่างแบบจำลองกับระบบจริง แต่เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ของแขนกลเปลี่ยนแปลงขณะที่แขนกลทำงาน เช่นการยกน้ำหนักที่เปลี่ยนไป จึงทำให้ประสิทธิภาพของระบบควบคุมไม่ดีเท่าที่ควร บทความนี้นำเสนอวิธีการควบคุมแบบป้อนกลับเชิงปริมาณ (Quantitative feedback control) ซึ่งเป็นการออกแบบตัวควบคุมในโดเมนความถี่ (Frequency domain) และเป็นวิธีการควบคุมที่สามารถควบคุมระบบที่มีความไม่แน่นอน (Plant uncertainty) และระบบที่มีสิ่งรบกวนต่อระบบ (Disturbance) ได้ดี การออกแบบระบบที่มีหลายสัญญาณเข้าออก (MIMO) เช่นนี้เป็นสิ่งที่ยาก เนื่องจากสัญญาณเข้าแต่ละสัญญาณมีผลกระทบกับสัญญาณออกทุกสัญญาณ (Couple) ในการออกแบบระบบควบคุม เราแบ่งระบบ MIMO ออกเป็นสองระบบ SISO แล้วทำการออกแบบระบบควบคุมทีละระบบ (Decoupled sequential loop shaping) เราสามารถกำหนดคุณสมบัติด้านการลดผลกระทบของการสั่นสะเทือนภายนอก (Disturbance rejection) และคุณลักษณะของการเคลื่อนที่ที่ต้องการ (Tracking specification) จากการจำลองและจากการทดลองจริง เห็นได้ว่าระบบควบคุมแขนกลนี้ ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

Abstract

PID controller, normally used in industry, does not require mathematical model. Some techniques design on fixed model without taking uncertainty into consideration. Since the robot's parameters change during operation, for example, lifting varying payload, the controller designed from a fixed model normally delivers low performance. This paper presents a controller based on the quantitative feedback theory, which designs a controller in the frequency domain. This method is suitable for uncertain plant with external disturbance. Controller design for multi-input-multi-output (MIMO) system is always difficult because the coupling

between inputs to outputs. We divide the design into two steps, for two sequential SISO systems. We are able to reject the disturbance and track desired trajectories accurately. Simulation and experimental results confirm the controller's effectiveness.

1. คำนำ

แขนกลที่มีประสิทธิภาพที่ดีจะต้องมีส่วนสำคัญสองส่วนคือ ส่วนของกลไกการทำงาน และส่วนที่มีหน้าที่ควบคุม โดยที่ทั้งสองส่วนจะต้องมีการทำงานสอดคล้องกัน เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพกลไกการทำงานจึงเพิ่มจำนวนข้อต่อของแขนกล ดังนั้นการออกแบบระบบที่มีหลายสัญญาณเข้าออก (MIMO) จึงเป็นสิ่งที่ยากเพราะว่าเป็นการออกแบบการควบคุมระบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear control) แต่ในปัจจุบันการควบคุมหุ่นยนต์ในอุตสาหกรรมส่วนใหญ่เป็นการออกแบบการควบคุมระบบเป็นเชิงเส้น (Linear control) ซึ่งเป็นเพียงการประมาณ ส่วนการออกแบบการควบคุมระบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear control) เช่น Singular perturbation, Passivity-based control, Backstepping, Feedback linearization, และ Intelligent control อยู่ในขั้นการวิจัยยังไม่เป็นที่แพร่หลายดังนั้นปัญหาที่พบในการควบคุมแขนกลในโรงงานอุตสาหกรรมคือมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ขณะที่แขนกลมีการทำงานและความไม่แน่นอนของระบบทำให้การควบคุมแขนกลให้มีความถูกต้องแม่นยำมีความเป็นไปได้ยาก

ในการออกแบบการควบคุมแขนกลชนิดสองข้อต่อมีผู้สนใจได้เสนอแนวคิดและทฤษฎีงานวิจัยที่น่าสนใจดังนี้ ในปี ค.ศ.1989 J. T. Carter และ M. E. Greene [1] ได้นำเสนอวิเคราะห์และทดลองเกี่ยวกับการควบคุมการเคลื่อนที่ของแขนกลชนิดสองข้อต่อ โดยใช้เทคนิค Universal adaptive control ซึ่งพบว่าข้อดีคือ การออกแบบไม่ต้องใช้ Physical model แต่จะใช้ Linear reference model ในการออกแบบและการออกแบบทั้งหมดจะเป็นเชิงเส้นแต่ก็ยังมีข้อเสียคือ ในการออกแบบจะต้องรู้ผลกระทบของ System state variables ที่แน่นอนและระบบจะต้องมี Input เท่ากับจำนวน Element ใน Disturbance vector โดยที่การออกแบบจะให้ได้การควบคุมที่ดีอาจจะมี Estimator gains ที่ใหญ่ ต่อมาในปี ค.ศ.1990 A. A. Yamamura, A. Sideris, C. Ji และ D. Psaltis [2] ได้นำเสนอเทคนิค Neural network ในการควบคุม

แขนกลชนิดสองข้อต่อ โดยใช้ Error back propagation (BEP) และ Modified versions of BEP และในปี ค.ศ.2006 I. Abdelmalek และ N. Golea [3] ได้นำเสนอเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพการติดตามการเคลื่อนที่ของแขนกลชนิดสองข้อต่อ โดยใช้เทคนิค Non-quadratic fuzzy ทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของ T-S Fuzzy model และวิเคราะห์การติดตามการเคลื่อนที่ของ T-S Fuzzy model โดยที่มี External disturbances

ทฤษฎีการควบคุมป้อนกลับเชิงปริมาณ (Quantitative feedback theory) ถูกคิดค้นเมื่อประมาณห้าสิบปีที่แล้ว (I. Horowitz, 1959) เป็นวิธีการควบคุมที่สามารถควบคุมระบบที่มีความไม่แน่นอน (Plant uncertainty) และระบบที่มีสิ่งรบกวนต่อระบบ (Disturbance) ได้ดี โดยทำการออกแบบตัวควบคุมในโดเมนความถี่ และออกแบบให้ตัวควบคุมมีแบนด์วิดท์ต่ำ (Low bandwidth) หรือมีกำลังใช้งานต่ำ (Less control effort) ในปี ค.ศ.1986 O. Yaniv และ I. Horowitz [4] ได้ศึกษาและนำเสนอทฤษฎีการควบคุมป้อนกลับเชิงปริมาณ (Quantitative feedback theory) ในระบบหลายสัญญาณป้อนเข้าป้อนออก (Multi-input-multi-output) โดยคำนึงถึงในระบบส่วนใหญ่แล้วจะมีลักษณะเป็นแบบ MIMO เช่น การควบคุมการบิน (Flight control), การสื่อสารผ่านดาวเทียม (Communication satellites), กระบวนการในโรงงานสารเคมี (Chemical plant processes) ฯลฯ โดยทำการศึกษาระบบ 2×2 , 3×3 และ $n \times n$ และในปี ค.ศ. 1995 Y. Zhao และ S. Jayasuriya [5] ได้เสนอรูปแบบใหม่ในการออกแบบระบบ MIMO โดยนำเทคนิค H_∞ มาช่วยในการออกแบบ ทฤษฎีการควบคุมป้อนกลับเชิงปริมาณ (Quantitative feedback theory) เป็นที่แพร่หลายเมื่อประมาณสิบปีที่ผ่านมามีงานวิจัยที่น่าสนใจดังนี้ ในปี ค.ศ.1994 R. Kundergi และ P. S. V. Nataraj [6] ได้นำ QFT มาศึกษาในการออกแบบการควบคุมการทำงานของ Evaporator โดยมีลักษณะของระบบเป็นแบบ 2×2 และมีความไม่แน่นอนคือ ค่า Time-delays และ Gains ต่อมาในปี ค.ศ.2005 ได้มีการนำ QFT มาวิจัยเพื่อประยุกต์ในงานอุตสาหกรรม โดย D.S. LEE, J. S. Lee และ T. Kang [7] ได้นำ QFT มาควบคุมอัตราการหลอมเหลวเหล็กในกระบวนการ Strip-casting ซึ่งมีความไม่แน่นอนของตัวแปรสัญญาณป้อนเข้า และในปี ค.ศ.2006 ได้มีการวิจัยเกี่ยวกับการขับเคลื่อนด้วย M. Barreras, C. Villegas, M. Garcia-Sanz และ J. Kalkkuhl [8] ได้นำ QFT มาประยุกต์ในการควบคุม Sideslip angle และ Yaw rate ของรถขับเคลื่อนสี่ล้อโดยทำการวัดค่าความเร็ว, Sideslip angle และ Yaw rate เป็นสัญญาณป้อนเข้าและออกแบบเป็นลักษณะ Non-diagonal controller จากผลการทดลองพบว่าเกิด Overshoot และจะเข้าสู่สถานะอยู่ตัว (Steady state) เร็วกว่าและน้อยกว่าหนึ่งวินาทีเมื่อเปรียบเทียบกับ Diagonal controller

ในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีการควบคุมระบบด้วย การควบคุมแบบป้อนกลับเชิงปริมาณ (Quantitative feedback control) เป็นการออกแบบตัวควบคุมในโดเมนความถี่ (Frequency domain) และเป็นการควบคุมที่สามารถควบคุมระบบที่มีความไม่แน่นอน (Plant uncertainty) และระบบที่มีสิ่งรบกวนต่อระบบ (Disturbance) ได้ดี โดยที่งานวิจัยนี้จะออกแบบระบบที่มีลักษณะหลายสัญญาณป้อนเข้าป้อนออก (Multi-input-multi-output) ดังนั้นการควบคุมแบบป้อนกลับเชิง

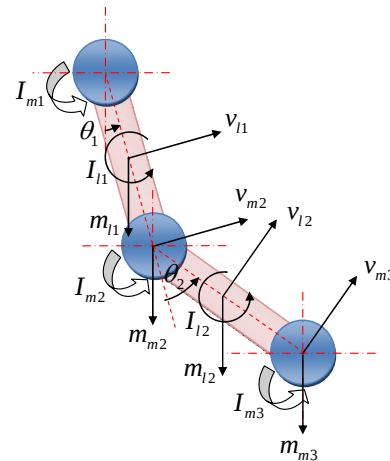
ปริมาณจะสามารถทำให้ผลตอบสนองเป็นไปตามที่ต้องการและมีความถูกต้องแม่นยำ และเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของระบบได้

ในบทความนี้ ส่วนที่ 2 แสดงการสร้าง Plant templates การหาสมการการเคลื่อนที่ (Equations of motion) และการหาค่าพารามิเตอร์ (System identification) ส่วนที่ 3 แสดงการหาข้อจำกัดในโดเมนความถี่ ส่วนที่ 4 แสดงการออกแบบ Controller และ Prefilter ส่วนที่ 5 แสดงผลการทดลอง (Experiment) และบทสรุปในส่วนที่ 6

2. การสร้าง Plant templates

2.1 สมการการเคลื่อนที่ (Equations of motion)

สมการการเคลื่อนที่ของแขนกลชนิดสองข้อต่อตามแนวดิ่งตั้งในรูปที่ 1 โดยที่ $m_{li}, i = 1, 2$ คือ มวลของแขนกลแต่ละแขน $m_{mi}, i = 1, 2$ คือ มวลที่ปลายแขนกลแต่ละแขน m_{m3} คือมวลที่ใส่ที่ปลายแขนกลแขนที่สอง $I_{mi}, i = 1, 2, 3$ คือ โมเมนต์ความเฉื่อยที่ปลายแขนกลแต่ละแขน I_{m3} คือโมเมนต์ความเฉื่อยที่ปลายแขนกลแขนที่สองที่มีกราส์มวล $I_{li}, i = 1, 2$ คือ โมเมนต์ความเฉื่อยที่จุดศูนย์ถ่วงของแต่ละแขน $v_{li}, i = 1, 2$ คือความเร็วที่จุดศูนย์ถ่วงของแต่ละแขน $v_{mi}, i = 2, 3$ คือความเร็วปลายแขนกลแต่ละแขน θ_1 คือมุมของแขนที่หนึ่งเทียบกับแนวดิ่ง θ_2 คือมุมของแขนที่สองเมื่อเทียบกับแขนที่หนึ่ง T_1 และ T_2 คือทอร์กที่มอเตอร์ขับเคลื่อนแขนกลแต่ละแขน



รูปที่ 1 แผนผังวัตถุอิสระแขนกลชนิดสองข้อ

จากวิธีการหาสมการการเคลื่อนที่ของลากรางจ์จะได้สมการการเคลื่อนที่ของแขนกลดังนี้

$$A\ddot{\theta}_1 + B\ddot{\theta}_2 + D_1 \sin \theta_1 + D_2 \sin (\theta_1 + \theta_2) = T_1 = FV_1 - G\dot{\theta}_1 \quad (1)$$

$$B\ddot{\theta}_1 + C\ddot{\theta}_2 + D_2 \sin (\theta_1 + \theta_2) = T_2 = FV_2 - G\dot{\theta}_2 \quad (2)$$

โดยที่ A , B , C , D_1 , D_2 , F และ G คือ ผลรวมของค่าคงที่ของตัวแปรเช่น มวล, โมเมนต์ความเฉื่อยและค่าคงที่ของมอเตอร์ V_1 และ V_2 คือ ค่าความต่างศักย์ของมอเตอร์ตัวที่หนึ่งและสอง

2.2 System Identification

จากสมการการเคลื่อนที่ของแขนกลนำมาจัดเทอมใหม่โดยใช้การวิเคราะห์แบบ Least-square

$$Y = \Phi \Theta \quad (3)$$

โดยที่ $Y \in \mathbb{R}^{n \times 1} = \begin{bmatrix} V_1 + V_2 \\ \vdots \end{bmatrix}$,

$$\Phi \in \mathbb{R}^{n \times 6} = \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 & (\ddot{\theta}_1 + \ddot{\theta}_2) & \ddot{\theta}_2 & \sin \theta_1 & 2 \sin(\theta_1 + \theta_2) & (\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix},$$

$$\Theta \in \mathbb{R}^{6 \times 1} = [A/F, B/F, C/F, D_1/F, D_2/F, G/F]^T$$

การติดตั้งอุปกรณ์ในการทดลองหาค่าพารามิเตอร์จะกล่าวในภายหลัง การหาค่าพารามิเตอร์จะทำการให้สัญญาณ Sine โดยที่จะเริ่มจากความถี่ 0.1-0.5 ทั้งสองแกนและแอมพลิจูด 1 และ 0.7 ตามลำดับและกำหนดให้ $\sin \theta \approx \theta$, $D = D_1 + D_2$ และ $E = D_2$ ทำการแปลงลาปลาซสมการ (1) และ (2) ทั้งสองฝั่งของสมการ

$$\begin{bmatrix} \theta_1(s) \\ \theta_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{As^2 + Gs + D}{F} & \frac{Bs^2 + E}{F} \\ \frac{Bs^2 + E}{F} & \frac{Cs^2 + Gs + E}{F} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \end{bmatrix} \quad (4)$$

จากการทำการเก็บค่าพารามิเตอร์แสดงดังนี้

$$\begin{aligned} A/F &= (0.042, 0.0624), \quad B/F = (0.000115, 0.0119), \\ C/F &= (0.0053, 0.0164), \quad G/F = (0.3883, 0.4649), \\ D/F &= (1.2599, 1.7148), \quad E/F = (0.2891, 0.4649) \end{aligned}$$

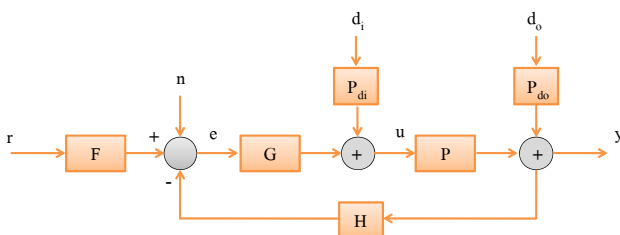
3. Frequency-Domain Specification

ในการควบคุมแบบป้อนกลับสามารถเขียนอยู่ในรูปแบบทั่วไปดังในรูปที่ 2 โดยที่ระบบที่ออกแบบมีลักษณะเป็น 2 DOFs จะทำการออกแบบตัวควบคุม $G = \text{diag}(g_1, g_2)$ และ $F = [f_{11}, f_{12}; f_{21}, f_{22}]$ ระบบสามารถเขียนให้อยู่ในรูปดังนี้

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix}$$

และกำหนดให้

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} \\ \pi_{21} & \pi_{22} \end{bmatrix}$$



รูปที่ 2 A two DOFs MIMO feedback system

โดยที่ r คือ สัญญาณอ้างอิง, n คือ สัญญาณรบกวน, e คือ สัญญาณผิดพลาด, d_i และ d_o คือ สัญญาณรบกวนภายในและภายนอก, u คือ สัญญาณควบคุมและ y คือ สัญญาณเอาต์พุต

3.1 การหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายในของระบบ (Plant-input disturbance rejection)

จากรูปที่ 2 พังก์ชันถ่ายโอนจากสัญญาณรบกวนภายในถึงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อ $H=1$ คือ

$$T_{di} = (I + PG)^{-1} P \quad (5)$$

$$(I + PG)T_{di} = P \quad (6)$$

จากสมการ (6) คูณด้วย $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\pi_{21} & 1 \\ \pi_{11} + g_1 \end{bmatrix} P^{-1}$ ทั้งสองข้างของสมการ

$$\begin{bmatrix} \pi_{11} + g_1 & \pi_{12} \\ 0 & -\pi_{21}\pi_{12} + \pi_{22} + g_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{di11} & t_{di12} \\ t_{di21} & t_{di22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\pi_{21} & 1 \\ \pi_{11} + g_1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

จากสมการ (7) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอน

$$t_{di11} = \frac{1 - \pi_{12}t_{di21}}{\pi_{11} + g_1}$$

$$t_{di12} = \frac{-\pi_{12}t_{di22}}{\pi_{11} + g_1}$$

$$t_{di21} = \left(\frac{-\pi_{21}}{\pi_{11} + g_1} \right) / \left(\frac{-\pi_{21}\pi_{12}}{\pi_{11} + g_1} + \pi_{22} + g_2 \right)$$

$$t_{di22} = 1 / \left(\frac{-\pi_{21}\pi_{12}}{\pi_{11} + g_1} + \pi_{22} + g_2 \right)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนเราต้องการให้มีผลกระทบของ Input disturbance มีค่าน้อยๆ ดังนั้นข้อจำกัดในการหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายในของระบบคือ

$$0 \leq |t_{dij}| \leq b_{dij}; \quad i, j = 1, 2$$

เมื่อ b_{dij} คือ ค่าคงที่เข้าใกล้ศูนย์

$$0 \leq \left| \frac{1 \pm |\pi_{12}|b_{di,21}}{\pi_{11} + g_1} \right| \leq b_{di,11} \quad (8)$$

$$0 \leq \left| \frac{\pm |\pi_{12}|b_{di,22}}{\pi_{11} + g_1} \right| \leq b_{di,12} \quad (9)$$

$$0 \leq \left| \left(\frac{-\pi_{21}}{\pi_{11} + g_1} \right) / \left(\frac{-\pi_{21}\pi_{12}}{\pi_{11} + g_1} + \pi_{22} + g_2 \right) \right| \leq b_{di,21} \quad (10)$$

$$0 \leq \left| 1 / \left(\frac{-\pi_{21}\pi_{12}}{\pi_{11} + g_1} + \pi_{22} + g_2 \right) \right| \leq b_{di,22} \quad (11)$$

3.2 การหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายนอกของระบบ (Plant-output disturbance rejection)

จากรูปที่ 2 พังก์ชันถ่ายโอนจากสัญญาณรบกวนภายนอกถึงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อ $H=1$ คือ

$$T_{do} = (I + PG)^{-1} \quad (12)$$

ทำการพิสูจน์ลักษณะเดียวกับการหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายในของระบบ ดังนั้นข้อจำกัดในการหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายนอกของระบบคือ

$$0 \leq \left| \frac{|\pi_{11}| \pm |\pi_{12}| b_{do,21}}{\pi_{11} + g_1} \right| \leq b_{do11} \quad (13)$$

$$0 \leq \left| \frac{|\pi_{12}| \pm |\pi_{12}| b_{do,22}}{\pi_{11} + g_1} \right| \leq b_{do12} \quad (14)$$

$$0 \leq \left| \left(\frac{-\pi_{21}\pi_{11}}{\pi_{11} + g_1} + \pi_{21} \right) / \left(\frac{-\pi_{21}\pi_{12}}{\pi_{11} + g_1} + \pi_{22} + g_2 \right) \right| \leq b_{do21} \quad (15)$$

$$0 \leq \left| \left(\frac{-\pi_{21}\pi_{12}}{\pi_{11} + g_1} + \pi_{22} \right) / \left(\frac{-\pi_{21}\pi_{12}}{\pi_{11} + g_1} + \pi_{22} + g_2 \right) \right| \leq b_{do22} \quad (16)$$

เมื่อ $0 \leq |t_{doij}| \leq b_{doij}; \quad i, j = 1, 2$

โดยที่ b_{doij} คือ ค่าคงที่เข้าใกล้ศูนย์

3.3 การติดตามการเคลื่อนที่ (Tracking)

จากรูปที่ 2 ฟังก์ชันถ่ายโอนจากสัญญาณอ้างอิงถึงสัญญาณเอาต์พุตเมื่อ $H=1$ คือ

$$T_r = (I + PG)^{-1} PGF \quad (17)$$

ทำการพิสูจน์ลักษณะเดียวกับการหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายในของระบบ ดังนั้นข้อจำกัดในการติดตามการเคลื่อนที่ของระบบคือ

$$a_{r11} \leq \left| \frac{g_1 f_{11} \pm |\pi_{12}| b_{r21}}{\pi_{11} + g_1} \right| \leq b_{r11} \quad (18)$$

$$a_{r12} \leq \left| \frac{g_1 f_{12} \pm |\pi_{12}| b_{r22}}{\pi_{11} + g_1} \right| \leq b_{r12} \quad (19)$$

$$a_{r21} \leq \left| \frac{\left(\frac{-\pi_{21}}{\pi_{11} + g_1} (g_1 f_{11}) + g_2 f_{21} \right)}{\left(\frac{-\pi_{21}}{\pi_{11} + g_1} \pi_{12} + \pi_{22} + g_2 \right)} \right| \leq b_{r21} \quad (20)$$

$$a_{r22} \leq \left| \frac{\left(\frac{-\pi_{21}}{\pi_{11} + g_1} (g_1 f_{12}) + g_2 f_{22} \right)}{\left(\frac{-\pi_{21}}{\pi_{11} + g_1} \pi_{12} + \pi_{22} + g_2 \right)} \right| \leq b_{r22} \quad (21)$$

เมื่อ $a_{rij} \leq |t_{rij}| \leq b_{rij}; \quad i, j = 1, 2$

โดยที่ a_{rij} คือ ขอบเขตล่าง

b_{rij} คือ ขอบเขตบน

a_{rij}, b_{rij} สามารถมีค่าเข้าใกล้ 1 หรือจะเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนก็ได้

3.4 ขอบเขตเสถียรภาพ (Stability margins)

ในระบบ MIMO ข้อจำกัดสำหรับขอบเขตเสถียรภาพคือ

$$|1 + L_k(j\omega)|^{-1} = m_k(\omega) \quad (22)$$

โดยที่ $L_k(s)$ คือ Loop transmission การหา $L_1(s)$ ทำโดยการปิดช่องสัญญาณ $L_2(s)$ และทำการหา $L_2(s)$ ในลักษณะเดียวกับ $L_1(s)$

$$L_1 = \frac{g_1}{\pi_{11} - \frac{\pi_{21}\pi_{12}}{\pi_{22} + g_2}} = \frac{g_1(p_{11} + g_2 \det P)}{1 + p_{22}g_2},$$

$$L_2 = \frac{g_2}{\pi_{22} - \frac{\pi_{12}\pi_{21}}{\pi_{11} + g_1}} = \frac{g_2(p_{22} + g_1 \det P)}{1 + p_{11}g_1}$$

ดังนั้นข้อจำกัดขอบเขตของ $L_1(s)$ คือ

$$\left| 1 + \frac{g_1(p_{11} + g_2 \det P)}{1 + p_{22}g_2} \right|^{-1} \leq m_1(\omega) \quad (23)$$

จากสมการ (23) พบว่าข้อจำกัดขอบเขตของ $L_1(s)$ เป็นฟังก์ชันของ g_2 แต่เราจะต้องออกแบบ g_1 แล้วจึงออกแบบ g_2 ดังนั้น g_2 จะต้องอยู่ในช่วง $|g_2(j\omega)| \geq g_U, |g_2(j\omega)| \leq g_L$ และเพื่อป้องกันการไม่ทับซ้อนกันกับขอบเขตข้อจำกัดอื่นๆ ดังนั้นจากสมการ (23)

$$\lim_{|g_2| \rightarrow \infty} |1 + L_1|^{-1} = |1 + g_1 / \pi_{11}|^{-1} \leq m_1(\omega) \quad (24)$$

$$\lim_{|g_2| \rightarrow 0} |1 + L_1|^{-1} = |1 + g_1 p_{11}|^{-1} \leq m_1(\omega) \quad (25)$$

ดังนั้นในการออกแบบ g_1 ข้อจำกัดขอบเขตเสถียรภาพคือสมการ (24) และ (25) สำหรับการออกแบบ g_2 ข้อจำกัดขอบเขตเสถียรภาพคือสมการ (23) และสมการ (26)

$$\left| 1 + \frac{g_2(p_{22} + g_1 \det P)}{1 + p_{11}g_1} \right|^{-1} \leq m_2(\omega) \quad (26)$$

4. การออกแบบ Controller และ Prefilter

ในการออกแบบตัวควบคุมจะทำการออกแบบให้ระบบติดตามการเคลื่อนที่ (Tracking) สัญญาณรูปคลื่นโดยหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายในและภายนอกของระบบ (Plant-input and plant-output disturbances)

4.1 ออกแบบสำหรับการติดตามการเคลื่อนที่ ขอบเขตเสถียรภาพ และการหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวน

การออกแบบให้แกนกลแต่ละแกนเคลื่อนที่ลักษณะสัญญาณรูปคลื่นโดยมีแอมพลิจูด 1 เรเดียน และคาบ 10 วินาที โดยหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายในและภายนอกของระบบ

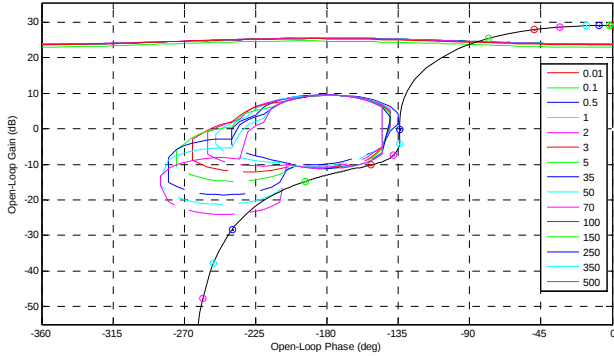
การออกแบบขั้นแรกจะทำการกำหนดข้อจำกัดของการติดตามการเคลื่อนที่ (Tracking) จากสมการที่ (18)-(19) กำหนดให้ $f_{12} = 0, a_{r11}$ และ b_{r11} เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนลำดับที่สอง

$$a_{r11} = 0.97 \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2},$$

$$b_{r11} = 1.03 \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

เมื่อ $\zeta = 1, \omega_n = 5$ สำหรับ a_{r11} และ $\zeta = 0.7, \omega_n = 10$ สำหรับ b_{r11} และเพื่อหลีกเลี่ยงการรบกวนจาก t_{12} กำหนดให้ $b_{r12} = 0.1$ และ $a_{r12} = 0$ โดยขอบเขตของการติดตามการเคลื่อนที่ในช่วงความถี่ $\omega = \{0.01, 0.1, 0.5, 1, 2, 3, 5\} \text{ rad/s}$ ส่วนขอบเขตของ

ข้อจำกัดการหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายในและภายนอกของระบบ จากสมการที่ (8)-(9) และ (13)-(14) เมื่อ $b_{d11} = b_{d12} = b_{d011} = b_{d012} = 0.1$ และข้อจำกัดขอบเขตเสถียรภาพจากสมการที่ (24)-(25) โดยกำหนดให้ $m_1 = 4 \text{ dB}$ และเพื่อความแน่นอนในการหาขอบเขตเสถียรภาพของระบบจะกำหนดให้ขอบเขตของเสถียรภาพในช่วงความถี่ $\omega = \{35, 50, 70, 100, 150, 250, 350, 500\} \text{ rad/s}$ จากนั้นออกแบบ g_1 โดยทำการ Loop-shape ในขอบเขตที่ทับซ้อนกันของแต่ละข้อจำกัดดังแสดงในรูปที่ 3



รูปที่ 3 การ Loop-shaping g_1

จากการออกแบบ g_1 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเวลาไม่ต่อเนื่องประกอบด้วย ค่าอัตราขยาย (Gain), ค่าซีโรบนแกนจริง (Real zero) และค่าโพลแบบค่าเชิงซ้อนสังยุค (Complex pole) และจากการออกแบบ f_{11} จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเวลาไม่ต่อเนื่องประกอบด้วย ค่าอัตราขยาย (Gain) และ ค่าโพลบนแกนจริง (Real pole) โดยระยะเวลา Sampling เท่ากับ 0.001 วินาที

$$g_1 = \frac{17.68z - 17.02}{z^2 - 1.865z + 0.885}, \quad f_{11} = \frac{0.005239}{z - 0.995}$$

จากนั้นทำการออกแบบ g_2 และ f_{22} โดยมีข้อจำกัดของการติดตามการเคลื่อนที่ (Tracking) จากสมการที่ (20)-(21) กำหนดให้ $f_{21} = 0$, $a_{r22} = a_{r11}$, $b_{r22} = b_{r11}$, $a_{r21} = a_{r12}$ และ $b_{r21} = b_{r12}$ ส่วนขอบเขตของข้อจำกัดการหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายในและภายนอกของระบบจากสมการที่ (10)-(11) และ (15)-(16) เมื่อ $b_{d121} = b_{d122} = b_{d021} = b_{d022} = 0.1$ และข้อจำกัดขอบเขตเสถียรภาพจากสมการที่ (23) และ (26) โดยกำหนดให้ $m_2 = 4 \text{ dB}$ จากนั้นทำการ Loop-shape ในขอบเขตที่ทับซ้อนกันของแต่ละข้อจำกัดดังแสดงในรูปที่ 4

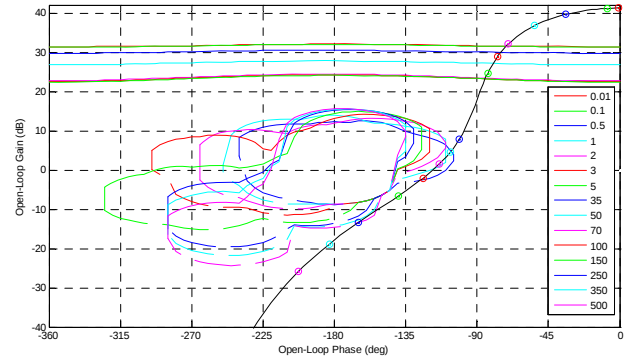
จากการออกแบบ g_2 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง ประกอบด้วย ค่าอัตราขยาย (Gain), ค่าซีโรบนแกนจริง (Real zero) และค่าโพลแบบค่าเชิงซ้อนสังยุค (Complex pole) และจากการออกแบบ f_{22} จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเวลาไม่ต่อเนื่องประกอบด้วย ค่าอัตราขยาย (Gain) และ ค่าโพลบนแกนจริง (Real pole) โดยระยะเวลา Sampling เท่ากับ 0.001 วินาทีคือ

$$g_2 = \frac{33.57z - 31.2}{z^2 - 1.43z + 0.508}, \quad f_{22} = \frac{0.005168}{z - 0.9949}$$

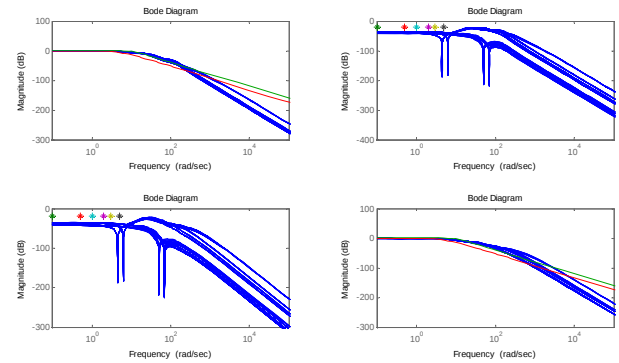
การจำลองการควบคุมป้อนกลับในโดเมนความถี่ในการติดตามการเคลื่อนที่แสดงในรูปที่ 5 เมื่อเครื่องหมายดอจันแสดงขอบเขตบน

รวมบทความวิชาการ เล่มที่ 1 การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมเครื่องกลแห่งประเทศไทยครั้งที่ 22

ยกเว้นแต่รูปที่ 5 (ซ้ายบนและขวาล่าง) เส้นทึบสองเส้นแสดงค่า a_{r11} , b_{r11} , a_{r22} และ b_{r22} จากรูปที่ 5 พบว่าระบบเป็นไปตามทุกข้อจำกัดในโดเมนความถี่



รูปที่ 4 การ Loop-shaping g_2

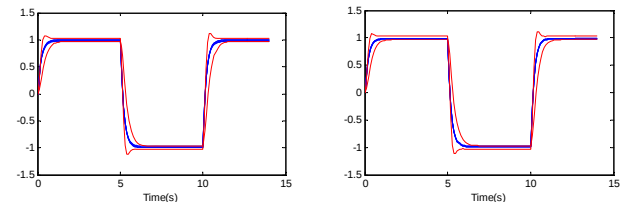


รูปที่ 5 การจำลองการควบคุมป้อนกลับในโดเมนความถี่ในการติดตามการเคลื่อนที่ : t_{r11} (บนซ้าย), t_{r12} (บนขวา), t_{r21} (ล่างซ้าย), t_{r22} (ล่างขวา)

การจำลองการควบคุมป้อนกลับในโดเมนเวลาในการติดตามการเคลื่อนที่ดังแสดงในรูปที่ 6 โดยพิจารณาจากสมการการป้อนกลับ

$$\theta = (I + PG)^{-1} P d_r + (I + PG)^{-1} d_o + (I + PG)^{-1} PGF r \quad (27)$$

จากรูปที่ 6 แสดงค่า θ_1 และ θ_2 จากเทอมที่สามของสมการ (27) พบว่าสามารถติดตามการเคลื่อนที่แบบคลื่นได้ดีโดยอยู่ภายในขอบเขตบนและล่าง และจากการจำลองค่า θ_1 และ θ_2 จากเทอมที่หนึ่งของสมการ (27) พบว่าสามารถหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายในของระบบได้ดี และจากการจำลองค่า θ_1 และ θ_2 จากเทอมที่สองของสมการ (27) พบว่าสามารถหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนภายนอกของระบบได้ดี

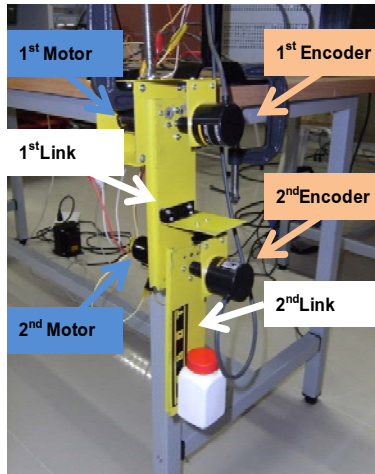


รูปที่ 6 การจำลองการควบคุมป้อนกลับในโดเมนเวลาในการติดตามการเคลื่อนที่ : θ_1 (ซ้าย), θ_2 (ขวา)

5. การทดลอง (Experiment)

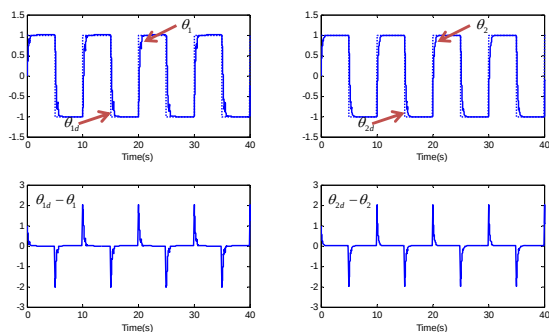
จากรูปที่ 7 แสดงแขนกลชนิดสองข้อต่อที่ใช้ในการทดลอง การให้โหลดที่ปลายแขนกลทำโดยติดกล่องที่ปลายแขนทั้งสองและใส่เหรียญ

บาท เมื่อแขนกลมีการเคลื่อนที่หรือหยุดก็จะมีผลการเคลื่อนที่ภายในกล่อง การขับเคลื่อนแขนกลใช้มอเตอร์กระแสตรงขนาด 12 โวลต์ และ Motor driver ของ Dimension Engineering โดยมีตัวตรวจวัดตำแหน่ง (Incremental encoder) ของ Omron ในการตรวจวัดตำแหน่งของมอเตอร์



รูปที่ 7 แขนกลชนิดสองข้อต่อที่ใช้ในการทดลอง

ระบบการรับส่งข้อมูลแบบ Real-time ประกอบด้วย Host computer ใช้สำหรับเขียนโปรแกรมออกแบบตัวควบคุมผ่านโปรแกรม Matlab ที่มีการติดตั้ง QFT Toolbox และโปรแกรม LabVIEW 8.2 ส่วน Target computer ที่มีการติดตั้ง LabVIEW 8.2 Real-time module และต่อกับการรับส่งสัญญาณ NI PCI-6221 ของบริษัท National instruments โดยจะมีอะแดปเตอร์สองช่องสัญญาณส่งค่าความต่างศักย์ไปยัง Motor driver ที่รับไฟเลี้ยงมาจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อขับมอเตอร์ทั้งสองตัว



รูปที่ 8 (บนซ้าย) การติดตามการเคลื่อนที่ของ θ_1 เมื่อเปรียบเทียบกับ θ_{1d} , (บนขวา) การติดตามการเคลื่อนที่ของ θ_2 เมื่อเปรียบเทียบกับ θ_{2d} , (ล่างซ้าย) ค่าความผิดพลาดระหว่าง θ_1 กับ θ_{1d} , (ล่างขวา) ค่าความผิดพลาดระหว่าง θ_2 กับ θ_{2d}

จากรูปที่ 8 พบว่าการเคลื่อนที่ของ θ_1 และ θ_2 สามารถติดตามการเคลื่อนที่ของ θ_{1d} และ θ_{2d} ได้เป็นอย่างดี โดยพบว่ามีค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวเท่ากับ 0.01 เรเดียน และ 0.008 เรเดียนสำหรับ θ_1 และ θ_2 ตามลำดับ

6. สรุปผลการทดลอง (Conclusions)

จากการออกแบบตัวควบคุมโดยใช้วิธีการควบคุมแบบป้อนกลับเชิงปริมาณ (Quantitative feedback control) สำหรับการควบคุมการ

เคลื่อนที่ของแขนกลชนิดสองข้อต่อพบว่าผลการเคลื่อนที่ของแขนกลสามารถเคลื่อนที่ตามที่ต้องการได้ดี โดยที่ขั้นตอนในการ Loop shaping สามารถอยู่บนขอบเขตที่ต้องการได้ในทุกๆข้อจำกัด

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบคุณ Craig Borghesani และบริษัท Terasoft ที่ให้การสนับสนุนโปรแกรม QFT Toolbox งานนี้ทำที่ห้องปฏิบัติการควบคุมหุ่นยนต์และการขนส่งเทรียน (CRV Lab) ซึ่งตั้งอยู่ที่สถาบันค้นคว้าและพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม (RDIP) มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ และได้รับการสนับสนุนบางส่วนจากสถาบันค้นคว้าและพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม (RDIP) แห่งมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

เอกสารอ้างอิง

- [1] Carter, J.T., and Greene, M.E., "Application of universal adaptive control to a two link robot," 1989 Proc. of the 21st Southeastern Symposium on System Theory, Mar 1989, pp. 642-645
- [2] Alan, A.Y., Sideris, A., Chuanyi, J. and Psaltis, D., "Neural Network Control of a Two-Link Manipulator," 1990 Proc. of the 29th IEEE Conference on Decision and Control, 5-7 Dec 1990, pp. 3265-3266
- [3] Abdelmalek, I., and Golea, N., "A Non-Quadratic Fuzzy Stabilization and Tracking Approach to a Two-Link Robot Manipulator control," 2006 ISDA '06. 60th International Conference on Intelligent Systems Design and Applications, Vol. 3, Oct 2006, pp. 109 - 114
- [4] Yaniv, O., and Horowitz, I.M., "A Quantitative Design Method for MIMO Linear Feedback Systems Having Uncertain Plants," 1985 24th IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 24, Part 1, Dec 1985, pp. 882-887
- [5] Zhao, Y., and Laysuriya, S., "A New Formulation of Multiple-Input Multiple-Output Quantitative Feedback Theory," 1995 Proc. of the American Control Conference, Vol. 6, 21-23 June 1995, pp. 3977-3981
- [6] Kunderg, R., and Nataraj, P.S.V., "Evaporator Control Design: A Quantitative Feedback Theory Approach" 1994 Proc. of the 3rd IEEE Conference on Control Applications, 24-26 Aug 1994, pp. 1473-1474
- [7] LEE, D.S., LEE, J.S., and KANG, T., "Robust Molten Steel Level Control in a Strip-casting Process." 2005 ISIJ International, Vol. 45, 2005, No. 8, pp. 1165-1172
- [8] Barreras, M., Villegas, C., Garcia-Sanz, M., and Kalkkuhl, J., "Robust QFT Tracking Controller Design for a Car Equipped with 4-Wheel Steer-by-Wire," 2006 CCA '06. IEEE International Conference on Control Applications, Oct 2006, pp. 1312-1317