ตัวควบคุมแบบคงทนของอินทิกรัลเซอร์โวด้วยพีไอดีและครึ่งสเตจพีดีเอ สำหรับระบบที่ไม่เสถียร

ROBUST INTEGRAL SERVO WITH PID×(n-2)/2 STAGE PDA CONTROLLER FOR UNSTABLE SYSTEMS

ปรัชญา อัจฉริยะภากร
PRACHAYA ACHARIYAPAGON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอัตโนมัติ
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2559
KMITL-2016-EN-M-060-217

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ตัวควบคุมแบบคงทนของอินทิกรัลเซอร์โวด้วยพีไอดีและครึ่งสเตจพีดีเอ สำหรับระบบที่ไม่เสถียร

ROBUST INTEGRAL SERVO WITH PID×(n-2)/2 STAGE PDA CONTROLLER FOR UNSTABLE SYSTEMS

T148720

ปรัชญา อัจฉริยะภากร
PRACHAYA ACHARIYAPAGON

b 00267051
เลขหมู่
เลขทะเบียน 148720
วัน เดือน ปี 23 พ.ค. 2560

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอัตโนมัติ
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2559
KMITL-2016-EN-M-060-217

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ROBUST INTEGRAL SERVO WITH PID×(n-2)/2 STAGE PDA CONTROLLER FOR UNSTABLE SYSTEMS

PRACHAYA ACHARIYAPAGON

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN AUTOMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG 2016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL 2016-EN-M-060-217

COPYRIGHT 2016
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ตัวควบคุมแบบคงทนของอินทิกรัลเซอร์โวด้วยพีไอดีและครึ่งสเตจพีดีเอ สำหรับระบบที่ไม่เสถียร

Thesis Title Robust Integral Servo with PID x (*n*-2)/2 Stage PDA Controllers for Unstable Systems

นักศึกษา นายปรัชญา อัจฉริยะภากร

รหัสประจำตัว 54613451

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมอัตโนมัติ

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ธนิตย์ ตรีสุวรรณวัฒน์

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-M-060-217

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.เชิดพงษ์	ดีเลิศไพบูลย์	
รศ.ดร.พิทยา	ปานนิล	
รศ.ดร.ไสว	พงศ์สวัสดิ์	
รศ.ประภาษ	อุคคกิมาพันธุ์	
รศ.ดร.ธนิตย์	ตรีสุวรรณวัฒน์	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 9 ธันวาคม พ.ศ. 2559 เวลา 13.00-15.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)
คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์
วันที่ 9 ธันวาคม พ.ศ. 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	ตัวควบคุมแบบคงทนของอินทิกรัลเซอร์โวด้วยพีไอดีและครึ่งสเตจพีดีเอสำหรับระบบที่ไม่เสถียร
ชื่อนักศึกษา	นายปรัชญา อัจฉริยะภากร
รหัสนักศึกษา	54613451
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอัตโนมัติ
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. ธนิตย์ ตรีสุวรรณวัฒน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเทคนิคการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีของกิตติที่เหมาะสำหรับลูกตุ้มหัวกลับซึ่งเป็นระบบที่ไม่เสถียร เทคนิคที่นำเสนอใช้ตัวควบคุมพีไอดีและครึ่งสเตจพีดีเอทั้งในโดเมนของคาบเวลาต่อเนื่องและคาบเวลาเต็มหน่วย เพื่อแก้ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โว ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB ยืนยันได้ว่าการใช้เทคนิคที่นำเสนอทำให้มีผลตอบสนองของระบบที่ดีต่อสัญญาณอินพุทแบบอิมพัลซ์และขั้นบันไดหนึ่งหน่วย นอกจากนี้เทคนิคที่นำเสนอยังทำให้ระบบมีความคงทนตามที่ต้องการ โดยไม่ต้องมีการปรับแต่งค่าอัตราขยายของตัวควบคุมและระบบด้วยการลองผิดลองถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	ROBUST INTEGRAL SERVO WITH PID × (*n*-2)/2 STAGE PDA CONTROLLERS FOR UNSTABLE SYSTEMS
Student	Mr.Prachaya Achariyapagon
Student ID.	54613451
Degree	Master of Engineering
Program	Automation Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Thanit Trisuwannawat

ABSTRACT

This paper presents a controller design technique based on Kitti's method suitable for unstable inverted pendulum systems. The proposed technique employs PIDx(*n*-2)/2 stage PDA controllers in both continuous-time and discrete-time domains to solve integral servo problem. The MATLAB simulation results confirm that the proposed technique provides excellent transient response of unit impulse and unit step inputs. Moreover, all desired specifications with robustness property can be easily achieved by using the proposed technique without trial and error adjustments for both controller and loop gains.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มากจากการนำแนวความคิดของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ เป็นจุดเริ่มต้น โดยมี รศ.ดร.ธนิตย์ ตรีสุวรรณวัฒน์ และ รศ.ดร.พิทยา ปานนิล เป็นผู้คอยให้คำแนะนำและเป็นที่ปรึกษา จึงทำให้วิทยานิพนธ์นี้ สำเร็จลุล่วงไปได้เป็นอย่างดี ข้าพเจ้ารู้สึกทราบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ทุกท่าน และขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ ในสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกท่านที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่หน่วยงานบัณฑิตศึกษา งานบริการวิชาการ คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้า โดยเฉพาะ นางพัสมล อัจฉริยะภากร และ เด็กชายฐิติภัทร์ อัจฉริยะภากร ที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ปรัชญา อัจฉริยะภากร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....II
กิตติกรรมประกาศ.....III
สารบัญ.....IV
สารบัญรูป.....VIII

บทที่ 1 บทนำ.....1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....4
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....4
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....5
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....5
บทที่ 2 ระบบปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวและลูกตุ้มหัวกลับ.....6
2.1 ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โว.....6
2.2 ลูกตุ้มหัวกลับ.....7
2.3 ฮาร์ดแวร์ของระบบ.....9
2.4 แบบจำลองระบบด้วยปริภูมิสถานะ (State-Space Modeling).....10
2.4.1 แบบจำลองเชิงเส้นของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....10
2.4.2 แบบจำลองเชิงเส้นของหุ่นยนต์สองล้อทรงตัว.....12
บทที่ 3 แนวคิดและหลักการของตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA.....19
3.1 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ.....19
3.1.1 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ.....19
3.1.2 ข้อกำหนดของระบบ.....20
3.2 ตัวควบคุมแบบ PID.....21
3.2.1 กริยาของการควบคุม.....22
3.2.2 ผลการเพิ่มตัวควบคุมแบบ PID ในระบบวงปิด.....27
3.2.3 ข้อจำกัดของตัวควบคุมแบบ PID.....28
3.3 ตัวควบคุมแบบ PIDA.....29
3.3.1 การออกแบบตัวควบคุมตามแนวทางของ Richard C.Dorf.....30
3.3.2 การออกแบบโดยหลักการของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ.....31
3.4 ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD.....33
3.5 ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD แบบคงทน.....35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 การออกแบบตัวควบคุม PID×(n-2)/2 stage PDA แบบคงทนในระบบเวลาต่อเนื่องและแบบเต็มหน่วย....39

4.1 การออกแบบตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบคงทน....39

4.1.1 โครงสร้างของตัวควบคุม....39

4.1.2 ตัวควบคุม $G_c(s)$....39

4.1.3 ตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า $G_f(s)$....40

4.1.4 โครงสร้างของระบบ....40

4.1.5 ขั้นตอนการออกแบบ....40

4.1.6 ผลกระทบจากสิ่งรบกวนระบบ....43

4.1.7 กรณีพิเศษ....43

4.2 ระบบควบคุมแบบดิจิตอล....44

4.2.1 ข้อดีของระบบควบคุมแบบดิจิตอล....45

4.2.2 แนวทางการออกแบบระบบระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย....45

4.3 ตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย....46

4.3.1 ตัวควบคุม PID แบบเวลาเต็มหน่วย....46

4.3.2 ตัวควบคุม PIDA แบบเวลาเต็มหน่วย....47

4.3.3 ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย....47

4.3.4 ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบคงทนระบบเวลาเต็มหน่วย....48

4.4 การออกแบบด้วยวิธีทางเดินราก....49

4.4.1 เส้นทางเดินของราก....49

4.4.2 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีทางเดินราก....51

4.5 การออกแบบตัวควบคุมแบบต่างๆ ในระบบเวลาต่อเนื่อง....52

4.5.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง....52

4.5.2 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์....56

4.6 การออกแบบตัวควบคุมแบบต่างๆ ในระบบเวลาเต็มหน่วย....59

4.6.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง....59

4.6.2 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์....62

4.7 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับอินทิกรัลเซอร์โวในระบบเวลาเต็มหน่วย....65

บทที่ 5 การเปรียบเทียบผลการจำลองระบบ....66

5.1 กระบวนการอินทิกรัลเซอร์โวในระบบเวลาต่อเนื่อง....67

5.2 กระบวนการอินทิกรัลเซอร์โวในระบบเวลาเต็มหน่วย....69

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ....72

6.1 สรุปผลการวิจัย....72

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา....73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

เอกสารอ้างอิง.....74
ภาคผนวก.....76
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์.....77
ประวัติผู้เขียน.....79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 แผนผังฟังก์ชันพื้นฐาน....6
2.2 รูปแสดงส่วนขยายของระบบ....6
2.3 อินทิกรัลเซอร์โวกับตัวควบคุมแบบ PID×(n-2)/2 stage PDA....7
2.4 ตัวอย่างระบบลูกตุ้มหัวกลับแบบต่างๆ....8
2.5 หุ่นยนต์สองล้อทรงตัวจากโปรแกรม Solid Works....9
2.6 ส่วนประกอบของหุ่นยนต์....9
2.7 แบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง....10
2.8 ตัวอย่าง Free body diagram ของระบบลูกตุ้มหัวกลับ....12
2.9 Free body diagram ของล้อหุ่นยนต์....13
2.10 Free body diagram ของก้านของหุ่นยนต์....15
3.1 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ....19
3.2 แสดงค่าต่างๆ ของระบบต่อการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุทแบบ Unit Step....21
3.3 แสดงคุณสมบัติของกริยาการควบคุมแบบ Proportional....22
3.4 แสดงผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ Integral....23
3.5 แสดงตัวอย่างคุณสมบัติของกริยาการควบคุมแบบ Derivative....24
3.6 แสดงตัวอย่างผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ PI (Direct Action)....25
3.7 แสดงผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ PD....26
3.8 แสดงผลตอบสนองของกริยาการควบคุมแบบ PID....27
3.9 ขอบเขตของทางเดินที่ครอบคลุมรากที่ยอมรับได้และตำแหน่งรากในวงปิดในระนาบ s....30
3.10 โครงสร้างของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD....35
3.11 โครงสร้างของระบบที่ใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD ที่มีตัวควบคุมล่วงหน้า....35
4.1 โครงสร้างของระบบควบคุม 2-DOF....39
4.2 ระบบควบคุมแบบอินพุทเดียวเอาท์พุทเดียว....44
(ก) ระบบควบคุมแบบอนาลอก....44
(ข) ระบบควบคุมแบบดิจิตอล....44
4.3 แนวทางการออกแบบระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย....45
4.4 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบดิจิตอล....46
4.5 โครงสร้างของระบบควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย....48
4.6 โครงสร้างของระบบควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบคงทนระบบเวลาเต็มหน่วย....49
4.7 แสดงตำแหน่งของโพลและซีโร....54
4.8 แสดงทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิด 1....54
4.9 แสดงการตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิด 1 เมื่อใช้ตัวควบคุม PIDA....55
4.10 แสดงการตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PIDA แบบคงทน....55
4.11 เส้นทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสี่ชนิด 0....57

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.12 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD.....58

4.13 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบคงทน.....58

4.14 แสดงทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิด 1.....60

4.15 ผลการตอบสนองของระบบเมื่อใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD ระบบเวลาเต็มหน่วย.....61

4.16 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อใช้ตัวควบคุม PID ×(n-2) stage PD แบบคงทน ระบบเวลาเต็มหน่วย.....61

4.17 แสดงทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสี่ชนิด 0.....63

4.18 ผลการตอบสนองของระบบเมื่อใช้ตัวควบคุม PID× (n-2) stage PD ระบบเวลาเต็มหน่วย....64

4.19 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบคงทนระบบเวลาเต็มหน่วย.....64

5.1 ตัวควบคุมแบบคงทนของอินทิกรัลเซอร์โวด้วยพีไอดีและครึ่งสเตจพีดีเอสำหรับระบบที่ไม่เสถียร.....66

5.2 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของกระบวนการระบบเวลาแบบต่อเนื่องที่ข้อกำหนดของระบบที่ต้องการต่างๆ.....68

5.3 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของกระบวนการระบบเวลาแบบต่อเนื่องที่ข้อกำหนดของระบบที่ต้องการต่างๆ เมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า.....69

5.4 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของกระบวนการระบบเวลาแบบเต็มหน่วยที่ข้อกำหนดระบบที่ต้องการต่างๆ เมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า.....71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

2.1 แสดงการกำหนดตัวแปรและค่าต่างๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้.....18
5.1 แสดงข้อมูลที่ได้จากการออกแบบระบบควบคุม.....68
5.2 แสดงข้อมูลที่ได้จากการออกแบบระบบควบคุม.....69
5.3 แสดงข้อมูลตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าที่ได้จากการออกแบบระบบควบคุม.....70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบควบคุมโดยทั่วไปซึ่งอยู่ในประเภทศูนย์ ซึ่งเป็นระบบลำดับที่สามถึงห้า หรือค่าเวลาไม่ตอบสนองรวมกับลำดับล้าหลังอันดับที่หนึ่ง แม้ว่าการใช้ตัวควบคุม PID (Proportional-Integral-Derivative Controller) จะนิยมใช้มากมายในอุตสาหกรรม แต่ก็จะเป็นการยากที่ตัวควบคุมดังกล่าวจะสามารถควบคุมระบบที่มีลำดับสูงๆ ได้ ซึ่งปัญหานี้จะเป็นทั้งระบบต่อเนื่องและระบบแบบเต็มหน่วย ยิ่งไปกว่านั้นเมื่อลำดับของกระบวนการสูงกว่าอันดับสาม จะพบว่าระบบพีดีเอไม่สามารถใช้งานได้ ดังนั้นระบบควบคุมตามแนวทางของวิธีของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ (ต่อไปจะกล่าวสั้นๆ ว่า วิธีของกิตติ) นั้นได้ถูกนำมาใช้กับปัญหาดังกล่าว ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้แนะนำถึงการนำวิธีดังกล่าวมาควบคุมระบบที่ไม่เสถียร โดยใช้ไอพีเอส (Inverted Pendulum Systems: IPS) ซึ่งมีการแสดงตัวอย่างทั้งปัญหาพื้นฐานในระบบควบคุมแบบเคลื่อนไหว และทฤษฎีระบบควบคุมที่นำมาใช้ในการทดสอบ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงถึงการควบคุมระบบที่ไม่เสถียรของ ลูกตุ้มหัวกลับโดยใช้การแก้ปัญหาของอินทิกรัลเซอโว (Integral Servo) แบบเวลาต่อเนื่อง PIDA ที่ $(n\text{-}2)/2$ ของพีดีเอ PDA (Proportional-Derivative Acceleration) โดยเป็นการนำตัวอินทิเกรเตอร์แบบเวลาต่อเนื่องไปขยายต่อจากระบบเดิม ซึ่งรู้ลำดับของระบบ จำนวนของพีดีเอก็จะถูกนำไปเพิ่มเติม โดยใช้วิธีการของกิตติ เพื่อที่จะกำหนดตำแหน่งทั้งของ ซีโร (Zero) ตัวแรก จากนั้นค้นหาตำแหน่งของซีโรที่เหลือของพีดีเอ และอัตราขยายวงปิด (Loop Gain) โดยใช้เทคนิคทางเดินของราก จากนั้นทำการออกแบบดังกล่าวกับระบบเวลาแบบเต็มหน่วย และทำการเปรียบเทียบผลลัพธ์ และทำการทดสอบการมีเสถียรภาพของระบบ การเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุม พร้อมทั้งทดสอบความคงทน (Robust) ของระบบ

ในอดีต งานวิจัยทางด้านการออกแบบตัวควบคุมส่วนใหญ่เป็นการออกแบบตัวควบคุมในแนวดั้งเดิม โดยใช้แนวทางที่อาศัยการตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response) ซึ่งเหมาะกับระบบสัญญาณขาเข้าเดียว-สัญญาณขาออกเดียว (Single-Input Single-Output System) การออกแบบการควบคุมแนวนี้ยังคงมีข้อจำกัด ทำให้ไม่สามารถขยายผลไปสู่การศึกษาและการประยุกต์กับระบบหลายสัญญาณขาเข้า-หลายสัญญาณขาออก (Multi-Input Multi-Output System) ได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งระบบที่มีความยุ่งยากซับซ้อน ขณะที่การออกแบบตัวควบคุมแนวใหม่ อธิบายพฤติกรรมของระบบพลวัตด้วยแบบจำลองปริภูมิสถานะ (State-Space Modeling) ที่มีการเปลี่ยนแปลงสอดคล้องกับสมการปริภูมิสถานะหรือสมการอนุพันธ์เชิงเส้นอันดับหนึ่ง โดยสามารถนำไปใช้งานในการศึกษาทฤษฎีระบบควบคุมเชิงเส้นได้ทั้งระบบสัญญาณขาเข้าเดียว-สัญญาณขาออกเดียว และระบบหลายสัญญาณขาเข้า-หลายสัญญาณขาออก จึงเหมาะสมกับระบบที่มีความซับซ้อนมากกว่า โดยพิจารณาผลตอบสนองเชิงเวลาควบคู่กับผลตอบสนองเชิงความถี่ ระบบลูกตุ้มหัวและอินทิกรัลเซอร์โว ถือเป็นต้นแบบของระบบที่ไม่เสถียร (Unstable System) ที่นักวิทยาศาสตร์และนักวิจัยมักนำมาใช้เป็นระบบในการศึกษาพัฒนาการออกแบบตัวควบคุม และนำมาใช้ในการคำนวณทฤษฎีการควบคุมชนิดต่างๆ ซึ่งนอกจากระบบดังกล่าวจะเป็นระบบที่ไม่เสถียรแล้ว ยังเป็นระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Nonlinear System) และเป็นระบบที่ซับซ้อนหลายตัวแปร (Complex Multivariable) ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบตัวควบคุมโดยทั่วไปคำนึงเพียงการออกแบบเพื่อให้สามารถควบคุมระบบให้ตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว มีค่าพุ่งเกินต่ำๆ และมีค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัวน้อยที่สุด แต่สำหรับการออกแบบตัวควบคุมสำหรับระบบดังกล่าวต้องคำนึงถึงการที่ต้องทำให้ระบบที่ไม่เสถียรให้มีเสถียรภาพด้วย ดังนั้นในการออกแบบตัวควบคุมแบบดั้งเดิมสำหรับระบบนี้จึงไม่ง่ายนัก ผู้ออกแบบจะต้องมีความรู้ความเข้าใจในระบบเป็นอย่างดี และต้องมีความแม่นยำในการปรับแต่งตัวควบคุมเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่ดีตามเป้าหมายที่ตั้งไว้ ขณะที่การออกแบบตัวควบคุมแนวใหม่สามารถทำได้ง่ายและให้ผลตอบสนองที่ดีกว่า ดังจะเห็นได้จากงานวิจัยจำนวนมากที่แสดงถึงความสามารถของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้สำหรับระบบดังกล่าว โดยการใช้ทฤษฎีการควบคุมในหลายรูปแบบ เช่น การควบคุมแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non Linear Control) การควบคุมแบบปรับตัวเองได้ (Adaptive Control) การควบคุมแบบฟัซซีลอจิก (Fuzzy Logic) และการควบคุมแบบโครงข่ายประสาทเทียม (Neural Network) เป็นต้น สำหรับการออกแบบตัวควบคุมที่เหมาะที่สุด (Optimal Control) ถือเป็นการควบคุมแนวใหม่แบบหนึ่งที่นิยมนำมาออกแบบสำหรับระบบที่ไม่เสถียร

ปัจจุบันมีงานวิจัยเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมสำหรับระบบลูกตุ้มหัวกลับรูปแบบใหม่คือ Two-Wheeled Balancing Robot หรือ Two-Wheeled Mobile Robot หรือที่รู้จักกันดีว่า Two-Wheeled Inverted Pendulum Mobile Robot โดยจุดมุ่งหมายของการออกแบบตัวควบคุม คือ เพื่อรักษาเสถียรภาพระบบลูกตุ้มหัวกลับขณะที่มีการเคลื่อนที่ ในการนำเสนอตัวต้นแบบของระบบลูกตุ้มหัวกลับในรูปแบบของหุ่นยนต์สองล้อเพื่อนำไปใช้ในการสอนการออกแบบตัวควบคุม

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีแนวคิดที่จะศึกษา พัฒนาและออกแบบตัวควบคุมอินทิกรัลเซอโวแบบ PID ที่ $(n\text{-}2)/2$ ต่อระบบควบคุมพีดีเอสำหรับระบบที่ไม่เสถียรแบบเต็มหน่วย ด้วยจุดประสงค์เดียวกัน คือ ควบคุมให้ระบบลูกตุ้มหัวกลับมีเสถียรภาพ และยังควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงเอาท์พุทมุมของลูกตุ้มหัวกลับให้ราบเรียบขึ้นโดยเทียบกับเวลา โดยเป็นการจำลองระบบผ่านโปรแกรม MATLAB ซึ่งจะเป็นประโยชน์ในการนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้กับระบบจริงอื่นๆ ได้ในอนาคต

ในอดีตตัวควบคุมแบบ PID ได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางโดยวิธีการจูนของ Ziegler-Nichols [1] ได้นำมาใช้อย่างมากมายในระบบอันดับที่ 1 และระบบอันดับที่ 2 แต่หากว่าระบบมีอันดับที่สูงขึ้นวิธีการจูนจะเปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากตัวซีโร ของระบบเหล่านี้ได้เกิดขึ้นมาทำให้การจูนค่านั้นเป็นไปได้ค่อนข้างยาก ยิ่งกว่านั้น วิธีการจูนแบบนี้ในบางครั้งยังต้องอาศัยวิธีการจูนแบบลองผิดลองถูก และการจูนแบบนี้ก็ไม่สามารถให้ผลสุดท้ายที่ดีทั้งในผลตอบสนองชั่วขณะ และผลตอบสนองที่สภาวะคงที่ นอกจากนั้นยังมีวิธีอื่นๆ อีกเช่น วิธีของ G.H. Cohen และ G.A. Coon [2] วิธี Damped Oscillation ของ Harriott [3] อีกวิธีหนึ่งที่นิยม คือการออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีทางเดินของราก [4]

อย่างไรก็ตามตัวควบคุมแบบ PID ใช้ได้ดีกับกระบวนการที่มีอันดับไม่เกินสองแต่สำหรับกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสองนั้น เป็นการยากที่จะใช้ตัวควบคุมแบบ PID เพียงอย่างเดียวมาทำการควบคุมระบบให้ได้ผลตามข้อกำหนด (Specification) เนื่องจากจำนวนโพลของกระบวนการมีค่ามากกว่าจำนวนซีโรของตัวควบคุม [5,6,7] ด้วยเหตุนี้ ท่าน รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ ได้นำเสนอแนวความคิดการออกตัวควบคุมสำหรับกระบวนการอันดับ n ใดๆ เพื่อใช้แทนระบบเดิม โดยการเพิ่มตัวควบคุมแบบ PD (Proportional-Derivative) จำนวน $(n\text{-}2)$ ตัว อนุกรมกับตัวควบคุมแบบ PID

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเรียกตัวควบคุมนี้ว่าตัวควบคุมแบบ PID × (n-2) stage PD [8] แนวความคิดนี้สามารถประยุกต์ใช้กับกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสองได้เป็นอย่างดี ต่อมาได้มีการพัฒนาการออกแบบให้ระบบมีคุณสมบัติแบบคงทน ใน [9] ขึ้น แต่เป็นการวิเคราะห์และออกแบบในระบบเวลาต่อเนื่อง (Continuous-time System) อย่างไรก็ตามปัจจุบันมีการประยุกต์ใช้คอมพิวเตอร์ในการควบคุมกระบวนการทางอุตสาหกรรมมากขึ้น การส่งสัญญาณขาเข้าต้องผ่านตัวสุ่มสัญญาณ (Sampler) ซึ่งมีหน้าที่ในการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล ทำให้สัญญาณนั้นอยู่ในรูปแบบของสัญญาณไม่ต่อเนื่อง (Discrete Signal) นำไปสู่การวิเคราะห์และการออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย (Discrete-time System)

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย เมื่อพิจารณาตัวอย่างงานวิจัยที่นำเสนอเกี่ยวกับตัวควบคุมใน [10, 11] จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมเหล่านี้มีข้อจำกัดเกี่ยวกับการควบคุมกระบวนการที่มีอันดับสูงกว่าสอง ต่อมามีการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมใน [12] เพื่อให้ใช้ได้กับกระบวนการที่มีอันดับสูงกว่าสอง นอกจากนั้นได้มีการออกแบบตัวควบคุมสำหรับกระบวนการที่มีอันดับ n ใดๆ ที่สามารถมีคุณสมบัติคงทน โดยการคำนวณค่าตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า (Forward Controller) ที่เหมาะสมอนุกรมเข้ากับชุดควบคุมป้อนกลับของตัวควบคุมใน [12] และเรียกตัวควบคุมนี้ว่าตัวควบคุมท [13] ซึ่งตัวควบคุมนี้สามารถควบคุมกระบวนการดังกล่าวให้มีสมรรถนะที่ดีตามที่กำหนดไว้ พร้อมทั้งมีคุณสมบัติความคงทนของระบบ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการพัฒนาและออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยบนระบบที่ไม่เสถียรของลูกตุ้มหัวกลับโดยทำการพัฒนาการแก้ปัญหาของอินทิกรัลเซอโวแบบเวลาต่อเนื่อง โดยเป็นการนำตัวอินทิเกรเตอร์แบบเวลาต่อเนื่องไปขยายต่อจากระบบเดิม ซึ่งรู้ลำดับของระบบ จำนวนของพีดีเอก็จะถูกนำไปเพิ่มเติม เพื่อที่จะกำหนดตำแหน่งทั้งของซีโรตัวแรก จากนั้นค้นหาตำแหน่งของซีโรที่เหลือของพีดีเอ และอัตราขยายวงปิด โดยใช้เทคนิคทางเดินของราก จากนั้นทำการออกแบบระบบด้วยวิธีการดังกล่าวบนระบบเวลาแบบเต็มหน่วย ให้มีคุณสมบัติการมีเสถียรภาพของระบบ มีค่าล่วงเกินที่ต่ำ และที่สำคัญคือมีความคงทนของระบบ

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

เนื่องจากตัวควบคุมแบบ PID มีซีโรเพียงสองตัว เมื่อนำไปควบคุมกระบวนการที่มีอันดับสูงๆ ด้วยตัวควบคุมแบบ PID × (n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย เพียงพอที่จะควบคุมกระบวนการให้มีผลการตอบสนองเป็นไปตามข้อกำหนดพร้อมกันได้ แต่ไม่สามารถทำให้ผลตอบสนองมีความคงทนในกรณีเกิดการรบกวน (Disturbance) ขึ้นทั้งในส่วนของชุดควบคุม และในส่วนของกระบวนการ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะจึงแก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วยการเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าเข้าไปอนุกรมกับระบบ และทำงานร่วมกับตัวควบคุมแบบ PID × (n-2)/2 stage PDA บน Integral Servo Problem โดยออกแบบและวิเคราะห์ผลของตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

การออกแบบตัวควบคุมที่นำเสนอทั้งระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วย มีขั้นตอนคล้ายกัน สำหรับการออกแบบบนระบบเวลาเต็มหน่วย จะนำฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการในระบบควบคุมเดิมมาแปลงให้อยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมสัญญาณไม่ต่อเนื่อง การออกแบบบระบบจะพิจารณาเลือกใช้คาบเวลาการสุ่ม (Sampling Time) ในการสุ่มสัญญาณของระบบให้เหมาะสม จากนั้นทำการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีทางเดินราก โดยการกำหนดตำแหน่งของซีโรของตัวควบคุมภายใต้เงื่อนไขของมุม (Angle Condition) และเลือกวางตำแหน่งของซีโรที่เพิ่มเข้าไป ให้มีตำแหน่งใกล้เคียงกับตำแหน่งของโพลของกระบวนการมากที่สุด โดยเหลือซีโรไว้หนึ่งตัวเพื่อใช้ในการกำหนดให้เส้นทางเดินของรากผ่านจุดของโพลวงปิดเด่นชัด (Dominant Closed-Loop Pole) ที่ต้องการ จากนั้นทำการคำนวณค่าของตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าเพื่อทำการอนุกรมเข้ากับระบบเดิม โดยใช้คาบเวลาการสุ่มดังกล่าว เพื่อให้มีคุณสมบัติความคงทน

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

ตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA เปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบ PID ในแบบพื้นฐาน จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมแบบ PID ไม่สามารถควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสองให้ได้ผลตามที่กำหนดได้ แต่ตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA สามารถควบคุมกระบวนการได้ผลการตอบสนองตามข้อกำหนดที่ออกแบบทุกประการ และการเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าอนุกรมกับตัวควบคุมดังกล่าว ทำให้ตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA สามารถควบคุมระบบให้มีความคงทน เมื่อเปรียบเทียบผลการควบคุมระหว่างตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยกับตัวควบคุมในระบบเวลาต่อเนื่อง พบว่าผลการตอบสนองของตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยจะมีค่าพุ่งเกินน้อยกว่าและเมื่อเปรียบเทียบหลังจากเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุมพบว่าใช้เวลาเข้าที่ได้เร็วกว่าระบบควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง พร้อมทั้งมีคุณสมบัติความคงทนของระบบ แต่ผลที่ได้ขึ้นอยู่กับการเลือกค่าคาบเวลาการสุ่มที่เหมาะสมกับกระบวนการ

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงตัวควบคุมแบบ PIDA (Proportional, Integral, Derivative และ Acceleration) และ ตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA บน Integral Servo Problem เพื่อเป็นพื้นฐานในการพัฒนาและการออกแบบตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA แบบคงทนในระบบเวลาเต็มหน่วย โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบตัวควบคุมที่ใช้แทนตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA แบบคงทนที่ใช้ในระบบเวลาต่อเนื่อง โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงผลการควบคุมของตัวควบคุมที่ออกแบบเปรียบเทียบกับตัวควบคุมในระบบเวลาต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีขั้นตอนการศึกษา โดยเริ่มจากการศึกษาโครงสร้างและการทำงานของตัวควบคุมแบบ PID วิธีการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีทางเดินราก ศึกษาการทำงานของตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA แบบเวลาเต็มหน่วย และตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA แบบคงทนในระบบเวลาต่อเนื่อง เพื่อเป็นพื้นฐานในการออกแบบตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA แบบคงทนในระบบเวลาเต็มหน่วย

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบเนื้อหาทั้งหมด 5 บทดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงแนวคิด วัตถุประสงค์ของการศึกษา ขอบเขตของการศึกษาและขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบลูกตุ้มหัวกลับ ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่เป็นฮาร์ดแวร์ของระบบและส่วนของแบบจำลองระบบด้วยปริภูมิสถานะ

บทที่ 3 กล่าวถึงแนวคิดและหลักการของตัวควบคุมแบบ PID โครงสร้างและการออกแบบตัวควบคุม PID×(n-2)/2 stage PDA

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA แบบคงทนสำหรับกระบวนการอันดับ n ใดๆ ด้วยวิธีเส้นทางเดินราก และวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติความคงทนของระบบพร้อมทั้งยกตัวอย่างการจำลองการควบคุมระบบด้วยโปรแกรม MATLAB

บทที่ 5 กล่าวถึงผลการทดลองโดยการจำลองเพื่อวิเคราะห์ผลการออกแบบระบบควบคุมเพื่อแก้ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวสำหรับระบบลูกตุ้มหัวกลับที่ไม่เสถียรด้วยตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA ทั้งในระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วย

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอและในการพัฒนาการออกแบบระบบควบคุมให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

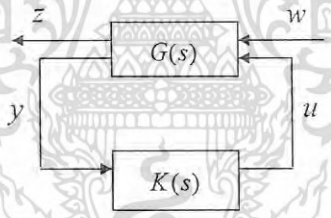
บทที่ 2
ระบบปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวและลูกตุ้มหัวกลับ

ตัวต้นแบบของระบบลูกตุ้มหัวกลับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ หุ่นยนต์สองล้อทรงตัวผ่านวิทยุบังคับ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะได้อธิบายถึงส่วนของปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวโครงสร้าง (Hardware) ของระบบ หุ่นยนต์สองล้อเคลื่อนที่ ในรูปแบบของลูกตุ้มหัวกลับ และเน้นในส่วนที่เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบด้วยปริภูมิสถานะ ซึ่งถือเป็นส่วนสำคัญเนื่องจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีความจำเป็นในการนำไปใช้ในการเลียนแบบการควบคุม หรือการจำลอง (Simulation) นั่นเอง

2.1 ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โว

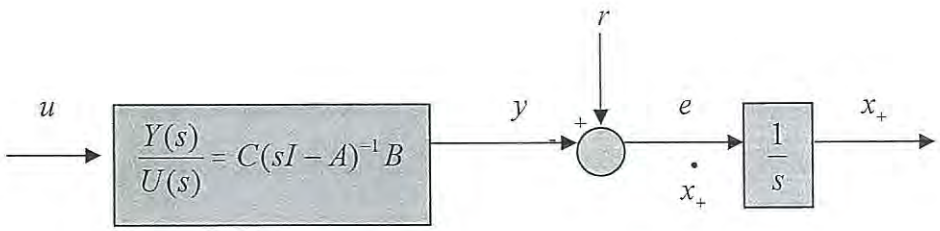
โดยปกติสมการสถานะต่อเอาท์พุท และฟังก์ชันถ่ายโอน สำหรับ ระบบเวลาเชิงเส้นคงที่แสดงได้โดยรูปแบบกระบวนการทั่วไป $G(s)$ ในรูปที่ 2.1 แสดงได้ดังสมการ

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}x(t) = Ax(t) + Bu(t), \Leftrightarrow G(s) = \dfrac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B, \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \tag{2.1}$$



รูปที่ 2.1 แผนผังฟังก์ชันพื้นฐาน

สัญญาณ w ประกอบด้วยเอาท์พุท จากภายนอกทั้งหมด รวมทั้งสิ่งรบกวนทั้งในส่วนของตัววัดและตัวกระบวนการ และคำสั่งเอาท์พุท z คือสัญญาณความผิดพลาด ส่วน y คือ ค่าที่วัดได้ และ u คือตัวควบคุม โดยปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวแสดงให้เห็นจากตัวอินทิเกรเตอร์ที่ถูกเสริมเข้าไป



รูปที่ 2.2 รูปแสดงส่วนขยายของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ ค่าความคลาดเคลื่อน $e = r - y$ ดังนั้นสมการสถานะของ e คือ

$$\frac{d}{dt}e = \dot{e} = \ddot{x}_+ = \dot{r} - \dot{y}. \tag{2.2}$$

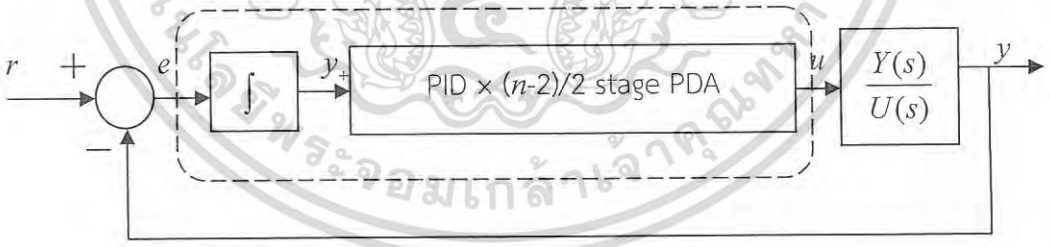
แสดงให้เห็นชัดเจนว่าสมการสถานะ (State Equation) จะถูกทำให้สัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลง Differentiating ของกระบวนการเริ่มต้น Original plant $G(s)$ กล่าวอีกนัยหนึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\dot{x} = \ddot{x} = A\dot{x} + B\dot{u}, \\ \dot{y} = C\dot{x} \end{cases} \tag{2.3}$$

ดังนั้นสมการสถานะและสมการเอาท์พุทของระบบ คือ

$$\begin{cases} \ddot{x} = A\dot{x} + B\dot{u}, \\ \ddot{x}_+ = -\dot{y} + \dot{r} = -C\dot{x} + \dot{r}, \end{cases} \quad \begin{cases} \dfrac{d}{dt}\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}\dot{u} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{r} \end{bmatrix}, \\ \dot{y}_+ = \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & D_+ \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 0 \\ \dot{w}_+ \end{bmatrix}. \end{cases} \tag{2.4}$$

สำหรับระบบหนึ่งอินพุทและหนึ่งเอาท์พุทหรือระบบ SISO (Signal Input Single Output) นี้ อินพุทของตัวควบคุม PID × (n-2)/2 stage PDA มาจากเทอมอินทิเกรชั่นของระบบ ในส่วนของเอาท์พุท $\dot{y}_+$ หรือ $\int_0^t \dot{y}_+ dt = y_+ = x_+$ ดังนั้น สามารถสรุปได้ว่า PID × (n-2)/2 stage PDA คือตัวควบคุมอินทิกรัลเซอร์โวสำหรับกระบวนการดั้งเดิม $G(s)$ นั่นเอง



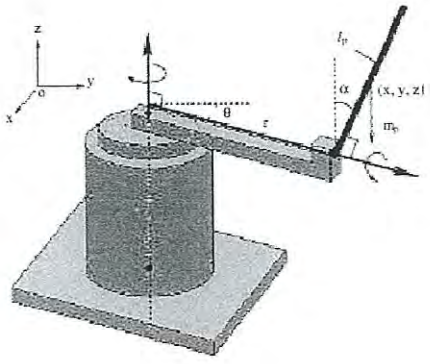
รูปที่ 2.3 อินทิกรัลเซอร์โวกับตัวควบคุมแบบ PID × (n-2)/2 stage PDA

2.2 ลูกตุ้มหัวกลับ

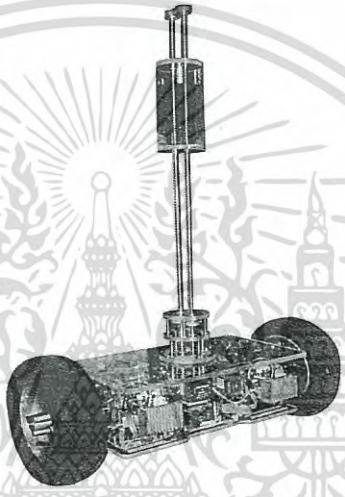
ระบบลูกตุ้มหัวกลับถือเป็นต้นแบบของระบบที่ไม่เสถียรที่นักวิทยาศาสตร์และนักวิจัยมักนำมาใช้เป็นระบบในการศึกษาและพัฒนาการออกแบบตัวควบคุมแบบต่างๆ ซึ่งนอกจากระบบลูกตุ้มหัวกลับจะเป็นระบบที่ไม่เสถียรแล้วยังเป็นระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น และเป็นระบบที่ซับซ้อนหลายตัวแปร ระบบลูกตุ้มหัวกลับที่มักพบเห็นในงานวิจัยต่างๆ อาจมีหลายรูปแบบด้วยกัน เช่น ระบบลูกตุ้มหัวกลับที่เคลื่อนที่แนวตรง ระบบลูกตุ้มหัวกลับที่เคลื่อนที่เชิงมุมของ Furuta และหุ่นยนต์สองล้อทรงตัวผ่านวิทยุบังคับ (Two-Wheeled Inverted Pendulum Mobile Robot) เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) ระบบลูกตุ้มหัวกลับที่เคลื่อนที่แนวตรง



(ข) ระบบลูกตุ้มหัวกลับของ Furuta



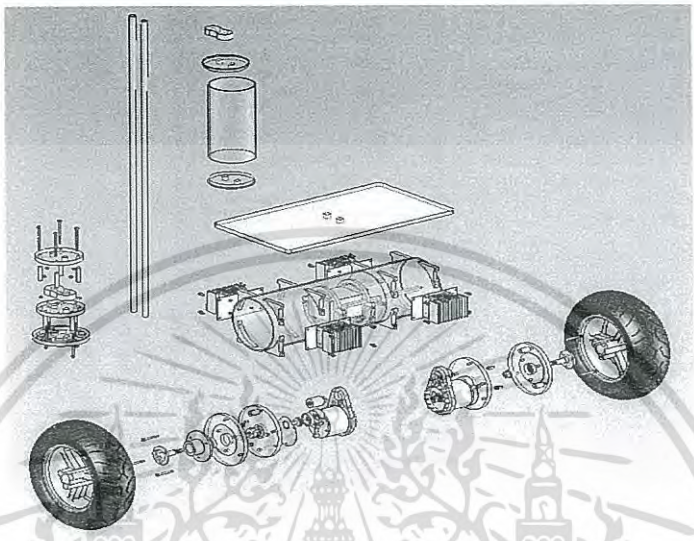
(ค) หุ่นยนต์สองล้อทรงตัวผ่านวิทยุบังคับ

รูปที่ 2.4 แสดงตัวอย่างระบบลูกตุ้มหัวกลับแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

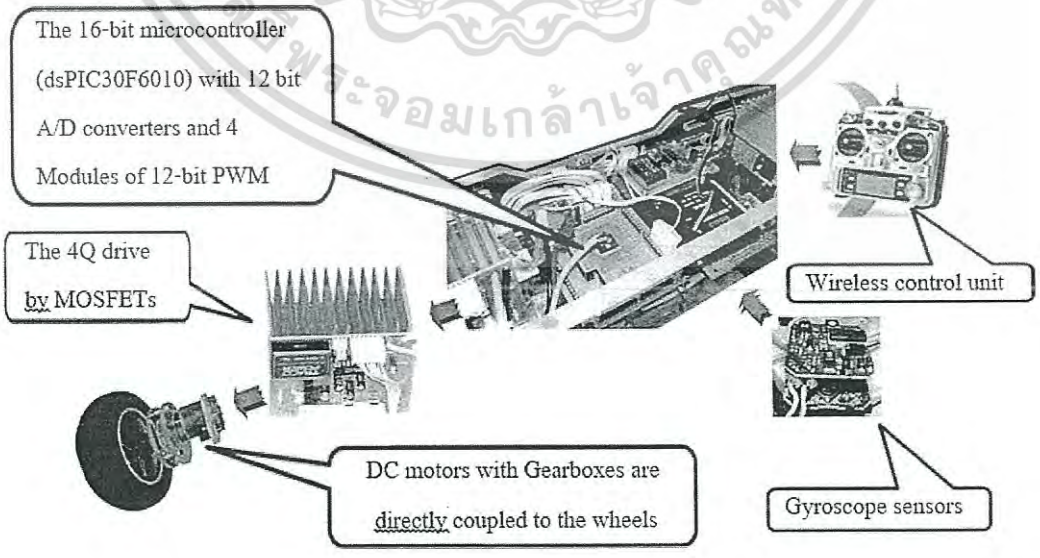
2.3 ฮาร์ดแวร์ของระบบ

ก่อนที่จะสร้างชิ้นส่วนและโครงสร้างจริงของระบบลูกตุ้มหัวกลับ หุ่นยนต์สองล้อทรงตัวผ่านวิทยุบังคับจะถูกออกแบบโดยใช้ Solid Works® 3D Mechanical Design Software ดังนั้นส่วนประกอบทั้งหมดจะมีขนาดตามที่สร้างในโปรแกรม ดังรูป



รูปที่ 2.5 หุ่นยนต์สองล้อทรงตัวจากโปรแกรม Solid Works®

รูปที่ 2.5 แสดงแบบจำลองของหุ่นยนต์สองล้อทรงตัวที่วาดจากการใช้ซอฟท์แวร์ก่อนที่จะนำทุกชิ้นส่วนไปสร้างจริง นอกจากนี้แบบจำลองจากซอฟท์แวร์ยังสามารถใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบบางค่าที่มีความจำเป็นในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบได้ โดยแบ่งส่วนประกอบสำคัญได้ 3 ส่วนหลักๆ คือ ส่วนควบคุมของหุ่นยนต์ ส่วนการตรวจวัดต่างๆ ส่วนการขับเคลื่อนหุ่นยนต์และบังคับทิศทางการเคลื่อนที่ของหุ่นยนต์ ดังรูป



รูปที่ 2.6 ส่วนประกอบของหุ่นยนต์

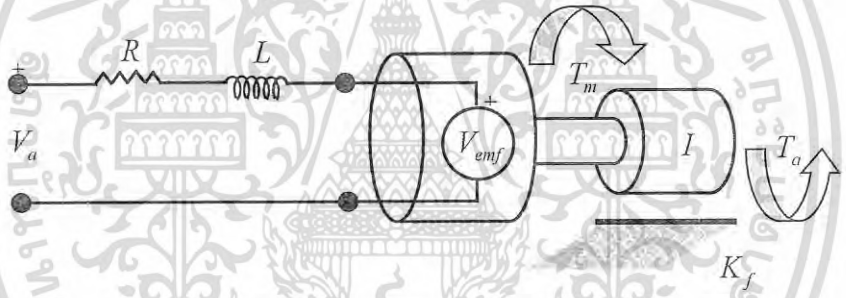
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 แบบจำลองระบบด้วยปริภูมิสถานะ (State-Space Modeling)

ก่อนการออกแบบตัวควบคุมจำเป็นต้องทราบรูปแบบทางคณิตศาสตร์ของระบบซึ่งถือเป็นส่วนสำคัญในการนำไปใช้ในการออกแบบการควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด ในหัวข้อนี้จึงแสดงการหาสมการสถานะและสมการปริมาณเอาต์พุตของระบบหุ่นยนต์สองล้อทรงตัว โดยเริ่มศึกษาจากแบบจำลองเชิงเส้นของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงและแบบจำลองการเคลื่อนที่ของหุ่นยนต์สองล้อทรงตัว ดังนั้นแบบจำลองปริภูมิสถานะของระบบหุ่นยนต์สองล้อทรงตัวจะต้องนำแรงต่างๆ มาวิเคราะห์และรวมแบบจำลองทางกลศาสตร์ร่วมกับแบบจำลองของมอเตอร์เชิงเส้น โดยเริ่มจากการวิเคราะห์สมการของการเคลื่อนที่ของล้อด้านซ้ายและล้อด้านขวา

2.4.1 แบบจำลองเชิงเส้นของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

หุ่นยนต์ได้รับพลังงานจากมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง 2 ตัว ดังนั้นในหัวข้อนี้เป็นการหาแบบจำลองปริภูมิสถานะของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง และนำไปใช้ในการหาแบบจำลองของหุ่นยนต์สองล้อทั้งระบบ โดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าขาเข้ามอเตอร์และการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ในการรักษาสมดุลของหุ่นยนต์



รูปที่ 2.7 แบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

จากรูปที่ 2.7 เป็นตัวอย่างแบบจำลองเชิงเส้นสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อให้แรงดันไฟฟ้าไปที่ขั้วของมอเตอร์ (V_a) จะเกิดกระแสไฟฟ้าในขดลวดของมอเตอร์ มอเตอร์จะสร้างแรงบิด (T_m) ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสอาร์เมเจอร์ โดยสมการแสดงความสัมพันธ์เป็นดังนี้

$$T_m = k_m i \tag{2.5}$$

โดยที่ k_m คือ ค่าคงที่ของแรงบิดของมอเตอร์ (Torque Constant) (*Nm/A*)

i คือ กระแสอาร์เมเจอร์ (Current through Armature) (*A*)

ความต้านทาน (R) และขดลวดตัวนำ (L) ต่ออนุกรมกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับ (Back Electromotive Force Voltage) (V_{emf}) สามารถนำไปใช้ในแบบจำลองวงจรทางไฟฟ้าของมอเตอร์ได้ ซึ่ง V_{emf} เกิดเนื่องจากขดลวดของมอเตอร์เคลื่อนที่ผ่านสนามแม่เหล็ก แรงดันไฟฟ้าสามารถประมาณค่าได้ด้วยฟังก์ชันเชิงเส้นของความเร็วเชิงมุม (ω) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{emf} = k_e \omega \tag{2.6}$$

โดยที่ k_e คือ ค่าคงที่ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับ (Back *emf* Constant) (*Vs/rad*)

สมการอนุพันธ์เชิงเส้นสำหรับวงจรทางไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงสามารถเขียนได้โดยใช้ *Kirchoff's Voltage law* ที่ว่า ผลรวมของแรงดันไฟฟ้าทั้งหมดในวงจรต้องมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นสมการมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นดังนี้

$$V_a - Ri - L\frac{di}{dt} - V_{emf} = 0 \tag{2.7}$$

จากสมการการเคลื่อนที่สำหรับมอเตอร์ ค่าแรงเสียดทานบนเพลาของมอเตอร์ (k_f) เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของความเร็วเชิงมุม และจากกฎการเคลื่อนที่ทางฟิสิกส์ที่ว่าผลรวมของแรงบิดทั้งหมดบนเพลา,uความสัมพันธ์เชิงเส้นกับความเร่งเพลาและความเฉื่อย (I_R) ในการหมุนของขดลวดอาร์เมเจอร์ ดังสมการ

$$\sum M = T_m - k_f \omega - T_a = I_R \dot{\omega} \tag{2.8}$$

โดยที่ T_a คือ แรงบิดของโหลด (Torque) (*Nm*)

เมื่อแทนสมการ (2.5) และ (2.6) ลงในสมการ (2.7) และ (2.8) ตามลำดับและจัดให้อยู่ในเทอมของอนุพันธ์เทียบกับเวลา สมการพื้นฐานทั้งสองจะครอบคลุมถึงการเคลื่อนที่ของมอเตอร์ ดังนี้

$$\frac{di}{dt} = \frac{-R}{L} i + \frac{-k_e}{L} \omega + \frac{V_a}{L} \tag{2.9}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{k_m}{I_R} i + \frac{-k_f}{I_R} \omega - \frac{T_a}{I_R} \tag{2.10}$$

ทั้งสองสมการเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของกระแสไฟฟ้าและความเร็วในรูปอนุพันธ์อันดับหนึ่ง ซึ่งเป็นแบบจำลองอย่างง่ายของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง สามารถนำไปใช้ในการสร้างสมดุลสำหรับหุ่นยนต์สองล้อทรงตัวได้ โดยที่สนามแม่เหล็กของมอเตอร์และแรงเสียดทางของมอเตอร์ไม่นำมาพิจารณาและประมาณว่ามีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นสมการที่ (2.9) และ (2.10) จะเป็นดังนี้

$$i = -\frac{k_e}{R} \omega + \frac{1}{R} V_a \tag{2.11}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{k_m}{I_R} i - \frac{T_a}{I_R} \tag{2.12}$$

แทนสมการที่ (2.11) ลงในสมการที่ (2.12) ค่าประมาณสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{k_m k_e}{I_R R}\omega + \frac{k_m}{I_R R}V_a - \frac{T_a}{I_R} \tag{2.13}$$

ซึ่งจากการไม่พิจารณาผลของสนามแม่เหล็กของมอเตอร์ เนื่องจากกระแสไหลวนไม่นำมาพิจารณาในสมการการเคลื่อนที่ของมอเตอร์ กระแสจะอยู่ในสถานะคงที่เมื่อเปรียบเทียบกับความเร็วของเพลาที่ทำให้เวลาในการเร่งความเร็วจากความเร็วเริ่มต้นไปยังความเร็วสุดท้ายหลังการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าขาเข้า

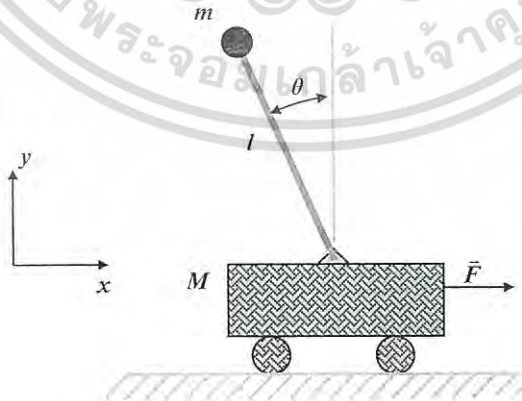
ดังนั้นระบบกลศาสตร์ของมอเตอร์สามารถทำให้อยู่ในรูปแบบจำลองปริภูมิสถานะซึ่งเป็นระบบของสมการอนุพันธ์อันดับที่หนึ่ง ด้วยตัวแปรตำแหน่ง มุม (θ) ความเร็ว และความเร็วเชิงมุมของเพลาเมื่อป้อนอินพุตให้กับมอเตอร์ด้วยแรงดันไฟฟ้าและแรงบิด จะได้ดังสมการดังนี้

$$\begin{bmatrix}\dot{\theta}\\ \dot{\omega}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & \frac{-k_m k_e}{I_R R}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta\\ \omega\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0 & 0\\ \frac{k_m}{I_R R} & \frac{-1}{I_R}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_a\\ T_a\end{bmatrix} \tag{2.14}$$

$$y = \begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta\\ \omega\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_a\\ T_a\end{bmatrix} \tag{2.15}$$

2.4.2 แบบจำลองเชิงเส้นของหุ่นยนต์สองล้อทรงตัว

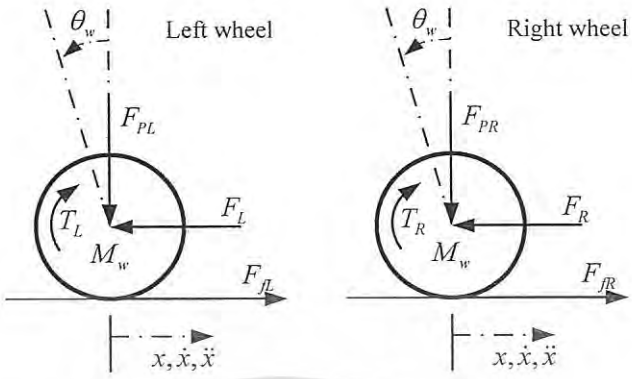
หุ่นยนต์สองล้อทรงตัวมีระบบทางกลศาสตร์ที่มีความซับซ้อนมาก แต่ก็มีความคล้ายคลึงกับลูกตุ้มหัวกลับบนรถ โดยต้องแยกพิจารณาเป็น 2 ส่วน เริ่มจากวิเคราะห์กลศาสตร์ของล้อซ้ายและล้อขวาแยกกัน จากนั้นวิเคราะห์กลศาสตร์ของลูกตุ้ม สุดท้ายเมื่อนำสมการการเคลื่อนที่ทั้งสองสมการมารวมกันจะสามารถอธิบายพฤติกรรมของหุ่นยนต์สองล้อทรงตัวได้ โดยที่พฤติกรรมของหุ่นยนต์สามารถได้รับผลกระทบจากสิ่งรบกวน เช่น แรงบิดของมอเตอร์ ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะต้องนำแรงต่างๆ มาวิเคราะห์ด้วย



รูปที่ 2.8 ตัวอย่าง Free body diagram ของระบบลูกตุ้มหัวกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาสมการการเคลื่อนที่ของล้อซ้ายและล้อขวาด้วย Free Body Diagram สำหรับล้อทั้งสองดังรูป



รูปที่ 2.9 Free body diagram ของล้อหุ่นยนต์

จากการประยุกต์ใช้กฎการเคลื่อนที่ของนิวตัน ผลรวมของแรงในแนวแกนนอน x เป็นดังนี้

$$\sum F_x = Ma$$
$$M_w\ddot{x} = F_{fR} - F_R \tag{2.16}$$

โดยที่ F_x คือ แรงปฏิกิริยา (Reaction Forces)

M คือ มวล (Mass)

a คือ อัตราเร่ง (Acceleration)

M_w คือ มวลของล้อหุ่นยนต์ (Mass of the Wheel)

F_{fR} คือ แรงเสียดทานระหว่างพื้นและล้อด้านขวา (Friction Forces between the Ground and the Wheels)

F_R คือ แรงปฏิกิริยาระหว่างล้อด้านขวาและก้านลูกตุ้ม (Reaction Forces between the Wheel and Chassis)

ผลรวมของโมเมนต์รอบจุดศูนย์กลางของล้อ เป็นดังต่อไปนี้

$$\sum M_o = I\alpha \tag{2.17}$$

$$I_w\ddot{\theta}_w = T_R - F_{fR}r \tag{2.18}$$

โดยที่ M_o คือ โมเมนต์ (Moment)

I คือ โมเมนต์ความเฉื่อย (Moment of Inertial)

α คือ อัตราเร่งเชิงมุมของเพลา (Angular Acceleration of Shaft) (rad/s^2)

I_w คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของล้อ (Moment of Inertial of the Wheels)

θ_w คือ มุมในการหมุนของล้อ (Rotation Angle of the Wheel)

$\dot{\theta}_w$ คือ ความเร็วเชิงมุมของล้อ (Angular Velocity of Wheel) (rad/s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T_R คือ แรงบิดจากมอเตอร์ไปยังล้อ (Applied Torque from the Motor to the Wheels)

r คือ รัศมีของล้อ (Radius of the Wheel) (m)

จากกลศาสตร์มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แรงบิดของมอเตอร์เป็นดังสมการ

$$T_m = I_R \frac{d\omega}{dt} + T_a \tag{2.19}$$

หลังจากจัดเรียงสมการใหม่และแทนค่าตัวแปรต่างๆ จากอนุพันธ์ของระบบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้น เอาต์พุตของแรงบิดที่ให้กับล้อเป็นดังสมการ

$$T = I_R \frac{d\omega}{dt} = \frac{-k_m k_e}{R}\dot{\theta}_w + \frac{k_m}{R}V_a \tag{2.20}$$

โดยที่ T คือ แรงบิด (Torque)

และสนามแม่เหล็กของมอเตอร์และแรงเสียดทานของมอเตอร์ไม่นำมาพิจารณา ดังนั้นสมการที่ (2.18) เป็นดังนี้

$$I_w\ddot{\theta}_w = \frac{-k_m k_e}{R}\dot{\theta}_w + \frac{k_m}{R}V_a - F_{fR}r \tag{2.21}$$

ดังนั้น

$$-F_{fR} = \frac{-k_m k_e}{Rr}\dot{\theta}_w + \frac{k_m}{Rr}V_a - \frac{I_w}{r}\ddot{\theta}_w \tag{2.22}$$

นำสมการที่ (2.22) แทนค่าลงในสมการที่ (2.16) จะได้สมการสำหรับล้อด้านซ้ายและขวาดังนี้

สำหรับล้อด้านซ้าย

$$M_w\ddot{x} = \frac{-k_m k_e}{Rr}\dot{\theta}_w + \frac{k_m}{Rr}V_a - \frac{I_w}{r}\ddot{\theta}_w - F_L \tag{2.23}$$

สำหรับล้อด้านขวา

$$M_w\ddot{x} = \frac{-k_m k_e}{Rr}\dot{\theta}_w + \frac{k_m}{Rr}V_a - \frac{I_w}{r}\ddot{\theta}_w - F_R \tag{2.24}$$

โดยที่ F_L คือ แรงปฏิกิริยาระหว่างล้อด้านซ้ายและก้านลูกตุ้ม (Reaction Forces Between the Wheel and Chassis)

เนื่องจากการเคลื่อนที่แบบเชิงเส้นเป็นการกระทำบนจุดศูนย์กลางของล้อ ดังนั้นการหมุนเชิงมุมสามารถเปลี่ยนรูปเป็นการเคลื่อนที่เชิงเส้นได้โดยการแปลงรูปอย่างง่าย ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\ddot{\theta}_w r = \ddot{x} \qquad \Rightarrow \ddot{\theta}_w = \frac{\ddot{x}}{r}$$

$$\dot{\theta}_w r = \dot{x} \qquad \Rightarrow \dot{\theta}_w = \frac{\dot{x}}{r}$$

จากการแปลงเป็นเชิงเส้น ดังนั้นสมการที่ (2.23) และ (2.24) เป็นดังนี้

สำหรับล้อด้านซ้าย

$$M_w \ddot{x} = \frac{-k_m k_e}{Rr^2}\dot{x} + \frac{k_m}{Rr}V_a - \frac{I_w}{r^2}\ddot{x} - F_L \tag{2.25}$$

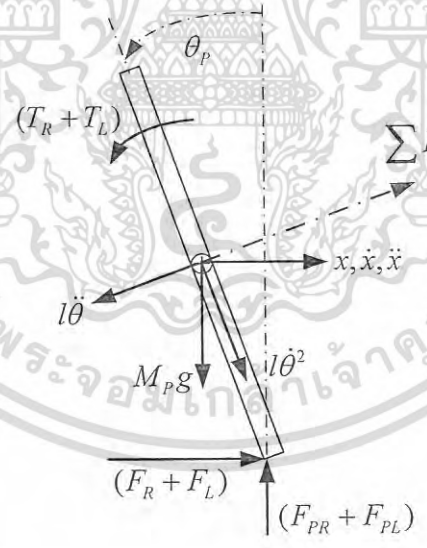
สำหรับล้อด้านขวา

$$M_w \ddot{x} = \frac{-k_m k_e}{Rr^2}\dot{x} + \frac{k_m}{Rr}V_a - \frac{I_w}{r}\ddot{x} - F_R \tag{2.26}$$

รวมสมการที่ (2.25) และ (2.26) เข้าด้วยกัน ดังนี้

$$2(M_w + \frac{I_w}{r^2})\ddot{x} = \frac{-2k_m k_e}{Rr^2}\dot{x} + \frac{2k_m}{Rr}V_a - (F_L + F_R) \tag{2.27}$$

ก้านของหุ่นยนต์สามารถนำมาจำลองเป็นลูกตุ้มหัวกลับได้ ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 Free body diagram ของก้านของหุ่นยนต์

จากการประยุกต์ใช้กฎการเคลื่อนที่ของนิวตัน โดยรวมแรงในแนวแกนนอน ดังนี้

$$\sum F_x = M_p \ddot{x}$$

$$(F_L + F_R) - M_p l\ddot{\theta}_p \cos\theta_p + M_p l\dot{\theta}_p{}^2 \sin\theta_p = M_p \ddot{x} \tag{2.28}$$

โดยที่ M_p คือ มวลของก้านของหุ่นยนต์ (Mass of the Robot's Chassis)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

l คือ ระยะทางระหว่างศูนย์กลางของล้อและศูนย์กลางแรงโน้มถ่วงของหุ่นยนต์ (Distance between The Centers of the Wheel and the Robot's Center of Gravity)

θ_p คือ มุมในการแกว่งของก้านหุ่นยนต์ (Rotation Angle of the Chassis)

ดังนั้น

$$(F_L + F_R) = M_p\ddot{x} + M_p l\ddot{\theta}_p \cos\theta_p - M_p l\dot{\theta}_p^{\,2} \sin\theta_p \tag{2.29}$$

ผลรวมของแรงที่ตั้งฉากกับก้าน เป็นดังนี้

$$\sum F_{xp} = M_p\ddot{x}\cos\theta_p$$

$$(F_L + F_R)\cos\theta_p + (F_{PL} + F_{PR})\sin\theta_p - M_p g\sin\theta_p - M_p l\ddot{\theta}_p = M_p\ddot{x}\cos\theta_p \tag{2.30}$$

ผลรวมของโมเมนต์รอบจุดศูนย์กลางมวลของลูกตุ้มหัวกลับ เป็นดังนี้

$$\sum M_o = I\alpha$$

$$-(F_L + F_R)l\cos\theta_p - (F_{PL} + F_{PR})l\sin\theta_p - (T_L + T_R) = I_P\ddot{\theta}_p \tag{2.31}$$

โดยที่ F_{PL} คือ แรงเสียดทานระหว่างก้านลูกตุ้มและล้อด้านซ้าย (Friction Forces between the Chassis and the Wheels)

F_{PR} คือ แรงเสียดทานระหว่างก้านลูกตุ้มและล้อด้านขวา (Friction Forces between the Chassis and the Wheels)

T_L คือ แรงบิดบนลูกตุ้มหัวกลับที่ได้จากมอเตอร์ไปยังล้อด้านซ้าย (Torque from motors to the Wheel)

T_R คือ แรงบิดบนลูกตุ้มหัวกลับที่ได้จากมอเตอร์ไปยังล้อด้านขวา (Torque from motors to the Wheel)

I_P คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของก้านหุ่นยนต์ (Moment of Inertia of the Robot's Chassis)

แรงบิดบนลูกตุ้มหัวกลับที่ได้จากมอเตอร์ตามสมการที่ (2.20) และหลังจากแปลงเป็นเชิงเส้นแล้ว เป็นดังสมการ

$$T_L + T_R = \frac{-2k_m k_e}{R}\frac{\dot{x}}{r} + \frac{2k_m}{R}V_a$$

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (2.31) จะได้สมการดังนี้

$$-(F_L + F_R)l\cos\theta_p - (F_{PL} + F_{PR})l\sin\theta_p - (\frac{-2k_m k_e}{Rr}\dot{x} + \frac{2k_m}{R}V_a) = I_p\ddot{\theta}_p$$

$$-(F_L + F_R)l\cos\theta_p - (F_{PL} + F_{PR})l\sin\theta_p = I_p\ddot{\theta}_p - \frac{2k_m k_e}{Rr}\dot{x} + \frac{2k_m}{R}V_a \tag{2.32}$$

คูณสมการที่ (2.30) ด้วย $-l$ จะได้สมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

$$\left[-(F_L+F_R)l\cos\theta_p-(F_{PL}+F_{PR})l\sin\theta_p\right]+M_pgl\sin\theta_p+M_pl^2\ddot{\theta}_p=-M_pl\ddot{x}\cos\theta_p \quad (2.33)$$

แทนสมการที่ (2.32) ลงในสมการที่ (2.33) จะได้สมการดังนี้

$$I_p\ddot{\theta}_p-\frac{2k_mk_e}{Rr}\dot{x}+\frac{2k_m}{R}V_a+M_pgl\sin\theta_p+M_pl^2\ddot{\theta}_p=-M_pl\ddot{x}\cos\theta_p \quad (2.34)$$

จากพลศาสตร์มอเตอร์ กำจัด (F_L+F_R) โดยแทนค่าสมการที่ (2.29) ลงในสมการที่ (2.27) จะได้สมการดังนี้

$$2(M_w+\frac{I_w}{r^2})\ddot{x}=\frac{-2k_mk_e}{Rr^2}\dot{x}+\frac{2k_m}{Rr}V_a-M_p\ddot{x}-M_pl\ddot{\theta}_p\cos\theta_p+M_pl\dot{\theta}_p{}^2\sin\theta_p \quad (2.35)$$

เรียงสมการที่ (2.34) และ (2.35) ใหม่ ให้เป็นสมการของการเคลื่อนแบบไม่เป็นเชิงเส้นของระบบ ดังนี้

$$(I_p+M_pl^2)\ddot{\theta}_p-\frac{2k_mk_e}{Rr}\dot{x}+\frac{2k_m}{R}V_a+M_pgl\sin\theta_p=-M_pl\ddot{x}\cos\theta_p \quad (2.36)$$

$$\frac{2k_m}{Rr}V_a=(2M_w+\frac{2I_w}{r^2}+M_p)\ddot{x}+\frac{2k_mk_e}{Rr^2}\dot{x}+M_pl\ddot{\theta}_p\cos\theta_p-M_pl\dot{\theta}_p{}^2\sin\theta_p \quad (2.37)$$

จากสมการที่ (2.36) และ (2.37) สามารถทำให้เป็นเชิงเส้นได้โดย สมมติให้ $\theta_p=\pi+\phi$ โดยที่ ϕ คือ มุมที่มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก การแก้ไขแบบง่ายๆ คือ ทำให้ได้แบบจำลองเชิงเส้น ดังนั้นตัวควบคุมปริภูมิสถานะแบบเชิงเส้นจึงสามารถนำมาใช้ได้ ดังนี้

$$\cos\theta_p=-1,\ \sin\theta_p=-\phi \ \text{และ}\ \left[\frac{d\theta_p}{dt}\right]^2=0$$

สมการเชิงเส้นของการเคลื่อนที่ เป็นดังนี้

$$(I_p+M_pl^2)\ddot{\phi}-\frac{2k_mk_e}{Rr}\dot{x}+\frac{2k_m}{R}V_a-M_pgl\phi=M_pl\ddot{x} \quad (2.38)$$

$$\frac{2k_m}{Rr}V_a=\left(2M_w+\frac{2I_w}{r^2}+M_p\right)\ddot{x}+\frac{2k_mk_e}{Rr^2}\dot{x}-M_pl\ddot{\phi} \quad (2.39)$$

จากปริภูมิสถานะของระบบ นำสมการที่ (2.38) และ (2.39) มาเรียงใหม่ เป็นดังนี้

$$\ddot{\phi}=\frac{M_pl}{(I_p+M_pl^2)}\ddot{x}+\frac{2k_mk_e}{Rr(I_p+M_pl^2)}\dot{x}-\frac{2k_m}{R(I_p+M_pl^2)}V_a+\frac{M_pgl}{(I_p+M_pl^2)}\phi \quad (2.40)$$

$$\ddot{x}=\frac{2k_m}{Rr\left(2M_w+\frac{2I_w}{r^2}+M_p\right)}V_a-\frac{2k_mk_e}{Rr^2\left(2M_w+\frac{2I_w}{r^2}+M_p\right)}\dot{x}-\frac{M_pl}{\left(2M_w+\frac{2I_w}{r^2}+M_p\right)}\ddot{\phi} \quad (2.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

148720

แทนสมการที่ (2.40) ลงในสมการที่ (2.39) และแทนสมการที่ (2.41) ลงในสมการที่ (2.38) และทำสมการปริภูมิสถานะของระบบให้เป็นรูปของพีชคณิต ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{2k_m k_e (M_p lr - I_p - M_p l^2)}{Rr^2\alpha} & \dfrac{M_p^2 g l^2}{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \dfrac{2k_m k_e (r\beta - M_p l)}{Rr^2\alpha} & \dfrac{M_p g l \beta}{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \phi \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dfrac{2k_m (I_p + M_p l^2 - M_p lr)}{Rr\alpha} \\ 0 \\ \dfrac{2k_m (M_p l - r\beta)}{Rr\alpha} \end{bmatrix} V_a \tag{2.42}$$

โดยที่

$$\beta = \left(2M_w + \frac{2I_w}{r^2} + M_p \right) \qquad \alpha = \left[I_p \beta + 2M_p l^2 \left(M_w + \frac{I_w}{r^2} \right) \right]$$

แบบจำลองข้างบนนี้สมมติว่าล้อของรถสัมผัสกับพื้นตลอดเวลาและไม่มีการไถลของล้อ ดังนั้นแรงเกี่ยวข้องนี้จะไม่นำมาพิจารณา

ตารางที่ 2.1 แสดงการกำหนดตัวแปรและค่าต่างๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

V_a	ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์ (โวลต์)
k_m	ค่าคงที่ของแรงบิดของมอเตอร์ (0.1837 นิวตัน · เมตร/แอมแปร์)
k_e	ค่าคงที่แรงดันเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับของมอเตอร์ (0.287304 โวลต์ · วินาที/เรเดียน)
M_p	น้ำหนักของก้านลูกตุ้มหัวกลับ (10.5 กิโลกรัม)
l	ระยะทางระหว่างจุดศูนย์กลางของล้อและศูนย์กลางแรงโน้มถ่วงของหุ่นยนต์ (0.071334 เมตร)
r	รัศมีของล้อ (0.245 เมตร)
I_p	โมเมนต์ความเฉื่อยของก้านลูกตุ้มหัวกลับ (0.025725 กิโลกรัม · เมตร^2)
g	ความเร่งเนื่องด้วยแรงโน้มถ่วงโลก (9.81 เมตร/วินาที^{2})
R	ความต้านทานที่ขั้วของมอเตอร์ (0.29 Ω)
M_w	น้ำหนักล้อของหุ่นยนต์ (1.5 กิโลกรัม)
I_w	โมเมนต์ความเฉื่อยของล้อ (0.04501875 กิโลกรัม · เมตร^2)

เมื่อแทนค่าต่างๆ ตามตารางลงไป จะได้สมการสถานะของระบบลูกตุ้มหัวกลับเป็นดังสมการที่ 2.43 ซึ่งจะนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมต่อไป

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0103 & 8.7872 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 28.3293 & 175.9778 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -0.8616 \\ 0 \\ -24.1579 \end{bmatrix} V_a \tag{2.43}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

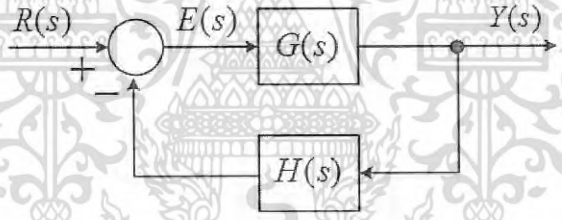
บทที่ 3
แนวคิดและหลักการของตัวควบคุม PIDx(*n*-2)/2 stage PDA

การนำตัวควบคุมไปใช้ในการควบคุมระบบนั้น จำเป็นต้องทราบถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ของตัวควบคุม เพื่อทำความเข้าใจเกี่ยวกับโครงสร้างและการทำงาน ตลอดจนการออกแบบตัวควบคุมซึ่งมีความสำคัญในเชิงทฤษฎีด้วยระบบจำลอง โดยตัวควบคุมที่ถูกนำมาศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้ได้แก่ ตัวควบคุมแบบ PID และตัวควบคุมแบบ PIDA เพื่อใช้เป็นพื้นฐานในการศึกษาตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD โดยใช้หลักการทางเดินรากในการออกแบบ

3.1 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

3.1.1 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

ระบบควบคุมแบบป้อนกลับแสดงดังรูปที่ 3.1 การทำงานของระบบจะนำสัญญาณจากเอาท์พุท $Y(s)$ ของกระบวนการมาเปรียบเทียบกับสัญญาณปรับตั้งค่าที่กำหนด $R(s)$ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบ $E(s)$ มาคำนวณตามกฎเกณฑ์ของการควบคุมเพื่อให้ได้สัญญาณควบคุมนำไปควบคุมกระบวนการ



รูปที่ 3.1 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

โดยที่ $G(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ (Plant)
$H(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนในส่วนป้อนกลับ
$R(s)$ คือ สัญญาณปรับตั้ง (Set Point)
$Y(s)$ คือ สัญญาณเอาท์พุทของระบบ
$E(s)$ คือ สัญญาณผิดพลาดที่เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง $C(s)$ และ $R(s)$

ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของระบบควบคุมแบบป้อนกลับในรูปที่ 3.1 คือ

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1+G(s)H(s)} \tag{3.1}$$

จากสมการ (3.1) สมการคุณลักษณะ (Characteristic Equation) คือ

$$F(s) = 1+G(s)H(s) = 0 \tag{3.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และฟังก์ชันถ่ายโอนลูพเปิด $G(s)H(s)=0$ คือ

$$G(s)H(s)=\frac{K(T_a s+1)(T_b s+1)\cdots(T_m s+1)}{s^N(T_1 s+1)(T_2 s+1)\cdots(T_p s+1)} \tag{3.3}$$

เทอมของ s^N นั้นหมายถึงจำนวนของโพลที่จุดกำเนิด ใช้เรียกว่าชนิด (Type) ของระบบ เช่น $N=0$ แสดงว่าระบบนั้นเป็นระบบชนิด 0 หรือถ้า $N=1$ เราจะเรียกว่าเป็นระบบชนิด 1 เป็นต้น

3.1.2 ข้อกำหนดของระบบ

ข้อกำหนด คือ ค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นต้องทราบในการออกแบบตัวควบคุม ค่าเหล่านี้แสดงให้ทราบถึงการตอบสนองในสภาวะชั่วครู่ของระบบควบคุมต่ออินพุทที่เป็นสัญญาณขั้นบันไดหนึ่งหน่วย (Unit Step) ข้อกำหนดที่สำคัญประกอบด้วย

1. ค่าพุ่งเกินสูงสุด (M_p) เป็นค่าความแตกต่างระหว่างเอาท์พุทที่มีค่าสูงสุดกับเอาท์พุทที่สถานะอยู่ตัวของระบบ ในบางครั้งอาจแสดงอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินสูงสุด $(\%M_p)$

$$M_p = C_{\max} - C_{ss}$$

โดยที่ $C_{\max}$ คือ ค่าสูงสุดของเอาท์พุท

C_{ss} คือ ค่าสูงสุดของเอาท์พุทที่สถานะอยู่ตัว

หรือ $$\%M_p = \left|\frac{M_p}{C_{ss}}\right| \times 100\%$$

2. ค่าเวลาประวิง (Delay Time - t_d) คือ ช่วงเวลาที่ผลของการตอบสนองในสภาวะชั่วครู่ของระบบมีค่าเข้าสู่ 50% ของค่าที่สถานะอยู่ตัว

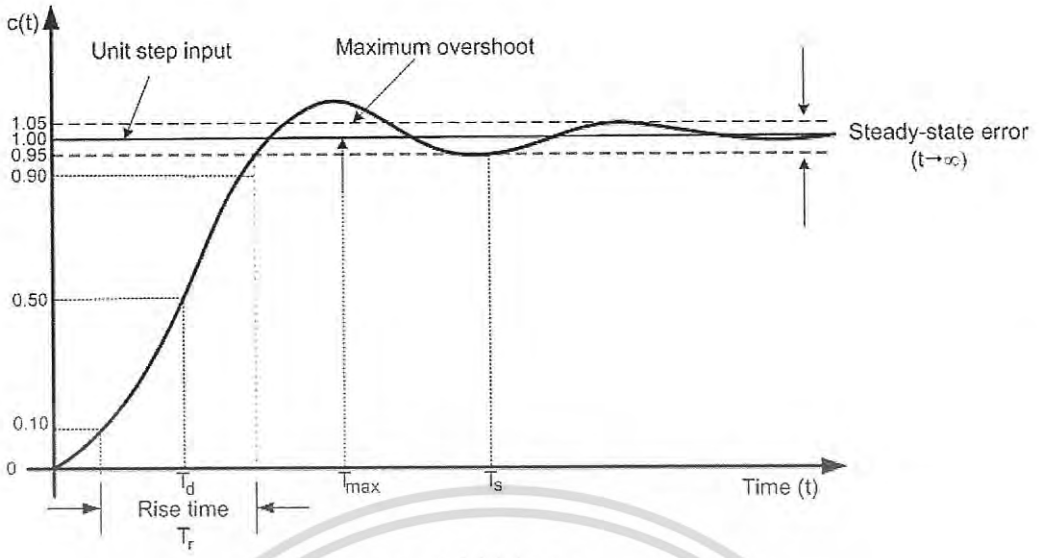
3. ค่าช่วงเวลาขึ้น (Rise Time - t_r) เป็นช่วงเวลาที่ผลการตอบสนองในสภาวะชั่วครู่ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 10% ไปเป็น 90% ของค่าที่สถานะอยู่ตัว ในบางกรณีค่าช่วงเวลาขาขึ้นหมายถึงช่วงเวลาที่ผลการตอบสนองมีค่าจาก 5% ไปเป็น 95% หรือ 0% ไปเป็น 100% ของค่าสถานะอยู่ตัวก็ได้ ถ้าค่าช่วงเวลาขาขึ้นมีค่าน้อย หมายถึงระบบนั้นมีการตอบสนองเร็ว นอกจากนั้นอาจหมายถึงค่าของเวลาที่ใช้ไปสำหรับให้ผลการตอบสนองมีค่าเท่ากับค่าสุดท้ายของการตอบสนองในสภาวะอยู่ตัวเป็นครั้งแรก

4. ค่าช่วงเวลาเข้าที่ (Settling Time - t_s) คือ ช่วงเวลาที่ผลการตอบสนองของระบบมีค่าเข้าสู่ช่วง $\pm 2\%$ หรือ $\pm 5\%$ ของค่าที่สถานะอยู่ตัวและมีค่าอยู่ในช่วงนี้ตลอดไป หรือหมายถึงค่าของเวลาที่ผลการตอบสนองในสภาวะชั่วครู่เปลี่ยนไปเป็นการตอบสนองในสถานะอยู่ตัว

5. ค่าเวลายอด (Peak Time - t_p หรือ $t_{\max}$) เป็นค่าของเวลาที่ผลการตอบสนองในสภาวะชั่วครู่ของระบบเกิดค่าพุ่งเกินสูงสุด

6. ค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะอยู่ตัว (Steady State Error - e_{ss}) เป็นค่าความแตกต่างของเอาท์พุทของระบบกับค่าปรับตั้งในขณะที่ระบบอยู่ในสถานะอยู่ตัว ระบบที่ดีจะต้องมีความคลาดเคลื่อนที่สถานะอยู่ตัวน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงค่าต่างๆ ของระบบต่อการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุทแบบ Unit Step

3.2 ตัวควบคุมแบบ PID

ตัวควบคุมแบบ PID ประกอบด้วย ตัวควบคุมแบบ Proportional (P) ตัวควบคุมแบบ Integral (I) ตัวควบคุมแบบ Derivative (D) โดยทั่วไปตัวควบคุมแบบ PID มีฟังก์ชันถ่ายโอน ดังนี้

$$G_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \tag{3.4}$$

โดยที่ K_P คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ P (Proportional gain)

K_I คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ I (Integral gain)

K_D คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ D (Derivative gain)

นอกจากนี้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PID ยังนิยมเขียนอยู่ในรูปของ

$$G_{PID}(s) = K_{pid}\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \tag{3.5}$$

โดยที่ K_{pid} คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PID

T_i คือ เวลาอินทิกรัลหรือ Reset time

T_d คือ เวลาอนุพันธ์หรือเวลาอัตรา Rate time

จากสมการ (3.4) และสมการ (3.5) จะเห็นว่า $K_D = K_{pid}T_d$ และ $K_I = K_{pid}/T_i$ โดยค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบ PID ทั้งสามค่านี้จะใช้สำหรับปรับแต่งค่าให้กับตัวควบคุมเพื่อควบคุมกระบวนการที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 กริยาควบคุม (Control Action)

การออกแบบระบบควบคุมนั้นต้องพิจารณาถึงคุณลักษณะของกระบวนการที่ต้องการควบคุมเสียก่อน ซึ่งบางครั้งอาจพิจารณาในรูปแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอน ทั้งนี้ก็เนื่องจากจะได้เลือกชนิดของการควบคุมให้เหมาะสมกับระบบ เพื่อให้การควบคุมมีเสถียรภาพ (Stability) มีประสิทธิภาพสูงสุด โดยสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมจะเป็นไปตามลักษณะของการสร้างสัญญาณที่เรียกว่ากริยาควบคุม

1. กริยาควบคุมแบบ Proportional (P)

สำหรับการควบคุมที่มี กริยาควบคุม แบบ P ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมจะเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความคลาดเคลื่อน คือ ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมีค่ามาก ค่าเอาท์พุทของการควบคุมก็จะมากขึ้นตาม และถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมีน้อยค่าเอาท์พุทที่ได้ก็จะน้อยด้วย ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร 2 ตัวนี้เรียกว่า อัตราขยายการควบคุมแบบ P กริยาควบคุม แบบ P สามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ ได้ดังนี้

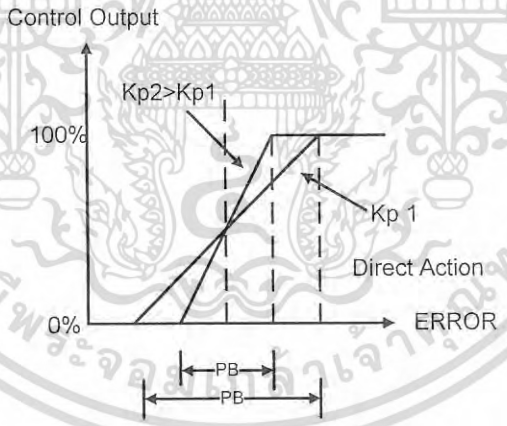
$$m_p(t) = \bar{m} + K_p e(t) \tag{3.6}$$

โดยที่ $m_p(t)$ = ค่าเอาท์พุทของการควบคุมแบบ P

$\bar{m}$ = ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมเมื่อความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์

$e(t)$ = ค่าความคลาดเคลื่อน

คุณสมบัติของกริยาควบคุม แบบ P แสดงดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงคุณสมบัติของกริยาควบคุม แบบ Proportional

จากรูปที่ 3.3 แสดงให้เห็นว่าจะเกิดการอิ่มตัวของค่าความคลาดเคลื่อน คือ เมื่อเอาท์พุทสูงถึง 100% ขณะที่ค่าความคลาดเคลื่อนยังคงเพิ่มขึ้นไปอีก ค่าเอาท์พุทจะไม่สามารถเพิ่มขึ้นตามได้ ทำนองเดียวกันเมื่อค่าเอาท์พุทมีค่าเท่ากับ 0% ขณะที่ค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างที่เอาท์พุทมีค่าจาก 0% ถึง 100% เรียกว่า Proportional Band (*PB*) โดยค่า *PB* จะมีผลต่ออัตราขยายของตัวควบคุม กล่าวคือ เมื่อค่า *PB* สูงขึ้นค่าอัตราขยายของตัวควบคุมจะลดลง เนื่องจาก $K_P = 100/PB$ และเมื่ออัตราขยายของตัวควบคุมลดลงจะทำให้เกิดออฟเซ็ท (Offset) ในระบบมากขึ้น

ปัญหาอีกอย่างหนึ่งของกริยาควบคุม แบบ P คือค่าเอาท์พุทที่ความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์ ($\bar{m}$) มีค่าคงที่ ซึ่งการเลือกค่า $\bar{m}$ นั้นจะกระทำในช่วงเริ่มต้น โดยเลือกค่าที่เหมาะสมกับตัวแปร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมเปลี่ยนไปด้วย การแก้ไขคือ ปรับค่า $\bar{m}$ ให้สอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงนั้น แต่ในกระบวนการควบคุม ตัวแปรใดตัวหนึ่งของระบบอาจเกิดการเปลี่ยนแปลงบ่อยครั้ง ในกรณีเช่นนี้ก็จะทำให้เกิดออฟเซ็ทได้เช่นกัน

2. กริยาควบคุมแบบ Integral (I)

กริยาควบคุม แบบ I มี ชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าการควบคุมแบบรีเซ็ท (Reset Control) โดยการควบคุมจะพิจารณาค่าคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นทั้งหมด ซึ่งการหาค่าความคลาดเคลื่อนใน กริยาควบคุม แบบ I นี้จะต้องหาค่าพื้นที่ทั้งหมดภายใต้กราฟของค่าความคลาดเคลื่อนต่อเวลาจากนั้นนำไปคูณกับค่าคงที่ที่เรียกว่า อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ I (Integral Control) เพื่อหาค่าเอาท์พุท ดังสมการ (3.7)

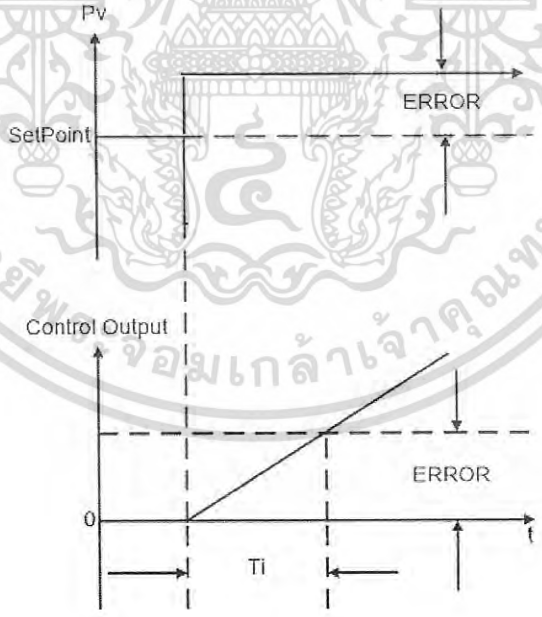
$$m_I(t) = K_I \int_0^t e(t)dt + \bar{m}_I(0) \tag{3.7}$$

โดยที่ $m_I(t)$ = ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ I

$\int_0^t e(t)dt$ = พื้นที่ทั้งหมดของความคลาดเคลื่อน

$\bar{m}_I(0)$ = เอาท์พุทของตัวควบคุมที่เวลา t มีค่าเป็นศูนย์

ผลของกริยาควบคุม แบบ I นี้ จะไม่ทำให้เกิดค่าออฟเซ็ทขึ้นในระบบ และลดค่าพุ่งเกินของระบบลงได้ แต่ถ้า กริยาควบคุม มีค่าสูงเกินจะทำให้ผลตอบสนองของระบบการช้าลงผลตอบสนองของ กริยาควบคุม แบบ I แสดงดังรูปที่ 3.4



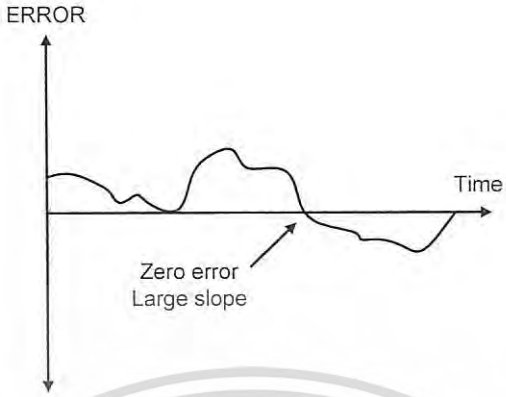
รูปที่ 3.4 แสดงผลตอบสนองของ กริยาควบคุม แบบ Integral

3. กริยาควบคุมแบบ Derivative (D)

กริยาควบคุมแบบ D สัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมจะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าความคลาดเคลื่อนต่อเวลา (Time Rate of Change of Error) จะเห็นค่าความคลาดเคลื่อนนี้มีโอกาสเป็นศูนย์ได้ และค่าเอาท์พุทก็สามารถเปลี่ยนแปลงให้มีค่าสูงขึ้น เมื่อความคลาดเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลง ซึ่งเรียกการกระทำดังกล่าวนี้ว่า อัตราการกระทำ (Rate Action) ตามตัวอย่าง ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงตัวอย่างคุณสมบัติของ กริยาควบคุม แบบ Derivative

จากรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าที่ค่าความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์ มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของความชันสูง ผลของการเปลี่ยนแปลงนี้ทำให้ค่าเอาท์พุทเกิดการเปลี่ยนแปลงสูงตามไปด้วย ซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าความคลาดเคลื่อน สามารถประมาณได้โดยการหาค่าความแตกต่างระหว่างค่าความคลาดเคลื่อน 2 ค่า และหารด้วยเวลาระหว่าง 2 ค่านี้ แล้วนำไปคูณกับค่าคงที่ เรียกว่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบ D (Derivative Gain) เพื่อหาค่าสัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุม ดังสมการ (3.8)

$$m_D(t) = K_D \frac{[e(t) - e(t_0)]}{(t - t_0)} \tag{3.8}$$

หรือ

$$m_D(t) = K_D \frac{de(t)}{d(t)} \tag{3.9}$$

โดยที่ $m_D(t)$ = ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ D ที่เวลา t

$e(t)$ = ค่าความคลาดเคลื่อนที่เวลา t

$e(t_0)$ = ค่าความคลาดเคลื่อนที่เวลา t_0

กริยาควบคุม แบบนี้ เหมาะสำหรับกระบวนการที่มีเวลาหน่วง (Time Lag) มาก ๆ เพราะสามารถแก้ค่าความคลาดเคลื่อน โดยการกระทำล่วงหน้าเสียก่อนที่จะมีการกระทำเกิดขึ้น จึงช่วยให้ผลตอบสนองของกระบวนการเร็วขึ้นแต่มีข้อเสีย คือ กริยาควบคุม มีความไวต่อสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนมาก โดยเฉพาะกรณีที่ K_D มีค่ามาก ซึ่งจะทำให้เกิดค่าพุ่งเกินสูงได้ ดังนั้นจึงไม่เหมาะสมกับกระบวนการที่มีค่าเวลาหน่วงน้อยๆ และกระบวนการที่มีการเปลี่ยนแปลงได้ง่ายเช่น ระบบการควบคุมการไหลหรือระบบควบคุมความดัน เป็นต้น กริยาควบคุม แบบนี้ไม่สามารถนำไปใช้งานแบบโดดเดี่ยวได้ เพราะเมื่อค่าความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์ จะทำให้สัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมเป็นศูนย์ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. กริยาควบคุมแบบ Proportional-Integral (PI)

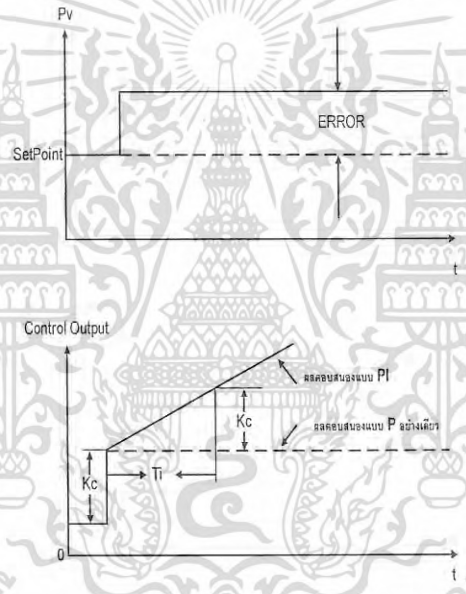
ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กริยาควบคุม แบบ P นั้น จะมีออฟเซ็ทเกิดขึ้น ซึ่งการกำจัดค่าออฟเซ็ทนี้ ทำได้โดยการเพิ่ม กริยาควบคุม แบบ I เข้าไป ดังนั้นสมการสัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบนี้จะเป็นไปตามสมการ (3.10)

$$m_{PI}(t) = \bar{m} + K_P e(t) + K_P K_I \int_0^t e(t)dt \qquad (3.10)$$

หรือ

$$m_{PI}(t) = \bar{m} + K_P e(t) + \frac{K_P}{T_i} \int_0^t e(t)dt \qquad (3.11)$$

เมื่อ $K_I = 1/T_i$



รูปที่ 3.6 แสดงตัวอย่างผลตอบสนองของ กริยาควบคุม แบบ PI (Direct Action)

นอกจากกริยาควบคุม แบบ PI จะทำให้ค่าออฟเซ็ทที่สภาวะคงที่เป็นศูนย์แล้ว ยังช่วยลดค่าพุ่งเกินและการแกว่ง (Oscillation) ของระบบลงได้ แต่จะทำให้ค่าช่วงเวลาขึ้นและค่าช่วงเวลาเข้าที่มีค่ามากขึ้น

5. กริยาควบคุมแบบ Proportional-Derivate (PD)

การประยุกต์ใช้ กริยาควบคุม แบบ D ร่วมกับ กริยาควบคุม แบบ P ก็เพื่อทำให้ผลตอบสนองของระบบรวดเร็วขึ้น แต่จะไม่มีผลโดยตรงต่อผลตอบสนองที่สภาวะคงที่ ซึ่งสมการเอาท์พุทของ กริยาควบคุม แบบ PD แสดงดังสมการ (3.12)

$$m_{PD}(t) = \bar{m} + K_P e(t) + K_P K_D \frac{de(t)}{dt} \qquad (3.12)$$

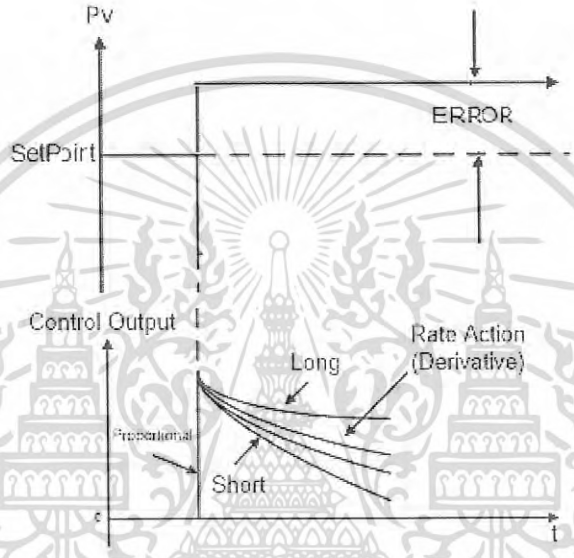
หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_{PD}(t) = \bar{m} + K_P e(t) + K_P T_d \frac{de(t)}{dt} \tag{3.13}$$

เมื่อ $K_D = T_d$

ข้อเสียของกริยาควบคุม แบบนี้ก็คือ ไม่สามารถทำให้ออฟเซ็ทของระบบลดลงหรือหมดไปได้ และอาจทำให้ค่าพุ่งเกินของระบบมีค่าสูงขึ้น ผลตอบสนองของกริยาควบคุมแบบ PD แสดงดังรูปที่ รูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงผลตอบสนองของ กริยาควบคุม แบบ PD

6. กริยาควบคุม แบบ Proportional-Integral-Derivative (PID)

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กริยาควบคุมแบบ PD ทำให้ระบบมีเสถียรภาพสัมพัทธ์ดีขึ้น (ผลตอบสนองเร็วขึ้น) แต่ไม่สามารถทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนหรือออฟเซ็ทที่สภาวะคงที่เป็นศูนย์ได้ ส่วน กริยาควบคุม แบบ PI ทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงที่ลดลงหรือหมดไปแต่ทำให้เสถียรภาพสัมพัทธ์ลดลง ดังนั้น บางครั้งเพื่อให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมมีสมรรถนะเป็นไปตามต้องการจึงต้องให้ กริยาควบคุม ทั้งสองแบบร่วมกัน ซึ่งจะทำให้ได้ กริยาควบคุม แบบ PID ที่มีสมการสัญญาณเอาท์พุท ดังสมการ (3.14)

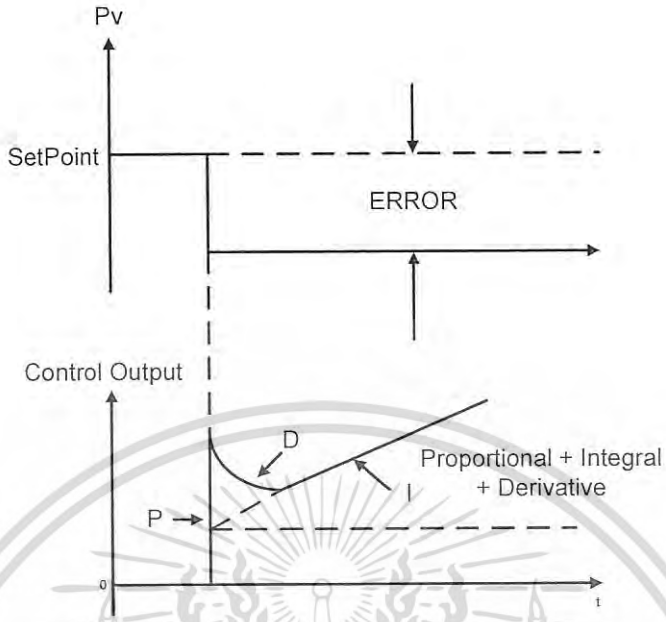
$$m_{PID}(t) = \bar{m} + K_P e(t) + K_P K_I \int_0^t e(t)dt + K_P K_D \frac{de(t)}{dt} \tag{3.14}$$

หรือ

$$m_{PID}(t) = \bar{m} + K_P e(t) + \frac{K_P}{T_i} \int_0^t e(t)dt + K_P T_d \frac{de(t)}{dt} \tag{3.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองของ กริยาควบคุม แบบ PID แสดงดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงผลตอบสนองของ กริยาควบคุม แบบ PID

3.2.2 ผลการเพิ่มตัวควบคุมแบบ PID ในระบบวงปิด

เมื่อเพิ่มตัวควบคุมเข้าไปในกระบวนการ พบว่าฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมจะเป็นส่วนหนึ่งของสมการคุณลักษณะของระบบ ดังนั้นการตอบสนองจึงมีการเปลี่ยนแปลงไปเมื่อมีการเพิ่มตัวควบคุมเข้าไปในระบบ การเพิ่มตัวควบคุม PID ในระบบทำให้เกิดเทอมของ Proportional Integral และ Derivative ขึ้นในระบบ ดังนั้นผลของการเพิ่มตัวควบคุม PID เข้าไปในระบบจะถูกพิจารณาเป็นกรณีดังนี้

1. ผลของ Proportional Gain หรือ Proportional Band (*PB*) ต่อกระบวนการ

มีผลต่อความไว (Sensitivity) และค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว การเพิ่มค่า Proportional หรือลดค่า *PB* ทำให้ระบบเกิดการแกว่ง และอาจทำให้กระบวนการไม่เสถียรได้ ในทางตรงข้ามการลดค่า Proportional หรือเพิ่มค่า *PB* จะทำให้เกิดค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวมากขึ้น

2. ผลของเวลาอินทิกรัลต่อกระบวนการ

พจน์อินทิกรัลเปรียบเสมือนการสะสมค่าของอินพุทที่เข้ามา ซึ่งก็คือค่าความผิดพลาดนั่นเอง ดังนั้นพจน์อินทิกรัลจึงให้การตอบสนองแบบสะสมค่าความผิดพลาดที่เป็นไปอย่างช้าๆ การลดค่าของเวลาอินทิกรัลทำให้ค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวของกระบวนการลดลง เนื่องจากค่าของเวลาอินทิกรัลแปรโดยตรงกับขนาดของค่าผิดพลาดสะสมของผลตอบสนองของระบบ แต่ถ้าน้อยไปอาจจะทำให้ผลการตอบสนองของกระบวนการมีการแกว่งมากขึ้นหรือมีค่าพุ่งเกินเพิ่มขึ้น การเพิ่มค่าของเวลาอินทิกรัลจะให้ผลตรงข้ามกับที่กล่าวมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ผลของเวลาอนุพันธ์ต่อกระบวนการ

พจน์อนุพันธ์ทำให้เกิดการตอบสนองอย่างรวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของอินพุท ดังนั้นถ้าอินพุทมีการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด จะทำให้การตอบสนองของพจน์อนุพันธ์มีค่าเปลี่ยนแปลงสูงคือทำให้ระบบมีการตอบสนองเร็วขึ้น

3.2.3 ข้อจำกัดของตัวควบคุมแบบ PID

พิจารณาสมการ (3.5) เมื่อนำมาจัดรูปแบบใหม่จะได้

$$G_{PID}(s) = K_{pid}\left(\frac{T_iT_ds^2 + T_is + 1}{T_is}\right) \tag{3.16}$$

จะเห็นว่าตำแหน่งของซีโรบนระนาบ s ขึ้นอยู่กับค่า T_i และ T_d ดังนี้

$$T_iT_ds^2 + T_is + 1 = 0$$
$$s_{1,2} = \frac{-T_i \pm \sqrt{\left(T_i^2\right) - 4T_iT_d}}{2T_iT_d} \tag{3.17}$$

เมื่อพิจารณาค่ารากของสมการ

ถ้า $T_i \geq 4T_d$ ตำแหน่งของซีโรทั้งสองตัวจะอยู่บนแกนจริงบนระนาบ s ซึ่งเป็นค่าเหมาะสมที่สุด (Optimum)

ถ้า $T_i < 4T_d$ ตำแหน่งของซีโรทั้งสองตัวจะเป็นตัวเลขเชิงซ้อนสังยุค (Complex quantity) ซึ่งไม่ใช่ค่าที่เหมาะที่สุด ดังนั้นจึงกำหนดให้

$$T_i = 4T_d$$

เมื่อ z_1, z_2 คือ ซีโรของตัวควบคุม

$$z_1 = z_2 = -\frac{1}{2T_d}$$

ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID จัดรูปแบบใหม่เป็น

$$G_{PID}(s) \equiv K_{pid}\frac{(s+z_1)(s+z_2)}{s} \tag{3.18}$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID ในสมการ (3.18) พบว่าตัวควบคุมประกอบไปด้วยซีโรสองตัว และโพลหนึ่งตัวอยู่ที่จุดกำเนิดบนระนาบ s ดังนั้นกระบวนการที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID จะทำให้ระบบควบคุมเกิดการเปลี่ยนแปลงดังนี้

1. อันดับของระบบเพิ่มขึ้นมาอีกหนึ่งอันดับ
2. ชนิดของระบบเพิ่มขึ้นมาอีกหนึ่ง

การที่อันดับของระบบเพิ่มขึ้น จะทำให้ระบบช้าลงและมีการล้าหลังทางเวลา (Time lag) เกิดขึ้น อาจทำให้ระบบไม่เสถียรได้ ส่วนการเพิ่มขึ้นของชนิดของระบบเป็นผลดีต่อระบบ เนื่องจากทำให้ไม่มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะอยู่ตัวต่อสัญญาณอินพุทที่เป็นสัญญาณขั้นบันไดหนึ่งหน่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามผลจากที่ตัวควบคุม PID ประกอบไปด้วยซีโรสองตัว ทำให้ตัวควบคุมดังกล่าวเหมาะสำหรับกระบวนการอันดับสอง เมื่อนำไปควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสองจะมีความยุ่งยากและระบบที่ควบคุมอาจไม่เสถียร เนื่องจากจำนวนซีโรของตัวควบคุมมีจำนวนน้อยกว่าโพลของกระบวนการ ด้วยเหตุนี้ใน [7] จึงได้นำเสนอตัวควบคุมแบบ PIDA เพื่อใช้สำหรับควบคุมกระบวนการอันดับสาม

3.3 ตัวควบคุมแบบ PIDA

การออกแบบตัวควบคุมแบบ PIDA มีแนวคิดมาจากการเพิ่มซีโรทำงานร่วมกับตัวควบคุม PID เรียกตัวควบคุมนี้ว่า ตัวควบคุมแบบ PIDA ตัวควบคุมดังกล่าวถูกออกแบบมาเพื่อควบคุมกระบวนการอันดับสาม โดยใช้เทคนิคและวิธีของตัวควบคุมแบบ PID เป็นพื้นฐานในการออกแบบตัวควบคุมแบบ PIDA

พิจารณาโครงสร้างของระบบควบคุมวงปิดดังรูปที่ 3.1 เมื่อสัญญาณป้อนกลับเป็นหนึ่งหน่วย (Unit Feedback) ตัวควบคุมแบบ PIDA มีโครงสร้างดังนี้

$$\begin{aligned} G_{PIDA}(s) &= K_p + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{(s+d)} + \frac{K_A s^2}{(s+d)(s+e)} \\ &= K_{pida} \frac{(s+a)(s+b)(s+c)}{s(s+d)(s+e)} \qquad a,b,z,d,e \end{aligned} \tag{3.19}$$

โดยที่ K_{pida} คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PIDA

เมื่อ a,b,z และ d,e คือซีโรและโพลของตัวควบคุมแบบ PIDA ตามลำดับ เนื่องจาก a,b,z,d,e พิจารณาโพลที่ d,e มีค่าเล็กน้อยมาก สามารถที่จะละทิ้งโพลของตัวควบคุมนี้ไปได้ ตัวควบคุมแบบ PIDA นั้นจะเป็นการคำนวณหาค่าตัวควบคุมที่สามารถเลือกค่าของตัวควบคุมที่สามารถแสดงสภาวะชั่วครู่ของกระบวนการได้ตามต้องการ
ดังนั้นสมการควบคุมแบบ PIDA สามารถจัดรูปแบบได้ดังนี้

$$G_{PIDA}(s) = K_{pida} \frac{(s+a)(s+b)(s+c)}{s} \tag{3.20}$$

สำหรับกระบวนการที่มีอันดับ n มีรูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบทั่วไปดังนี้

$$G_n(s) = \frac{K_n}{s^N (s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_p)} \tag{3.21}$$

โดยที่ K_n คือ อัตราขยายของกระบวนการ
$p_{1,2,..p}$ คือ โพลของกระบวนการ

เมื่ออันดับของกระบวนการมีค่าเท่ากับผลรวมของโพลทั้งหมด $(n=N+p)$ กระบวนการที่พบได้ในอุตสาหกรรมอาจมีหลายรูปแบบ เช่น กระบวนการอันดับหนึ่ง ชนิดศูนย์ กระบวนการอันดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองชนิดศูนย์ ซึ่งกระบวนการชนิดศูนย์สามารถพบได้ทั่วไปในอุตสาหกรรม เช่น การควบคุมอุณหภูมิ การควบคุมอัตราการไหลในท่อ การควบคุมระดับน้ำในถัง การควบคุมความดันในถัง เป็นต้น

3.3.1 การออกแบบตัวควบคุมตามแนวทางของ Richard C. Dorf

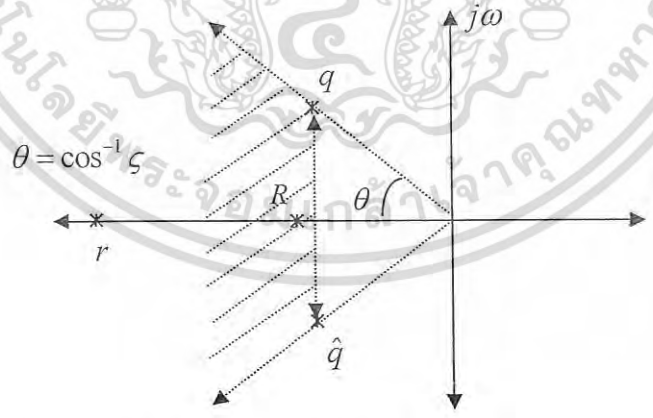
แนวความคิดการออกแบบตัวควบคุม PIDA โดยแนวทางของ Richard C. Dorf (Dorf Approach: DA) เป็นการประยุกต์การใช้งานของกราฟทางเดินรากในระนาบ s ดังรูปที่ 3.9 เมื่อตำแหน่งโพลของกระบวนการที่มีค่ามากที่สุดไม่ได้อยู่ที่จุดกำเนิดแต่มีค่าน้อยกว่า $-\varsigma\omega_n$ ดังนั้นจะแทนตำแหน่งของโพลทั้งสองที่ให้ครอบคลุมทางเดินของระนาบ โดยนำโพลตัวหนึ่งวางที่ตำแหน่งด้านซ้ายของโพล ของกระบวนการที่มากที่สุด และอีกตัวหนึ่งวางให้ไกลออกจากจุดกำเนิดในระนาบ s ที่มีผลในการลดผลของโพลที่กระทำกับระบบทั้งหมด โดยตำแหน่งใหม่ของโพลดังกล่าว จะเข้ามามีผลกระทำกับระบบแทน โดยสามารถปรับแต่งตำแหน่งจากการออกแบบตัวควบคุมแบบ PIDA

สมรรถนะของระบบควบคุมสามารถกำหนดได้ตามเงื่อนไขการออกแบบ $P.O.$, t_s และ t_p ดังนั้นจึงกำหนดคุณสมบัติดังต่อไปนี้

$$P.O. \le L, \quad t_s \le M, \tag{3.22}$$

$$\max\left|\frac{Output\ response}{Disturbance\ signal}\right| = \max\left|\frac{C(t)}{D(t)}\right| < W \tag{3.23}$$

เมื่อค่า L, M และ W จะถูกออกแบบโดยผู้ออกแบบตัวควบคุม ที่ทำให้ค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว $e_{ss} = 0$ ด้วยตัวควบคุม PIDA ที่เหมาะสม โดยค่า L และ M เป็นการกำหนดตำแหน่งรากที่ใกล้จุดกำเนิดที่สุดบนระนาบ s ซึ่งตัวควบคุมแบบ PIDA นี้ ถูกออกแบบสำหรับกระบวนการอันดับสาม ซึ่งให้คุณสมบัติเฉพาะได้ตามต้องการ



รูปที่ 3.9 ขอบเขตของทางเดินที่ครอบคลุมรากที่ยอมรับได้และตำแหน่งรากในวงปิดในระนาบ s

ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมแบบ PIDA

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่า $\varsigma\omega_n$ ของตำแหน่งรากที่ครอบคลุมเวลาเข้าที่ เมื่อ

$$t_s = \frac{4}{\varsigma\omega_n} \tag{3.24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ตำแหน่งรากควบคุมจะให้ $s=q,\hat{q}$ เมื่อ

$$q=-\varsigma\omega_n+j\omega_n\sqrt{1-\varsigma^2},\ \hat{q}=-\varsigma\omega_n-j\omega_n\sqrt{1-\varsigma^2} \tag{3.25}$$

ขั้นตอนที่ 2 หาค่าอัตราการหน่วงของระบบ (ς) จากข้อกำหนดของ *P.O.* นั้นคือ

$$\zeta=\sqrt{\frac{\ln\left(\frac{L}{100}\right)^2}{\pi^2+\ln\left(\frac{L}{100}\right)^2}} \tag{3.26}$$

ขั้นตอนที่ 3 เลือกค่ารากจริงในแกนจริงให้เท่ากับค่าจริงของรากที่ต้องการให้ครอบคลุมโดยกำหนดดังนี้

$$R=\mathrm{Re}\{domainant\ roots\}\le\varsigma\omega_n \tag{3.27}$$

และเพื่อที่จะลดผลที่เกิดขึ้นจากรากในวงปิดที่ไม่ครอบคลุม ดังนั้นจึงกำหนดเลือกค่า R โดยอยู่ทางด้านซ้ายของโพลที่มากที่สุดในวงเปิดของกระบวนการซึ่งไม่อยู่ที่จุดกำเนิดในครั้งระนาบด้านซ้ายของระนาบ s

ขั้นตอนที่ 4 เลือกตำแหน่งรากที่มากที่สุดบนแกนจริงที่มีค่า r โดยที่กำหนด $r=-\zeta\omega_n$

ขั้นตอนที่ 5 เขียนสมการคุณลักษณะของระบบควบคุม $1+G(s)H(s)$ และกำหนดให้

$$(s+r)(s+R)(s+q)(s+\hat{q})=0 \tag{3.28}$$

ขั้นตอนที่ 6 แก้สมการจากขั้นตอนที่ 5 เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ $a,\ b,\ z$ และ K_{pida}

ขั้นตอนที่ 7 นำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ออกแบบได้ นำไปจำลองกระบวนการหาผลการตอบสนองของระบบ ถ้าผลการตอบสนองของระบบไม่ได้ตามข้อกำหนดของระบบ สามารถเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุมจนกว่าผลการตอบสนองตรงตามข้อกำหนด ถ้าไม่ได้อาจลองปรับตำแหน่งของ r และ R ทำการออกแบบแก้สมการคุณลักษณะใหม่และทำตามขั้นตอนเดิมอีกครั้ง

3.3.2 การออกแบบโดยหลักการของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ

ใน [8] รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบ PIDA วิธีของกิตติ โดยเมื่อพิจารณาโครงสร้างของตามสมการ (3.20) ตัวควบคุมแบบ PIDA ประกอบไปด้วยโพลหนึ่งตัว ที่จุดกำเนิดและซีโรจำนวนสามตัว วิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบ PIDA ตามวิธีของกิตติ จะเลือกวางตำแหน่งของซีโรจำนวน 2 ตัว ให้อยู่ทางด้านซ้ายมือ และใกล้กับโพลที่ไม่มีความสำคัญของกระบวนการ ส่วนซีโรที่เหลืออีกหนึ่งตัวจะถูกวางไว้ในตำแหน่งที่สอดคล้องกับเงื่อนไขของมุมในวิธีทางเดินราก

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PIDA และกระบวนการ จากสมการที่ (3.20) และสมการ (3.21) ตามลำดับ ได้สมการคุณลักษณะของระบบ คือ

$$G_{PIDA}(s)G_n(s)=\frac{K_n\cdot K_{pida}(s+a)(s+b)(s+z)}{s^N(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_p)} \tag{3.29}$$

เมื่อ $K_c=K_n\cdot K_{pida}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{PIDA}(s)G_n(s) = \frac{K_c(s+a)(s+b)(s+z)}{s^N(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_p)} = G(s)H(s) \tag{3.30}$$

จากสมการคุณลักษณะของระบบในรูปที่ 3.1 เมื่อ $G(s)H(s)$ เป็นปริมาณเชิงซ้อน สามารถแยกการพิจารณาออกเป็นสองเงื่อนไข คือ

เงื่อนไขของขนาด (Magnitude Condition) คือ

$$\left|G(s)H(s)\right| = \left|-1\right| = 1 \tag{3.31}$$

เงื่อนไขของมุม (Angle condition) คือ

$$\angle G(s)H(s) = \pm(2k+1)\pi \text{ , } k = 0,1,2,\cdots \tag{3.32}$$

วัตถุประสงค์ของการออกแบบระบบควบคุม คือ ตัวแปรที่ต้องการควบคุม เข้าสู่ค่าเป้าหมายที่ต้องการ ให้ระบบมีผลการตอบสนองตรงตามที่ออกแบบ หรือที่เรียกว่า ข้อกำหนดของระบบ อันได้แก่เวลาเข้าที่และค่าพุ่งเกิน ดังสมการ

$$P.O. = e^{-(\zeta/\sqrt{1-\zeta_2})\pi} \times 100\%$$
$$t_s(\pm 2\%) = \frac{-\ln\left(0.02\sqrt{1-\zeta^2}\right)}{\omega_n\zeta} \tag{3.33}$$

การออกแบบระบบควบคุมเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่สภาวะชั่วครู่และสภาวะคงตัวตามที่ต้องการ จะใช้วิธีการทางเดินของรากวิเคราะห์และออกแบบระบบตามขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราการหน่วง (ζ) จากการกำหนดค่า $P.O.$ ตามสมการ (3.33)

ขั้นตอนที่ 2 หาความถี่ธรรมชาติ (ω_n) เมื่อกำหนดค่า t_s ตามสมการ (3.33)

ขั้นตอนที่ 3 หาตำแหน่งของวงปิดเด่นชัด: s_d

$$s_d = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \tag{3.34}$$

ขั้นตอนที่ 4 วางตำแหน่งของ s_d โพลและซีโรจากสมการคุณลักษณะ $G_{PIDA}(s)G_n(s)$ ลงบนระนาบ s

ขั้นตอนที่ 5 หาผลรวมของมุมที่จุด s_d ของระบบแบบวงเปิด $G_{PIDA}(s)G_n(s)$ ด้วยวิธีทางกราฟฟิกหรือการคำนวณ พิจารณาหามุมที่จำเป็นของ $\angle(s_d + z_c)$ เพื่อที่จะทำให้ผลรวมของมุมเป็นไปตามเงื่อนไข (3.35)

$$\sum\theta_z - \sum\theta_p = \pm(2k+1)\pi, k = 0,1,...n \tag{3.35}$$

ขั้นตอนที่ 6 หาตำแหน่งของซีโร $(s_d + z_c)$ โดยใช้มุมของ $\angle(s_d + z_c)$ ที่หาได้จากขั้นตอนที่ 5

ขั้นตอนที่ 7 หาอัตราขยาย K_c ของระบบตามเงื่อนไขทางเดินของรากจากสมการ (3.29)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

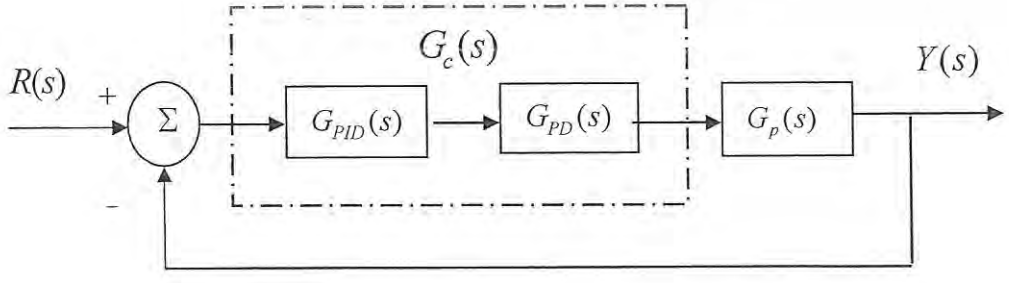
ขั้นตอนที่ 6 นำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ออกแบบได้ ไปจำลองกระบวนการหาผลการตอบสนองของระบบ ถ้าผลการตอบสนองของระบบไม่ได้ตามข้อกำหนดของระบบ สามารถปรับแต่งอัตราขยายของตัวควบคุมจนกว่าผลการตอบสนองตรงตามข้อกำหนด

สรุปการออกแบบตัวควบคุมแบบ PIDA ตามแนวทางของ Richard C. Dorf นั้นให้ผลการตอบสนองของระบบที่เร็วและมีค่าพุ่งเกินน้อย แต่การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ มีความยุ่งยาก เมื่อนำไปควบคุมกระบวนการผลการตอบสนองอาจไม่ได้ตามข้อกำหนด สามารถปรับแต่งอัตราขยายของตัวควบคุม แต่ในบางครั้งเมื่อเพิ่มอัตราขยายแล้วผลการตอบสนองยังไม่ได้ตามข้อกำหนดอีก ก็ต้องทดลองเปลี่ยนตำแหน่งของ r และ R แล้วหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการปรับแต่งของตัวควบคุมมีความยุ่งยาก ในขณะที่การออกแบบตัวควบคุม PIDA ตามหลักการของกิตติสามารถทำได้ง่าย ถึงแม้ในครั้งแรกผลการตอบสนองของระบบอาจไม่ได้ตามข้อกำหนด ก็สามารถปรับแก้ได้โดยง่ายเพียงแค่ปรับค่าอัตราขยายของตัวควบคุมก็ทำให้ระบบมีเสถียรภาพตามข้อกำหนดและให้ผลตอบสนองที่เร็ว ค่าพุ่งเกินน้อย รวมทั้งใช้เวลาเข้าสู่ค่าคงตัวน้อย

อย่างไรก็ตามตัวควบคุมแบบ PIDA เหมาะสำหรับกระบวนการที่มีอันดับสาม แต่เมื่อนำไปควบคุมกระบวนการที่มีอันดับสูงกว่าสาม ระบบอาจไม่เสถียรตามต้องการได้เสมอไป ด้วยเหตุนี้ใน [8] จึงได้นำเสนอการตัวควบคุมแบบ PID × (n-2) stage PD เพื่อใช้สำหรับควบคุมกระบวนการที่มีอันดับตั้งแต่สองขึ้นไป

3.4 ตัวควบคุมแบบ PID × (n-2) stage PD

ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD จะประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบ PID และตัวควบคุมแบบ PD จำนวน (n-2) ตัว การเพิ่มจำนวนตัวควบคุม PD หรือซีโรที่เหมาะสมเข้าไปในระบบ จะเลือกวางตำแหน่งของซีโรที่เหมาะสมนั้น จะพิจารณาจากตำแหน่งของโพลของกระบวนการที่ต้องการควบคุม โดยเลือกวางซีโรจำนวน (n-1) ตัวใกล้กับโพลของกระบวนการให้มากที่สุด และเหลือซีโรอีกหนึ่งตัวเพื่อใช้ในการกำหนดให้เส้นทางเดินรากให้ผ่านจุดของโพลวงปิดเด่นชัด แต่ในบางกรณีอาจไม่สามารถทำได้ เนื่องจากไม่รู้ตำแหน่งโพลของกระบวนการได้อย่างแน่นอน เช่น ในระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องใช้การประมาณค่าให้เป็นอันดับ n ใดๆ ในกรณีนี้ให้วางตำแหน่งของ ซีโรใกล้ตำแหน่งทางด้านซ้ายของโพลที่ต้องการมากที่สุด โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ PID× (n-2) stage PD แสดงดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 โครงสร้างของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PD คือ

$$G_{PD}(s) = K_P\left(1+T_d s\right)$$
$$G_{PD}(s) \equiv K_{pd}(s+z_{pd}) \tag{3.36}$$

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID จากสมการ 3.9 และฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PD จะได้รูปของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD คือ

$$K_{(n-2)}(s) = \frac{\overbrace{K_{pid}(s+z_1)(s+z_2)}^{\text{PID Controller}}}{s} \times \overbrace{K_{pd}(s+z_{pd})\cdots}^{(n-2)\text{ PD}} \tag{3.37}$$

โดย K_{pid} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PID

K_{pd} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PD

$z_{1,2}$ คือ ซีโรของตัวควบคุม PID

z_{pd} คือ ซีโรของตัวควบคุม PD

สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบได้คือ

$$K_{(n-2)}(s)G_n(s) = K_{pid}K_{pd}\cdots K_n \frac{(s+z_1)(s+z_2)\times\overbrace{(s+z_{pd})\cdots}^{(n-2)\text{ PD}}}{s\cdot(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_p)} \tag{3.38}$$

เมื่อให้อัตราการขยายรวม $K = K_{pid}K_{pd}\cdots K_n$ ดังนั้น

$$K_{(n-2)}(s)G_n(s) = K\frac{(s+z_1)(s+z_2)\times\overbrace{(s+z_{pd})\cdots}^{(n-2)\text{ PD}}}{s\cdot(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_p)} \tag{3.39}$$

จากสมการ (3.39) ในกรณีที่กระบวนการเป็นแบบชนิด 0 พบว่ามีโพลหนึ่งตัวที่จุดกำเนิดและโพลที่เหลือจะกระจายออกไปจากจุดกำเนิด โดยให้โพลของกระบวนการที่อยู่ใกล้แกน จินตภาพที่สุดเป็นโพลเด่นชัด สำหรับกระบวนการที่เป็นชนิดอื่นๆ จะมีโพลอยู่ที่จุดกำเนิดมากขึ้นตามชนิดของกระบวนการ และถือว่าโพลที่อยู่ที่จุดกำเนิดเป็นโพลเด่นชัดเนื่องจากมีอิทธิพลต่อการตอบสนองของระบบมากที่สุด

ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุม

การออกแบบระบบควบคุมเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่สภาวะชั่วครู่และสภาวะคงตัวตามที่ต้องการ จะใช้วิธีการทางเดินรากวิเคราะห์และออกแบบระบบตามขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราการหน่วง (ς), หาความถี่ธรรมชาติ (ω) ตำแหน่งของ s_d จากการกำหนด *P.O.* และเวลาเข้าที่ (t_s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 2 วางตำแหน่งของ s_d , โพลและซีโรของสมการคุณลักษณะ $K_{(n-2)}(s)G_n(s)$ ลงบนระนาบ s

ขั้นตอนที่ 3 หาผลรวมของมุมที่จุด s_d ของระบบแบบวงเปิด $K_{(n-2)}(s)G_n(s)$ ด้วยวิธีทางกราฟฟิกหรือการคำนวณ พิจารณาหามุมที่จำเป็นของ $\angle(s_d + z_{pd})$ เพื่อที่จะทำให้ผลรวมของมุมเป็นไปตามเงื่อนไขของราก

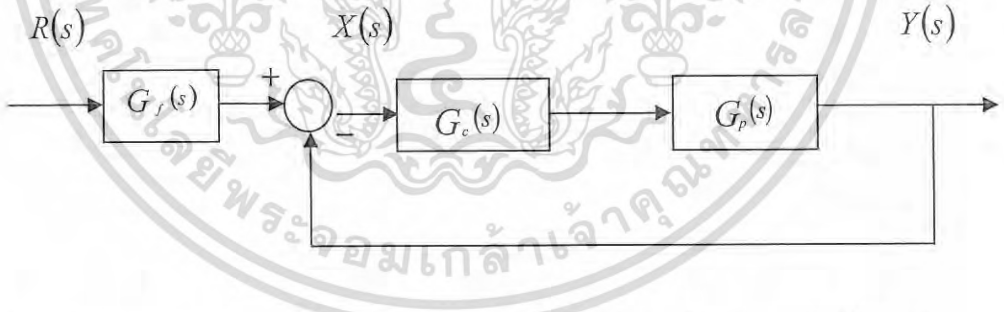
ขั้นตอนที่ 4 หาอัตราขยาย K ของตัวควบคุมจากเงื่อนไขของวิธีการทางเดินราก

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าพารามิเตอร์ทุกตัวลงในสมการของ

ขั้นตอนที่ 6 วาดทางเดินของรากของ $K_{(n-2)}(s)G_n(s)$ เพื่อให้แน่ใจว่าทางเดินรากผ่านจุด s_d ที่กำหนด

3.5 ตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD แบบคงทน

ตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD แบบคงทนจะประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบล่วงหน้าและตัวควบคุม PID และตัวควบคุมแบบ PD จำนวน (n-2) ตัว การเพิ่มจำนวนตัวควบคุม PD หรือซีโรที่เหมาะสมเข้าไปในระบบ จะเลือกวางตำแหน่งของซีโรที่เหมาะสมนั้น จะพิจารณาจากตำแหน่งของโพลของกระบวนการที่ต้องการควบคุม โดยเลือกวางซีโรจำนวน (n-1) ตัวใกล้กับโพลของกระบวนการให้มากที่สุด และเหลือซีโรอีกหนึ่งตัวเพื่อใช้ในการกำหนดให้เส้นทางเดินรากให้ผ่านจุดของโพลวงปิดเด่นชัด แต่ในบางกรณีอาจไม่สามารถทำได้ เนื่องจากไม่รู้ตำแหน่งโพลของกระบวนการได้อย่างแน่นอน เช่น ในระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องใช้การประมาณค่าให้เป็นอันดับ n ใดๆ ในกรณีนี้ให้วางตำแหน่งของ ซีโรใกล้ตำแหน่งทางด้านซ้ายของโพลที่ต้องการมากที่สุด โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ PID × (n-2) stage PD แบบมีตัวควบคุมล่วงหน้าแสดงดังรูป



รูปที่ 3.11 โครงสร้างของระบบที่ใช้ตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD แบบคงทนที่มีตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า

ใช้วิธีและหลักการพื้นฐานเดียวกับตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD แสดงเป็นขั้นตอนดังนี้ จากรูปฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PD คือ

$$G_{PD}(s) = K_P\left(1+T_d s\right)$$
$$G_{PD}(s) \equiv K_{pd}(s+z_{pd}) \qquad (3.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID จากสมการ 3.9 และฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PD จะได้รูปของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID × (*n*-2) stage PD คือ

$$K_{(n-2)}(s)=\frac{\overbrace{K_{pid}(s+z_1)(s+z_2)}^{\text{PID Controller}}}{s}\times\overbrace{K_{pd}(s+z_{pd})\cdots}^{(n-2)\text{ PD}} \tag{3.41}$$

โดย K_{pid} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PID

K_{pd} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PD

$z_{1,2}$ คือ ซีโรของตัวควบคุม PID

z_{pd} คือ ซีโรของตัวควบคุม PD

สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบได้คือ

$$K_{(n-2)}(s)G_n(s)=K_{pid}K_{pd}\cdots K_n\frac{(s+z_1)(s+z_2)\times\overbrace{(s+z_{pd})\cdots}^{(n-2)\text{ PD}}}{s\cdot(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_p)} \tag{3.42}$$

เมื่อให้อัตราการขยายรวม $K=K_{pid}K_{pd}\cdots K_n$ ดังนั้น

$$K_{(n-2)}(s)G_n(s)=K\frac{(s+z_1)(s+z_2)\times\overbrace{(s+z_{pd})\cdots}^{(n-2)\text{ PD}}}{s\cdot(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_p)} \tag{3.43}$$

จากสมการ (3.37) ในกรณีที่กระบวนการเป็นแบบชนิด 0 พบว่ามีโพลหนึ่งตัวที่จุดกำเนิดและโพลที่เหลือจะกระจายออกไปจากจุดกำเนิด โดยให้โพลของกระบวนการที่อยู่ใกล้แกนจำนวนจินตภาพที่สุดเป็นโพลเด่นชัด สำหรับกระบวนการที่เป็นชนิดอื่นๆ จะมีโพลอยู่ที่จุดกำเนิดมากขึ้นตามชนิดของกระบวนการ และถือว่าโพลที่อยู่ที่จุดกำเนิดเป็นโพลเด่นชัดเนื่องจากมีอิทธิพลต่อการตอบสนองของระบบมากที่สุด

ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุม

การออกแบบระบบควบคุมเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่สภาวะชั่วครู่และสภาวะคงตัวตามที่ต้องการ จะใช้วิธีการทางเดินรากวิเคราะห์และออกแบบระบบตามขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราการหน่วง (ς), หาความถี่ธรรมชาติ (ω) ตำแหน่งของ s_d จากการกำหนด *P.O.* และเวลาเข้าที่ (t_s)

ขั้นตอนที่ 2 วางตำแหน่งของ s_d, โพลและซีโรของสมการคุณลักษณะ $K_{(n-2)}(s)G_n(s)$ ลงบนระนาบ *s*

ขั้นตอนที่ 3 หาผลรวมของมุมที่จุด s_d ของระบบแบบวงเปิด $K_{(n-2)}(s)G_n(s)$ ด้วยวิธีทางกราฟฟิกหรือการคำนวณ พิจารณาหามุมที่จำเป็นของ $\angle(s_d+z_{pd})$ เพื่อที่จะทำให้ผลรวมของมุมเป็นไปตามเงื่อนไขของราก

ขั้นตอนที่ 4 หาอัตราขยาย K ของตัวควบคุมจากเงื่อนไขของวิธีการทางเดินราก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 5 แทนค่าพารามิเตอร์ทุกตัวลงในสมการของ

ขั้นตอนที่ 6 วาดทางเดินของรากของ $K_{(n-2)}(s)G_n(s)$ เพื่อให้แน่ใจว่าทางเดินรากผ่านจุด s_d ที่กำหนด

การออกแบบตัวควบคุม PID × (*n*-2) stage PD แบบคงทน สามารถวิเคราะห์ได้จากวิธีการมองเส้นทางเดินของรากบนระบบอันดับที่ n โดย $G_p(s)$ แสดงถึงข้อกำหนดของผลตอบสนองชั่วขณะ และผลตอบสนองที่สภาวะคงที่ อัตราของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบอันดับที่ n ต้องไม่รวมซีโรเข้าไปด้วย และโพลของระบบต้องอยู่ที่แกนจริงทางด้านลบ ในส่วนของตัวควบคุมแบบ PID×(*n*-2) stage PD แสดงโดย $G_c(s)$ ตัวควบคุมนี้ ได้นำมาใช้อย่างกว้างขวาง ไม่เพียงแต่ระบบประเภท 0 และประเภท 1 เท่านั้น แต่สามารถนำไปใช้ในประเภทที่ 2 ได้ด้วย ระบบซึ่งประกอบไปด้วยโพลเป็นคู่ของจำนวนเชิงซ้อน และระบบที่มีค่า Dead Time ต่ำๆ โดยขั้นตอนการออกแบบจะเป็นเช่นเดียวกัน ซึ่งโพล 2 ตัวของ $G_p(s)G_c(s)$ ตัวหนึ่งจะอยู่ที่จุดกำเนิด ส่วนอีกตัวจะอยู่ตำแหน่งที่ใกล้จุดกำเนิดที่สุด ซึ่งจะถูกเรียกว่าโพลที่ไม่มีนัยสำคัญ ถ้าโพลของ $G_p(s)G_c(s)$ ตัวหนึ่งอยู่ที่จุดกำเนิดก็จะเรียกว่าโพลที่มีนัยสำคัญ ส่วนที่เหลือ (n -1) โพลนั้นจะถูกเรียกว่าโพลที่ไม่มีนัยสำคัญ ในทั้ง 2 กรณี สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอน $G_p(s)$ ได้ถูกอ้างถึงอย่างมากทั้งโมเดลทดสอบและโมเดลทางด้านฟิสิกส์ ระบบเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น และตัวประกอบอื่นๆที่แน่นอนและไม่แน่นอนจะเป็นสาเหตุให้เกิดตำแหน่งของโพลไม่ถูกต้อง ตัวซีโรที่ (n -1) ของตัวควบคุมอนุกรม จะถูกวางไว้ที่ตำแหน่งใกล้กับทางด้านซ้ายมือของโพลที่ไม่มีนัยสำคัญของ $G_p(s)G_c(s)$ ในการลดผลกระทบจากโพลเหล่านี้ ตำแหน่งที่ถูกต้อง โพลเด่นชัดวงปิด s_d จะถูกกำหนดโดย ข้อกำหนดของผลตอบสนองชั่วขณะ ตำแหน่งซีโรของ $(s+z_c)$ และอัตราขยาย K_c ที่ s_d สามารถกำหนดโดยใช้ทางเดินของราก ซึ่งจะมีประสิทธิผลกว่า การใช้วิธีการควบคุมแบบป้อนกลับธรรมดา ส่วนตัว (n-1) โพลวงปิดตัวอื่นๆ จะถูกวางไว้ระหว่าง คู่ของ (n -1) ของโพลวงเปิด-ซีโร ซึ่งจะส่งผลให้ ค่าสูงสุดของผลตอบสนองชั่วขณะมีค่าน้อยมากและสามารถตัดทิ้งได้เลย แม้ว่าการตัดทิ้งของโพล-ซีโร จะไม่เกิดขึ้นเลยก็ตาม ตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า $G_f(s)$ จะถูกนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหาซีโรของ $(s+z_c)$ ซึ่งทำให้เกิดค่าพุ่งเกินสูงขึ้นกว่าที่ออกแบบไว้ นั่นคือทั้งผลตอบสนองชั่วขณะ และผลตอบสนองที่สภาวะคงที่ ถูกกำหนดเอาไว้ และตัวควบคุมจะมี 2 Degree of Freedom แสดงดังรูปที่ 1 ซึ่งเป็นการควบคุมแบบป้อนกลับแบบยูนิตี้

ทางเดินของรากของระบบควบคุมนั้นจะถูกกำหนดเอาไว้ที่ด้านซ้ายมือของแกนในสำหรับทุกค่าของอัตราขยาย K_c และรูปร่างของทางเดินนี้ จะกำเนิดจากโพลที่มีนัยสำคัญซึ่งเป็น แบบวงกลม แสดงได้เป็นนัยว่าระบบควบคุมนี้มีความคงทนและมีเสถียรภาพ ผลตอบสนองที่รวดเร็วพร้อมกับมี ค่าพุ่งเกินที่ต่ำ สามารถที่จะปรับได้โดยการปรับค่าอัตราขยาย K_c ให้สูงกว่าค่าที่ออกแบบไว้ ยิ่งกว่านั้นผลจากการรบกวนของระบบจะถูกแก้อย่างรวดเร็วด้วยระบบควบคุมแบบอนุกรม

ตัวควบคุมดังกล่าว เป็นการแนวคิดและหลักการในการวิเคราะห์และออกแบบทั้งในระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วย ซึ่งผู้วิจัยมุ่งเน้นที่ศึกษาและออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาทั้งสองเต็มหน่วยสำหรับควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสอง จึงได้นำแนวคิดและหลักการในการวิเคราะห์ของตัวควบคุม PID×(*n*-2) stage PD แบบคงทนมาเป็นพื้นฐานในการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าว พร้อมทั้งการทดสอบคุณสมบัติตามคุณลักษณะที่ต้องการ และที่สำคัญคือการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดสอบความคงทนของระบบ พร้อมทั้งเปรียบเทียบผลระหว่างการออกแบบบนระบบเวลาแบบต่อเนื่อง และระบบเวลาแบบเต็มหน่วย ซึ่งจะกล่าวในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

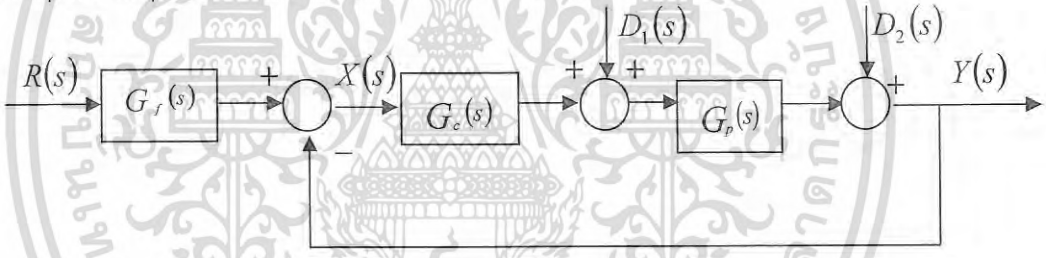
บทที่ 4
การออกแบบตัวควบคุม PID×(n-2)/2 stage PDA แบบคงทน ในระบบเวลาต่อเนื่องและแบบเต็มหน่วย

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของอินทิกรัลเซอร์โวด้วยพีไอดีและครึ่งสเตจพีดีเอ ซึ่งจะแสดงถึงขั้นตอนการออกแบบทั้งในส่วนระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาแบบเต็มหน่วยซึ่งจะมีรายละเอียดที่แตกต่างกันพร้อมทั้งแสดงผลของการทำกระบวนการแปลงเป็นแบบเต็มหน่วยและการเปรียบเทียบผลลัพธ์จากการป้อนอินพุทแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วยและแบบอิมพัลส์

4.1 การออกแบบตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD แบบคงทน

4.1.1 โครงสร้างของตัวควบคุม

โครงสร้างของระบบควบคุม 2-DOF แสดงดังรูปที่ 4.1 โดย $R(s)$ คือค่าอินพุทที่ใช้อ้างอิง $D_1(s)$ และ $D_2(s)$ คือ ตัวรบกวนด้านเอาท์พุทของระบบควบคุม $G_c(s)$ และ $G_f(s)$ กำหนดให้เป็นตัวควบคุมแบบอนุกรมแบบไปข้างหน้า



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของระบบควบคุม 2-DOF

4.1.2 ตัวควบคุมระบบ $G_c(s)$

โดยทั่วไปแล้วเมื่อตัวควบคุม PID ถูกใช้ในระบบที่มีอันดับสูงๆ นั้น เมื่อมีอินพุทแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย ค่าความผิดพลาดที่สภาวะคงที่จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ แต่ว่าผลตอบสนองชั่วขณะจะไม่สามารถเข้าสูงค่าที่ได้ออกแบบเอาไว้ เราจะใช้ตัวควบคุม PID$\times(n-2)$ Stage PD แบบอนุกรมเป็นตัวควบคุมของระบบอันดับที่ n เพื่อสามารถนำเอาท์พุท เข้าสู่ค่าที่ต้องการ สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} G_c(s) &= K_p\left(1+\frac{1}{T_i s}+T_d s\right)\prod_{j=1}^{n-2}K_{pj}\left(1+T_{dj}s\right) \\ &= \frac{K_{cl}}{s}\left(s+z_c\right)\prod_{j=1}^{n-2}\left(s+z_j\right), \end{aligned} \tag{4.1}$$

ค่า K_p, T_i และ T_d ของตัวควบคุม PID เมื่อ $T_i \geq 4T_d$ ค่าซีโรทั้ง 2 ตัวจะเป็นค่าจริงที่เป็นลบเมื่อ $T_i < 4T_d$ โดยซีโรทั้ง 2 จะเป็นคู่คอนจูเกตของจำนวนเชิงซ้อน K_{pj} และ T_{dj} คือ ค่า Porportional Gain และค่า Derivative Time ของตัวควบคุมอนุกรม PD ด้วยจำนวน (n-2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า K_{cl} คืออัตราขยายของตัวควบคุม ค่า $-z_c$ คือค่าซีโรที่เป็นลบ และค่า $-z_j$ (j=1,2,3,..., n-1) คือค่าที่เป็นลบทั้งหมด หรือประกอบไปด้วยคู่ของค่าซีโรที่เป็นเชิงซ้อนที่มีส่วนของจำนวนจริงเป็นค่าลบ

4.1.3 ตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า $G_f(s)$

โครงสร้างของ $G_f(s)$ กับโครงสร้างที่ยึดเอาไว้ของระบบอันดับที่ 1 และอัตราขยายที่สภาวะคงที่สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$G_f(s) = \frac{z_c}{s + z_c} \tag{4.2}$$

4.1.4 โครงสร้างของระบบ

ระบบอันดับที่ n นั้นโดยทั่วไปพบว่าสามารถแบ่งได้เป็น 3 ประเภท คือ ประเภทที่ 0 ประเภทที่ 1 และประเภทที่ 2 แต่ละประเภทนั้นประกอบด้วยค่าล้าหลังของระบบอันดับที่ 1 ยิ่งไปกว่านั้นระบบยังประกอบไปด้วยคู่โพลของจำนวนเชิงซ้อน กับค่าล้าหลังของระบบอันดับที่ 1 และค่า Dead Time ของระบบ โดยทั่วไปโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ที่มีระบบที่มีเสถียรภาพนั้นจะเป็นระบบที่ไม่มี ซีโร ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบอันดับที่ n แสดงได้ ดังสมการ

$$G_p(s) = \frac{K}{\prod_{i=1}^{n}(s + p_i)} \tag{4.3}$$

โดย $-p_i$ คือโพลที่เป็นค่าลบที่อยู่บนแกนจริง หรือ โพลที่อยู่ที่จุดกำเนิด หรือ โพลที่ประกอบด้วยคู่คอนจูเกตของจำนวนเชิงซ้อน

สำหรับระบบที่มีค่า Dead Time ต่ำๆ e^{-Ls} ฟังก์ชันถ่ายโอนของ e^{-Ls} สามารถประมาณค่าได้โดย Maclaurin Series ใน 3 เทอม ดังนี้

$$\begin{aligned} e^{-Ls} &\cong \frac{1}{1 + Ls + L^2 s^2 / 2} \cong \frac{1}{\left(s + \frac{1+j}{L}\right)\left(s + \frac{1-j}{L}\right)} \\ &\cong \frac{1}{(s + p_1)\left(s + \overline{p_1}\right)} \end{aligned} \tag{4.4}$$

โดย L คือ ค่า Dead Time ต่ำๆ $-p_1$, $-\overline{p_1}$ คือ คู่คอนจูเกตของจำนวนเชิงซ้อนซึ่งจะอยู่ที่ด้านครึ่งซ้ายของระนาบ s

ในบทความนี้เมื่อระบบประกอบด้วยค่า Dead Time ต่ำๆ นำมาวิเคราะห์ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของ e^{-Ls} จะถูกพิจารณาเป็นส่วนหนึ่งของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ

4.1.5 ขั้นตอนการออกแบบ

ขั้นตอนการออกแบบให้ได้ทั้งผลตอบสนองชั่วขณะ พร้อมทั้งผลตอบสนองที่สภาวะคงที่นั้นสามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 1 จากสมการที่ (4.1) และ (4.3) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด ตามรูปที่ 4.1 คือ

$$G_c(s)G_p(s) = \frac{K_{c1}K(s+z_c)\prod_{j=1}^{n-1}(s+z_j)}{s\prod_{i=1}^{n}(s+p_i)} = \frac{K_c(s+z_c)\prod_{j=1}^{n-1}(s+z_j)}{s(s+p_d)\prod_{i=1}^{n-1}(s+p_i)} \quad (4.5)$$

โดยที่ $K_c = K_{c1}K$, $-p_d$ คือค่าโพลที่เป็นค่าจริงลบ หรือโพลที่ตำแหน่งจุดกำเนิด ส่วนโพลที่ตำแหน่ง $s=0$ และ $s=-p_d$ คือค่าโพลที่มีนัยสำคัญ

ขั้นตอนที่ 2 ค่าซีโรที่ n-1 ของตัวควบคุมแบบอนุกรมจะถูกวางที่ตำแหน่งซ้ายมือของ $(n-1)$ โพลวงเปิดในกรณีที่จะลดผลกระทบของตัวโพลเหล่านี้ ค่าซีโรที่เป็นค่าจริงลบของ $(s+z_c)$ ถูกใช้เพื่อบังคับทางเดินของรากให้ผ่านจุด s_d ดังนั้นจะได้

$$G_c(s)G_p(s) = \frac{K_c(s+z_c)\prod_{i=1}^{n-1}(s+p_i+\varepsilon_i)}{s(s+p_d)\prod_{i=1}^{n-1}(s+p_i)} \quad (4.6)$$

โดยที่ $-z_j = -(p_i+\varepsilon_i)(j=1,2,3,...,n-1)$ และ ε_i คือค่าจริงจำนวนน้อยๆ หรือค่าจำนวนเชิงซ้อน

ขั้นตอนที่ 3 อัตราการหน่วง (ζ) ความถี่ธรรมชาติ (ω_n) และค่า s_d สามารถหาได้มาจากข้อกำหนดของผลตอบสนองชั่วขณะ ดังสมการที่ (4.7)

$$P.O. = 100e^{-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}}\ \%,\ t_s = 4/\zeta\omega_n\ (\pm 2\%),$$
$$s_d = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (4.7)$$

โดย $P.O.$ คือ ค่าพุ่งเกิน และ t_s คือค่าช่วงเวลาเข้าที่

ขั้นตอนที่ 4 วางโพลทุกตัวและ ซีโร ที่ (n-1) ของ $G_c(s)G_p(s)$ และตำแหน่งของ s_d จากสมการที่ (4.6) และ สมการที่ (4.7) ในระนาบ s

ขั้นตอนที่ 5 หาผลรวมของมุมของ s_d กับโพลระบบเปิดทุกตัว และซีโรที่ (n-1) ของ $G_c(s)G_p(s)$ จากนั้นหามุมที่จำเป็นของ $\angle(s_d+z_c)$ เพื่อที่จะเพิ่มเข้าไป และผลรวมของมุมแสดงดังสมการที่ (4.8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[\angle(s_d+z_c)+\sum_{i=1}^{n-1}\angle(s_d+p_i+\varepsilon_i)\right]-\left[\angle s_d+\angle(s_d+p_d)+\sum_{i=1}^{n-1}(s_d+p_i)\right] \quad (4.8)$$
$$=\pm(2k+1)\pi,\ k=0,1,2,...$$

ขั้นตอนที่ 6 หาตำแหน่งของซีโรของ $(s+z_c)$ โดยใช้มุมของ $\angle(s_d+z_c)$ สามารถแสดงในสมการที่ (4.8)

ขั้นตอนที่ 7 หาอัตราขยาย K_c ที่ s_d จาก

$$K_c=\frac{|s_d||(s_d+p_d)|\prod_{i=1}^{n-1}|(s_d+p_i)|}{|(s_d+z_c)|\prod_{i=1}^{n-1}|(s_d+p_i+\varepsilon_i)|} \quad (4.9)$$

ขั้นตอนที่ 8 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดคือ

$$\frac{Y(s)}{X(s)}=\frac{K_c(s+z_c)\prod_{i=1}^{n-1}(s+p_i+\varepsilon_i)}{(s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2)\prod_{i=1}^{n-1}(s+p_i+\delta_i)} \quad (4.10)$$

โดยที่ $\prod_{i=1}^{n-1}(s+p_i+\delta_i)$ คือค่าจริง หรือ ค่าจำนวนเชิงซ้อนที่อยู่ระหว่างโพล $\prod_{i=1}^{n-1}(s+p_i)$ และซีโร $\prod_{i=1}^{n-1}(s+p_i+\varepsilon_i)$, δ_i คือจำนวนจริงค่าน้อยๆ หรือ จำนวนเชิงซ้อน

เนื่องจากโพลวงปิดตัวที่ $(n-1)$ อยู่ที่ใกล้ๆ กับซีโร ที่ $(n-1)$ สามารถแสดงได้โดยสัมประสิทธิของโพลวงปิดเป็นสัดส่วนกับ $(\varepsilon_i-\delta_i)$ ซึ่งจะมีค่าที่น้อยๆ ซึ่งแสดงให้เห็นว่า แม้ว่าโพลที่ $-p_i$ ไม่ได้ถูกตัดทิ้งก็ตาม ผลของผลตอบสนองชั่วขณะรวมทั้งโพลเหล่านี้ซึ่งมีค่าสูงสุดที่ไม่สำคัญ และผลกระทบเหล่านี้สามารถลดลงได้ อย่างไรก็ตามได้แสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองชั่วขณะได้ถูกทำให้ดีขึ้นตามข้อกำหนดเพราะว่าค่าพุ่งเกินนั้นจะเกิดขึ้นจากผลกระทบจาก ซีโร (z_c) ดังนั้น จะได้ว่า ตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า $G_f(s)$ สามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนรวมได้ดังนี้

$$\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{K_c z_c\prod_{i=1}^{n-1}(s+p_i+\varepsilon_i)}{(s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2)\prod_{i=1}^{n-1}(s+p_i+\delta_i)} \quad (4.11)$$

เนื่องจาก $(\varepsilon_i-\delta_i)\cong 0$ จากสมการที่ (11) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{Y(s)}{R(s)}\cong\frac{K_c z_c}{(s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2)} \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งผลตอบสนองชั่วขณะและผลตอบสนองที่สภาวะคงที่ตามข้อกำหนดนั้นถูกทำให้เหมาะสมขึ้น ทางเดินรากของระบบควบคุมนั้นอยู่ที่ด้านซ้ายของระนาบ s สำหรับ ทุกๆ ค่าบวกของอัตราขยาย K_c และทางเดินหลักของรากนั้นเป็นรูปร่างแบบวงกลม นี่แสดงให้เห็นว่าคุณลักษณะของสมการนั้นอยู่ทางด้านซ้ายมือของระนาบ s ซึ่งแสดงว่าระบบนี้มีความคงทน ยิ่งกว่านั้น หากต้องการผลตอบสนองที่รวดเร็วขึ้นก็จะทำได้โดยการปรับอัตราขยายให้สูงกว่าค่าที่ออกแบบไว้ โดยไม่มีผลกระทบต่อค่าพุ่งเกินของระบบ

4.1.6 ผลกระทบจากสิ่งรบกวนระบบ

เมื่อเกิดการรบกวนขึ้นในระบบ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของสิ่งรบกวนจะมีค่าดังสมการ

$$\frac{Y(s)}{D_1(s)} = \frac{G_p(s)}{1+G_c(s)G_p(s)} \tag{4.13}$$

ผลกระทบจากการรบกวนของระบบที่ขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของระบบ อัตราขยายของระบบ K อัตราขยายของตัวควบคุม K_{c1} จากสมการที่ (4.13) จะเห็นได้ว่าผลกระทบจากการรบกวนของระบบจะลดลงเมื่อ K_{c1} มีค่าเพิ่มขึ้น

ถ้าการรบกวนเกิดขึ้นที่เอาท์พุท ฟังก์ชันถ่ายโอนของสิ่งรบกวนจะเป็นไปได้ดังสมการ

$$\frac{Y(s)}{D_2(s)} = \frac{1}{1+G_c(s)G_p(s)} \tag{4.14}$$

การรบกวนทางด้านเอาท์พุทนั้นมีผลกระทบที่สำคัญอย่างมากที่บริเวณจุดเริ่มต้น อย่างไรก็ตามผลกระทบดังกล่าวนี้จะถูกลดลงได้อย่างรวดเร็วอันเป็นผลเนื่องมาจาก ระบบควบคุมแบบอนุกรม

4.1.7 กรณีพิเศษ

สำหรับระบบประเภทที่ 0 และประเภทที่ 1 ของ ระบบอันดับที่ 1 (n=1), (n-2) < 0 และถูกกำหนดให้เป็นระบบประเภทที่ 0 ยิ่งไปกว่านั้นค่า t_d ของตัวควบคุม PID จะมีค่าเท่ากับศูนย์เมื่อ n มีค่าเท่ากับ 1 ดังสมการ

$$G_c(s)G_p(s) = \frac{K_c(s+z_c)}{s(s+p_d)} \tag{4.15}$$

สำหรับประเภทที่ 0 ของระบบอันดับที่ 2 ซึ่ง โพลเป็นคู่คอนจูเกตของจำนวนเชิงซ้อนซึ่งอยู่บนแกนซ้ายของ S –Plane, (n-2) = 0 และ ตัวควบคุม PID $(T_i < 4T_d)$ ถูกนำมาใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของ S ในตัวหารของ $G_f(s)$ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ โดยซีโรของคู่คอนจูเกตซึ่งเป็นจำนวนเชิงซ้อนของตัวควบคุม PID จะถูกวางไว้ใกล้กับ ของคูโพลคอนจูเกตจำนวนเชิงซ้อนแบบวงเปิด ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดจะมีค่าดังสมการ

$$G_c(s)G_p(s) = \frac{K_c(s+z_{c1})(s+\bar{z}_{c1})}{s(s+p_d)(s+\bar{p}_d)} \tag{4.16}$$

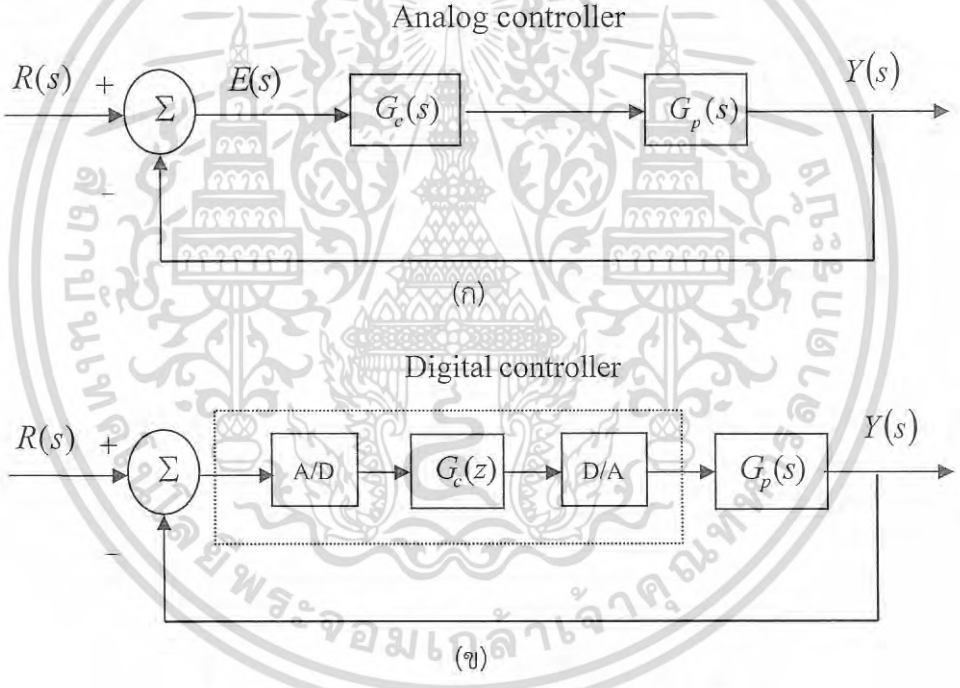
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด มีค่าประมาณ

$$\frac{Y(s)}{R(s)} \cong \frac{K_c}{s+K_c} \tag{4.17}$$

ในปัจจุบันมีการประยุกต์ใช้คอมพิวเตอร์เพื่อควบคุมระบบในอุตสาหกรรมมากขึ้น ในส่วนของการรับและการส่งสัญญาณจะอยู่ในรูปแบบของสัญญาณไม่ต่อเนื่อง จึงได้มีการพัฒนาตัวควบคุมในระบบดิจิตอลขึ้นมาเช่นตัวควบคุมแบบ PID ตัวควบคุมแบบ PIDA อย่างไรก็ตามตัวควบคุมดังกล่าวมีข้อจำกัดเมื่อต้องใช้ควบคุมกระบวนการที่มีอันดับสูง ๆ ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอตัวควบคุมเพื่อแก้ไขข้อจำกัดดังกล่าว โดยการเพิ่มตัวควบคุมแบบ PD จำนวน (n-2) ตัว เข้ากับตัวควบคุมแบบ PID เรียกตัวควบคุมที่ออกแบบนี้ว่า ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย [12]

4.2 ระบบควบคุมแบบดิจิตอล (Digital Control System)



รูปที่ 4.2 ระบบควบคุมแบบอินพุทเดียวเอาท์พุทเดียว
(ก) ระบบควบคุมแบบอนาลอก
(ข) ระบบควบคุมแบบดิจิตอล

ระบบควบคุมแบบดิจิตอลสามารถอธิบายได้จากระบบควบคุมแบบอนาลอกในรูปที่ 4.2 รูป (ก) เป็นระบบควบคุมแบบอนาลอก รูป (ข) เป็นระบบควบคุมแบบดิจิตอลซึ่งเป็นการแทนที่ตัวควบคุมอนาลอกในรูป (ก) ด้วยตัวควบคุมดิจิตอล ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล (A/D) และตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก (D/A)

จากรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างระหว่างระบบควบคุมแบบอนาลอกและระบบควบคุมดิจิตอล โดยระบบควบคุมแบบดิจิตอลมีลักษณะดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ตัวควบคุมแบบดิจิตอลจะถูกสร้างขึ้นบนคอมพิวเตอร์ ไมโครโปรเซสเซอร์ หรือเทคโนโลยีฝังตัวอื่น ๆ

2. สัญญาณขาเข้าของตัวควบคุมแบบดิจิตอลเป็นสัญญาณสุ่มของผลต่างระหว่างค่าเป้าหมายและค่าผลตอบสนองจริง (Sampled Error Signal)

3. สัญญาณขาออกของตัวควบคุมแบบดิจิตอลเป็นสัญญาณสุ่ม และจะถูกแปลงเป็นสัญญาณอนาลอกด้วยตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก

4. อัตราการสุ่มสัญญาณของตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล และตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอกมักจะต้องเข้าจังหวะกัน (Synchronize) โดยสัญญาณนาฬิกา (Clock) ตัวเดียวกัน

4.2.1 ข้อดีของระบบควบคุมแบบดิจิตอล

ข้อดีของการใช้ระบบควบคุมแบบดิจิตอลเมื่อเปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบอนาลอก

1. เนื่องจากตัวควบคุมแบบดิจิตอลถูกสร้างขึ้นบนคอมพิวเตอร์ หรือไมโครโปรเซสเซอร์ จึงสามารถที่จะทำการเก็บ ถ่ายโอน หรือปรับเปลี่ยนโปรแกรมได้ง่าย

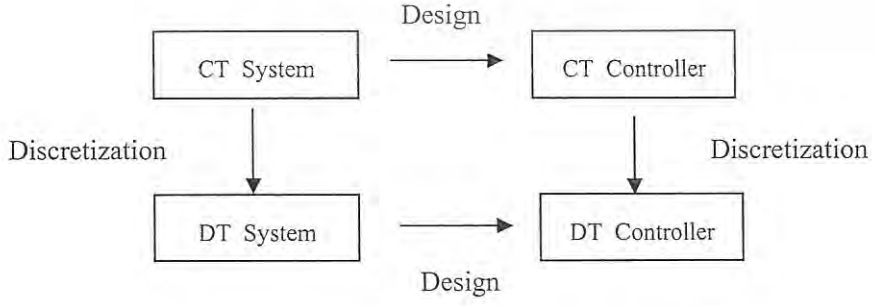
2. ตัวควบคุมแบบดิจิตอลจะไม่เปลี่ยนแปลงตามสภาวะแวดล้อมหรือเวลาที่เปลี่ยนไป

3. ในกรณีที่ต้องการเลียนแบบตัวควบคุมอนาลอก ใช้ตัวควบคุมดิจิตอลที่มีอัตราการสุ่มสัญญาณที่เร็วพอ จะได้คุณสมบัติของระบบที่ใกล้เคียงกัน

4.2.2 แนวทางการออกแบบระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย

การออกแบบระบบควบคุมสัญญาณไม่ต่อเนื่องควบคุมกระบวนการแบบดิจิตอลโดยตรงสามารถทำได้สองวิธี คือ การออกแบบระบบควบคุมโดยการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมชนิดเวลาต่อเนื่อง (Continuous-Time: CT) ขึ้นก่อนเพื่อให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมในโดเมน s จากนั้นจึงแปลงระบบควบคุมชนิดสัญญาณต่อเนื่องเป็นระบบควบคุมชนิดเวลาเต็มหน่วย (Discrete-Time: DT) ที่อยู่ในโดเมน z ภายหลัง และการออกแบบระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องโดยตรงด้วยการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการในระบบเดิมเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมสัญญาณไม่ต่อเนื่องก่อน และออกแบบระบบควบคุมหรือชดเชยระบบควบคุมโดยใช้ทฤษฎีการแปลง z โดยวิธีทางเดินราก [13]

แนวทางในการออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วิธีนำกระบวนการที่อยู่ในระบบเวลาต่อเนื่องมาแปลงให้เป็นกระบวนการที่อยู่ในรูปแบบสัญญาณไม่ต่อเนื่อง ดังแสดงในรูปที่ 4.3



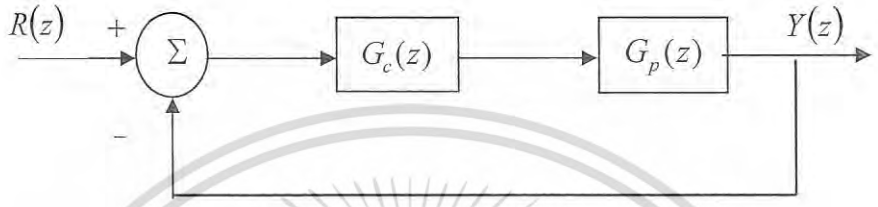
รูปที่ 4.3 แนวทางการออกแบบระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย

4.3.1 ตัวควบคุม PID แบบเวลาเต็มหน่วย

ระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยมีโครงสร้างของระบบดังรูปที่ 4.4 ในรูปแสดงถึงระบบควบคุมแบบป้อนกลับโดยจะนำสัญญาณจากเอาท์พุทของกระบวนการมาเปรียบเทียบกับสัญญาณปรับตั้งค่าที่กำหนดจากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบมาคำนวณตามกฎเกณฑ์ของการควบคุมเพื่อให้ได้สัญญาณควบคุมนำไปควบคุมกระบวนการ



รูปที่ 4.4 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย

โดยที่ $G_c(z)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม

$G_p(z)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ

$R(z)$ คือ สัญญาณปรับตั้ง

$Y(z)$ คือ สัญญาณเอาท์พุทของระบบ

การออกแบบระบบควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง โดยพิจารณาระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่อง ดังแสดงในรูปที่ 4.4 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบ คือ

$$\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{G_c(z)G_p(z)}{1+G_c(z)G_p(z)} \tag{4.18}$$

จากสมการที่ (4.18) สมการคุณลักษณะของระบบควบคุม คือ

$$1+G_c(z)G_p(z)=0 \tag{4.19}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID ในระบบเวลาเต็มหน่วยเขียนได้ดังนี้

$$G_c(z)=G_{PID}(z)=K_P+K_I\left(\frac{z}{z-1}\right)+K_D\left(\frac{z-1}{z}\right) \tag{4.20}$$

โดยที่ K_P คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ P

K_I คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ I

K_D คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ D

T คือ คาบเวลาการสุ่ม

จากสมการ (4.20) การออกแบบนั้นอาจมีการปรับแต่งค่า K_P, K_I และ K_D เพื่อให้ได้ระบบที่มีเสถียรภาพตามข้อกำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจัดรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID ในสมการ (4.20) ใหม่จะได้

$$G_{PID}(z) = \frac{(K_P + K_I + K_D)z^2 - (K_P + 2K_D)z + K_D}{z(z-1)} \equiv \frac{K_{pid}(z - z_1)(z - z_2)}{z(z-1)} \tag{4.21}$$

โดยที่ K_{pid} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PID แบบเวลาเต็มหน่วย

z_1, z_2 คือ ซีโรของตัวควบคุม PID แบบเวลาเต็มหน่วย

เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PID ในสมการ (4.21) เห็นได้ว่าตัวควบคุมนี้เหมาะสมสำหรับการควบคุมกระบวนอันดับสอง เนื่องจากตัวควบคุมมีซีโรเพียงสองตัว แต่เมื่อกระบวนการมีอันดับสูงขึ้นไปแล้วนั้น การใช้ตัวควบคุมแบบ PID เพียงอย่างเดียวอาจไม่เพียงพอที่จะควบคุมกระบวนการให้มีเสถียรภาพตามข้อกำหนดได้ เนื่องจากจำนวนซีโรของตัวควบคุมมีน้อยกว่าจำนวนโพลของกระบวนการ

4.3.2 ตัวควบคุม PIDA แบบเวลาเต็มหน่วย

การออกแบบตัวควบคุม PIDA แบบเวลาเต็มหน่วย เป็นการเพิ่ม ซีโรให้กับตัวควบคุม PID เรียกตัวควบคุมนี้ว่า ตัวควบคุมแบบ PIDA ตัวควบคุมดังกล่าวถูกออกแบบมาเพื่อควบคุมกระบวนการอันดับสาม โดยใช้เทคนิคและวิธีของตัวควบคุมแบบ PID เป็นพื้นฐานในการออกแบบตัวควบคุมแบบ PIDA ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PIDA แบบเวลาเต็มหน่วย คือ

$$G_{PIDA}(z) = \left[K_P + K_I\left(\frac{z}{z-1}\right) + K_D\left(\frac{z-1}{z}\right)\right]\left[K_P + K_D\left(\frac{z-1}{z}\right)\right] \tag{4.22}$$

$$G_{PIDA}(z) \equiv \frac{K_{pida}(z - z_a)(z - z_b)(z - z_c)}{z^2(z-1)} \tag{4.23}$$

โดยที่ K_{pida} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PIDA แบบเวลาเต็มหน่วย

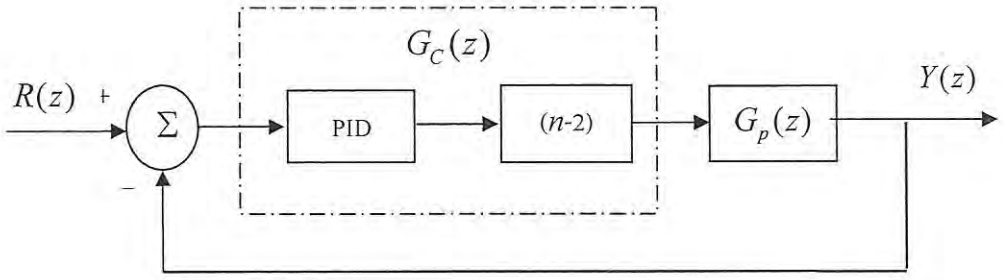
$z_{a,b,c}$ คือ ซีโรของตัวควบคุม PIDA แบบเวลาเต็มหน่วย

ตัวควบคุมแบบ PIDA ในสมการ (4.23) ตัวควบคุมนี้ประกอบด้วยซีโรจำนวน 3 ตัว ซึ่งเหมาะสมกับการควบคุมกระบวนที่มีอันดับไม่เกินสาม เมื่อกระบวนการมีอันดับมากกว่านี้แล้วนั้น การใช้ตัวควบคุมแบบ PIDA เพียงอย่างเดียวอาจไม่เพียงพอที่จะควบคุมกระบวนการให้มีเสถียรภาพตามข้อกำหนดได้

4.3.3 ตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย

ตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย จะประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบ PID และตัวควบคุมแบบ PD จำนวน (n-2) ตัว การเพิ่มจำนวนตัวควบคุม PD หรือซีโรที่เหมาะสมเข้าไปในระบบ จะเลือกวางตำแหน่งของ ซีโรที่เหมาะ โดยจะพิจารณาจากตำแหน่งของโพลของกระบวนการที่ต้องการควบคุม โครงสร้างของตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย แสดงได้ดังรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 โครงสร้างของระบบควบคุม PID × (n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย

$$G_{PD}(z)=\frac{(K_P+K_D)z-K_D}{z}\equiv\frac{K_{pd}(z-z_{pd})}{z} \tag{4.24}$$

ตัวควบคุม PID มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4.21) และตัวควบคุมแบบ PD มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4.24) นำมาจัดรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย คือ

$$G_{(n-2)}(z)=\overbrace{\frac{K_{pid}(z-z_1)(z-z_2)}{z(z-1)}}^{PID\ Controller}\times\overbrace{\frac{K_{pd}(z-z_{pd})\ldots K_n}{z^{n-2}}}^{(n-2)PD} \tag{4.25}$$

โดยที่ K_{pid} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PID แบบเวลาเต็มหน่วย

K_{pd} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PD แบบเวลาเต็มหน่วย

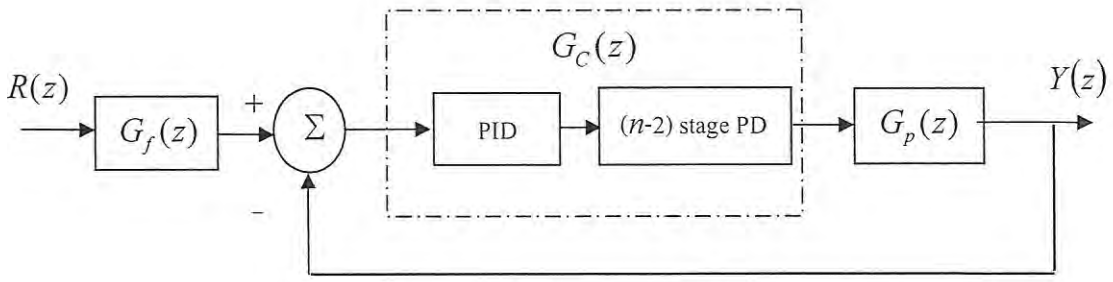
$z_{1,2}$ คือ ซีโรของตัวควบคุม PID แบบเวลาเต็มหน่วย

z_{pd} คือ ซีโรของตัวควบคุม PD แบบเวลาเต็มหน่วย

4.3.4 ตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD แบบคงทนระบบเวลาเต็มหน่วย

ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบคงทนระบบเวลาเต็มหน่วย จะประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบ PID และตัวควบคุมแบบ PD จำนวน (n-2) ตัว การเพิ่มจำนวนตัวควบคุม PD หรือซีโรที่เหมาะสมเข้าไปในระบบ จะเลือกวางตำแหน่งของซีโร ที่เหมาะสมโดยจะพิจารณาจากตำแหน่งโพลของกระบวนการที่ต้องการควบคุม พิจารณาโครงสร้างของตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบคงทนระบบเวลาเต็มหน่วยดังรูปที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 โครงสร้างของระบบควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบคงทนระบบเวลาเต็มหน่วย

ตัวควบคุมแบบ PD มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$G_{PD}(z)=\frac{(K_P+K_D)z-K_D}{z}\equiv\frac{K_{pd}(z-z_{pd})}{z} \tag{4.26}$$

ตัวควบคุมแบบ PD มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ ดังสมการที่ (4.27) นำมาจัดรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วยคือ

$$G_{(n-2)}(z)=\overbrace{\frac{K_{pid}(z-z_1)(z-z_2)}{z(z-1)}}^{PID\ Controller}\times\overbrace{\frac{K_{pd}(z-z_{pd})\ldots K_n}{z^{n-2}}}^{(n-2)PD} \tag{4.27}$$

$$G_f(z)=\frac{1-e^{-z_c T}}{z-e^{-z_c T}}, \tag{4.28}$$

โดยที่ K_{pid} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PID แบบเวลาเต็มหน่วย

K_{pd} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PD แบบเวลาเต็มหน่วย

$G_f(z)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า

$z_{1,2}$ คือ ซีโรของตัวควบคุม PID แบบเวลาเต็มหน่วย

z_{pd} คือ ซีโรของตัวควบคุม PD แบบเวลาเต็มหน่วย

4.4 การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีทางเดินราก

4.4.1 เส้นทางเดินของราก

การสร้างเส้นทางเดินรากปกติของระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องโดยเปลี่ยนแปลงค่ากระบวนการ K จาก 0 ถึง ∞ และจากเส้นทางรากเสริม โดยเปลี่ยนแปลงค่ากระบวนการ จาก 0 ถึง $-\infty$ เส้นทางเดินรากปกติและเส้นทางเดินรากเสริมของระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องสามารถสร้างโดยวิธีเดียวกับการสร้างเส้นทางเดินรากของระบบควบคุมชนิดสัญญาณต่อเนื่อง

1. เส้นทางเดินของรากปกติเริ่มต้นจากโพลจำนวน n เส้นทางเท่ากับจำนวนโพลของฟังก์ชันถ่ายโอน เมื่อ $K=0$ และเส้นทางรากจะสิ้นสุดเมื่อ $K=+\infty$ ที่ซีโรจำนวน m ถ้าจำนวนโพลที่หาค่าได้จริงมากกว่าจำนวนซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอน แสดงว่าฟังก์ชันถ่ายโอนมีซีโร จำนวน n-m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ตำแหน่ง ∞ ทำให้เส้นทางรากที่เหลือจากจำนวน ซีโร ที่หาค่าได้จริงจำนวน n-m สิ้นสุดที่ตำแหน่งห่างจากจุดกำเนิดมาก

ในทำนองเดียวกันเส้นทางเดินของรากเสริมเริ่มต้นจากโพลจำนวน n เส้นทางเท่ากับจำนวนโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนเมื่อ $K = 0$ และเส้นทางรากจะสิ้นสุดเมื่อ $K = -\infty$ ที่ ซีโร จำนวน m ของฟังก์ชันถ่ายโอนถ้าจำนวนโพลที่หาค่าได้จริงมากกว่าจำนวนของ ซีโร ของฟังก์ชันถ่ายโอน แสดงว่าฟังก์ชันถ่ายโอน มี ซีโร จำนวน n-m ที่ตำแหน่ง $-\infty$ ทำให้เส้นทางรากที่เหลือจากจำนวนซีโร ที่หาค่าได้จริงจำนวน n-m สิ้นสุดที่ตำแหน่งห่างจากจุดกำเนิดมากเช่นเดียวกัน

2. เส้นทางเดินของรากของระบบควบคุมมีจำนวนเท่ากับจำนวนโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมวงเปิดเสมอ

3. เส้นทางเดินของรากของระบบควบคุมจะต้องอยู่บนแกนจริงหรือสมมาตรกับแกนจริงเสมอ

4. เส้นทางเดินของรากปกติบนแกนจริงจะอยู่ในตำแหน่งที่ด้านขวามีจำนวนโพลและจำนวนซีโร ของฟังก์ชันถ่ายโอนบนแกนจริงรวมกันเป็นจำนวนคี่เสมอ และเส้นทางรากเสริมบนแกนจริงจะอยู่ในตำแหน่งที่ด้านขวามีจำนวนโพลและจำนวน ซีโร ฟังก์ชันถ่ายโอนบนแกนจริงรวมกันเป็นจำนวนคู่เสมอ

5. มุมของเส้นกำกับ (Asymptote)

เส้นทางรากปกติ เมื่อ K มีค่ามากเข้าใกล้ ∞ มีค่ามุมของเส้นกำกับ

$$\theta_k = \frac{(2k+1)\pi}{n-m}, \qquad n > m \tag{4.29}$$

โดยที่ $k = 0, 1, 2, ..., n-m-1$

เส้นทางรากเสริม เมื่อ K มีค่ามากเข้าใกล้ $-\infty$ มีค่ามุมของเส้นกำกับ

$$\theta_k = \frac{(2k)\pi}{n-m}, \qquad n > m \tag{4.30}$$

โดยที่ $k = 0, 1, 2, ..., n-m-1$

6. จุดตัดของเส้นกำกับ (Centroid) จุดตัดของเส้นกำกับจำนวน $n-m$ ของเส้นทางเดินรากต้องอยู่บนแกนของเลขจำนวนจริงในระนาบ s ที่ตำแหน่ง σ หาได้จากสมการที่ 4.31

$$\sigma = \frac{\sum_{j=1}^{n}(-p_j) - \sum_{i=1}^{m}(-z_i)}{n-m}, \qquad n > m \tag{4.31}$$

7. มุมเริ่มต้นของเส้นทางรากจากตำแหน่งโพลและมุมสิ้นสุดของเส้นทางรากจากตำแหน่งของซีโร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นทางรากปกติ

$$\angle G_c(z)G_p(z) = (2k+1)\pi \quad \text{เมื่อ} \quad k = 0, 1, 2, \ldots \tag{4.32}$$

เส้นทางเดินของรากเสริม

$$\angle G_c(z)G_p(z) = (2k)\pi \quad \text{เมื่อ} \quad k = 0, 1, 2, \ldots \tag{4.33}$$

8. จุดตัดของทางเดินของรากกับเส้นรอบวงของวงกลมรัศมีขนาด 1 หน่วยรอบจุดกำเนิด การหาค่า K ของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ทำให้เส้นทางรากของระบบควบคุมตัดเส้นรอบวงของวงกลม สามารถคำนวณโดยใช้หลักการของ Routh-Hurwitz Criterion และวิธีการแทนค่าโดยตรง

การวิเคราะห์เส้นทางรากของระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องต่างจากการวิเคราะห์เส้นทางรากของระบบสัญญาณต่อเนื่องคือ

- ระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องจะมีเสถียรภาพ เมื่อเส้นทางรากของระบบควบคุมอยู่ภายในรัศมี 1 หน่วยรอบจุดกำเนิดของระนาบเชิงซ้อน z
- ระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องมีคุณสมบัติและการตอบสนองเปลี่ยนแปลงตามตำแหน่งรากของระบบควบคุมภายในวงกลมรัศมี 1 หน่วยรอบจุดกำเนิดของระนาบเชิงซ้อน z

4.4.2 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีทางเดินราก

การออกแบบตัวควบคุมในระบบแบบเวลาต่อเนื่อง เป็นการออกแบบให้เส้นทางเดินของรากผ่านตรงจุด s_d ซึ่งอยู่ในตำแหน่ง $s_d = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ จะเป็นการกำหนดตัวแปรต่างๆ คือ ค่าอัตราการหน่วง และความถี่ธรรมชาติ แต่ในการควบคุมแบบระบบเวลาเต็มหน่วยนั้นจะออกแบบให้เส้นทางเดินของรากผ่านตรงจุด z_d คือ

$$z_d = e^{Ts} = e^{T\left(-\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\right)} \tag{4.34}$$

จะเห็นว่าจุด z_d นั้นจะเปลี่ยนแปลงตามค่าของคาบเวลาการสุ่มสัญญาณ ดังนั้นการเลือกคาบเวลาการสุ่มสัญญาณ จึงมีความสำคัญเป็นอย่างมาก จำเป็นที่จะต้องเลือกคาบเวลาการสุ่มให้เหมาะสม การสุ่มสัญญาณในระบบควบคุมแบบสัญญาณไม่ต่อเนื่องตามทฤษฎีการสุ่มสัญญาณสามารถใช้ความถี่ในการสุ่มสัญญาณ มีค่า 2 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณต่อเนื่องในระบบควบคุมได้ แต่เนื่องจากการออกแบบระบบควบคุมส่วนใหญ่ต้องพิจารณาเสถียรภาพและคุณสมบัติอื่นๆ ของระบบควบคุม ความถี่ในการสุ่มสัญญาณที่มีค่าเพียง 2 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณต่อเนื่องจึงไม่เพียงพอ สำหรับระบบทั่วไปจึงเลือกใช้ความถี่ในการสุ่มสัญญาณประมาณ 10-20 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณต่อเนื่องในระบบควบคุม

การออกแบบเพื่อหาตำแหน่งของ ซีโร เพื่อให้ได้การตอบสนองที่สภาวะชั่วครู่และสภาวะคงตัวตามที่ต้องการในการควบคุมด้วยสัญญาณแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย โดยต้องกำหนด $P.O.$, $t_s(\pm 2\%)$ และ T จากนั้นทำตามขั้นตอนเพื่อหาค่าดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณหาค่า ς, ω_n และหาตำแหน่งของ s_d เมื่อทราบค่าของ ω_n และ ζ

ขั้นตอนที่ 2 หาตำแหน่งของ z_d จากค่าที่หาได้ในขั้นตอนที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$z_d = e^{Ts} = e^{T\left(-\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\right)} \tag{4.35}$$

ขั้นตอนที่ 3 วางตำแหน่งของ z_d รวมทั้งตำแหน่งของโพลและซีโรจาก $G_c(z)G_n(z)$ ในระนาบ z

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณหาผลรวมของมุมที่จุด z_d จากของโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายวงเปิดของระบบ $G_c(z)G_n(z)$ ด้วยวิธีทางกราฟฟิกหรือหาจากการคำนวณ เพื่อที่จะทำให้ผลรวมของมุมเป็นไปตามเงื่อนไข

$$\angle G_c(z)G_p(z) = \pm(2k+1)\pi \text{ , } k = 0,1,2,... \tag{4.36}$$

ขั้นตอนที่ 5 เมื่อทราบค่ามุมที่หามาได้จากขั้นตอนที่ 4 จะได้ตำแหน่งของซีโรของตัวควบคุม

ขั้นตอนที่ 6 หาอัตราขยาย K ที่จุด z_d จากเงื่อนไขของวิธีการทางเดินของราก

$$K = \frac{1}{\left|G_c(z_d)G_p(z_d)\right|} \tag{4.37}$$

ขั้นตอนที่ 7 หาอัตราขยายตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า $G_f(z)$ สำหรับอนุกรมกับระบบควบคุม PID ×(*n*-2) stage PD เพื่อตอบสนองสมรรถนะความคงทนของระบบ

$$G_f(z) = \frac{1-e^{-z_c T}}{z-e^{-z_c T}}. \tag{4.38}$$

ขั้นตอนที่ 8 นำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ออกแบบได้ นำไปจำลองกระบวนการหาผลการตอบสนองของระบบ ถ้าผลการตอบสนองของระบบไม่ได้ตามข้อกำหนดของระบบ สามารถปรับแต่งอัตราการขยายของตัวควบคุมจนกว่าผลการตอบสนองตรงตามข้อกำหนด

4.5 การออกแบบตัวควบคุมแบบต่างๆ ในระบบเวลาต่อเนื่อง

การทดลองเปรียบเทียบผลการควบคุมกระบวนการที่ใช้ตัวควบคุม PID × (*n*-2) stage PD และ PID × (*n*-2) stage แบบคงทนโดยเปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบ โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB

4.5.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง

กำหนดตัวอย่างกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง มีฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการคือ

$$G_3(s) = \frac{1}{s(s+1)(s+7)}$$

โดยที่กำหนดเงื่อนไขดังนี้ $P.O. \le 5\,\%$, $t_S(\pm 2\%) \le 2$ sec. และ $e_{ss}(t) = 0$

จะได้ $\zeta = 0.69$, $\omega_n = 3.069$ rad/sec และ $s_d = -2.12 \pm j2.22$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมคือ

$$G_{PIDA}(s) = K_{pida}\frac{(s+a)(s+b)(s+c)}{s}$$

ออกแบบโดยให้ซีโรของตัวควบคุมอยู่ที่ตำแหน่ง $a = 1.1$ และ $b = 7.1$ แล้วหาค่า c สมการคุณลักษณะของระบบควบคุมนี้ คือ

$$G_{PIDA}(s)G_3(s) = K_{pida}\frac{(s+1.1)(s+7.1)(s+c)}{s^2(s+1)(s+7)}$$

คำนวณหามุมของ θ_c จากเงื่อนไขของมุม

- มุมของโพลที่ตำแหน่งต่างๆ

$$\begin{aligned}\sum\theta_p &= \theta_{p_0} + \theta_{p_1} + \theta_{p_2} + \theta_{p_3} \\ &= \angle(s_d) + \angle(s_d + 0) + \angle(s_d + 1) + \angle(s_d + 7) \\ &= 133.64^\circ + 133.64^\circ + 116.71^\circ + 24.46^\circ = 408.45^\circ\end{aligned}$$

- หามุมของซีโรที่ตำแหน่งต่างๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum\theta_z &= \theta_a + \theta_b + \theta_c \\ &= \angle(s_d + 1.1) + \angle(s_d + 7.1) + \angle(s_d + c) \\ &= 114.62^\circ + 24.02^\circ + \theta_c = 138.64^\circ + \theta_c\end{aligned}$$

หามุมที่เหลือจากเงื่อนไขของมุมจากทฤษฎีทางเดินของรากจะได้

$$\sum\theta_z - \sum\theta_p = \left(138.64^\circ + \theta_c\right) - \left(408.45^\circ\right)$$

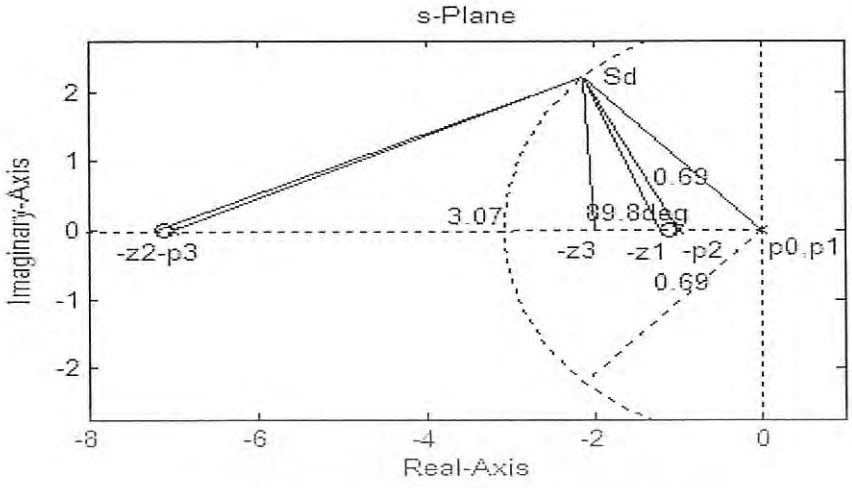
$$-269.81^\circ + \theta_c = \pm 180^\circ(2k+1), \quad k = 0, 1, 2, \ldots$$

ดังนั้นจะได้ $\theta_c = 89.81^\circ$

คำนวณตำแหน่งของ c เมื่อทราบมุมของ θ_c

$$c = \left|\mathrm{Re}(s_d)\right| + \frac{\left|\mathrm{Im}(s_d)\right|}{\tan(\theta_c)} = 2.125$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 แสดงตำแหน่งของโพลและซีโร

หาอัตราขยาย K_{pida} ที่จุด s_d คือ

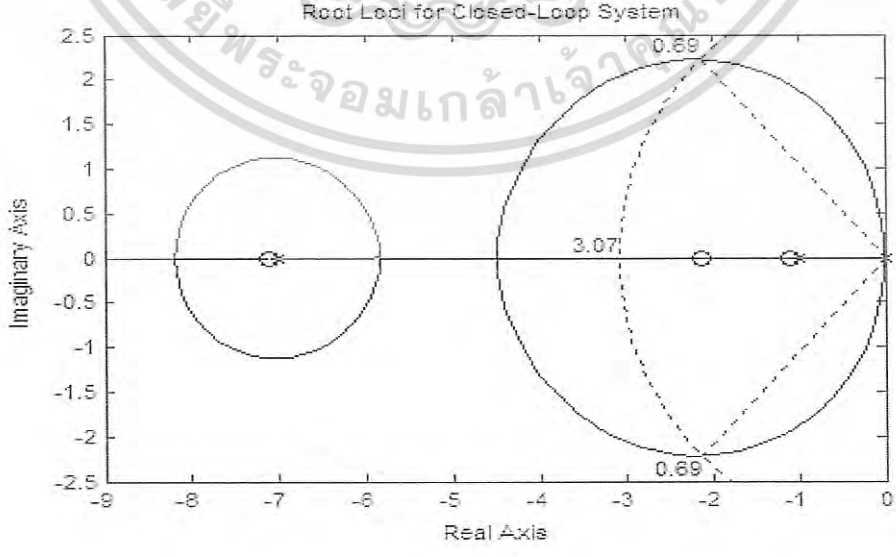
$$\left| K_{pida} \frac{(s_d+1.1)(s_d+2.125)(s_d+7.1)}{s_d^{\,2}(s_d+1)(s_d+7)} \right| = 1$$

ดังนั้นจะได้ $K_{pida} = 4.244$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบ คือ

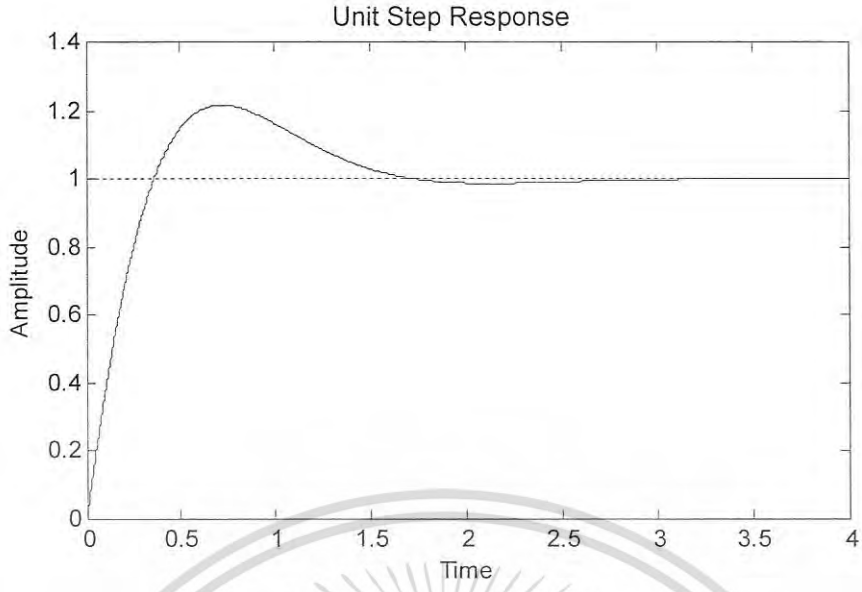
$$G_{PIDA}(s)G_3(s) = 4.244\frac{(s+1.1)(s+2.215)(s+7.1)}{s^2(s+1)(s+7)}$$

ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ออกแบบได้ นำไปจำลองกระบวนการหาผลการตอบสนองของระบบ



รูปที่ 4.8 แสดงทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิด 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

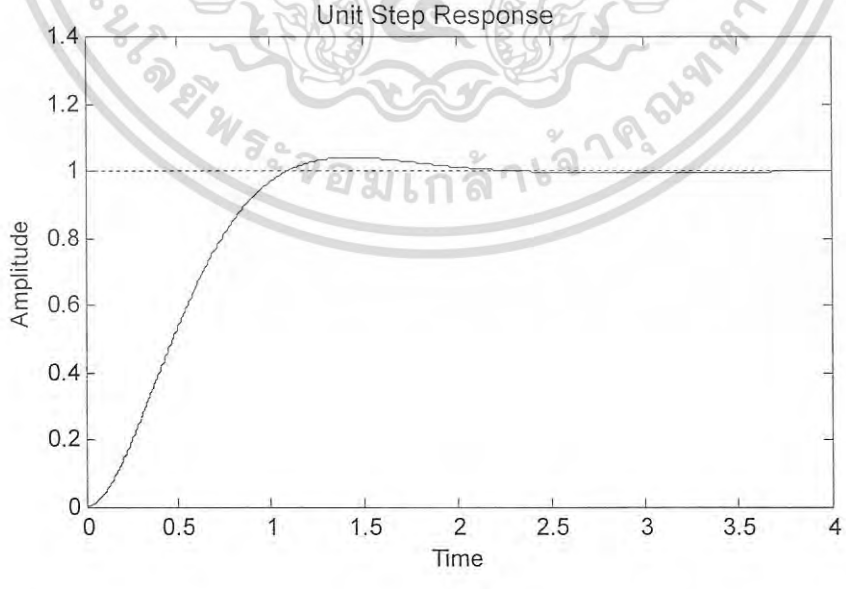


รูปที่ 4.9 แสดงการตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิด 1 เมื่อใช้ตัวควบคุม PIDA

สำหรับค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า สำหรับทำการต่ออนุกรมเข้ากับระบบ คือ

$$G_f(s) = \frac{2.125}{s + 2.125}$$

ผลตอบสนองของระบบหลังจากเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าอนุกรมกับระบบแบบวงปิดได้ผลดังภาพ



รูปที่ 4.10 แสดงการตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ Robust PIDA Cascade Controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.2 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์

ยกตัวอย่างการควบคุมกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์ มีฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการดังนี้

$$G_4(s) = \frac{1}{(s+1)(s+2)(s+4)^2}$$

โดยที่กำหนดเงื่อนไขดังนี้ $P.O. \le 5\%$, $t_s(\pm 2\%) \le 1 \text{ sec.}$ และ $e_{ss}(t) = 0$

จะได้ $\zeta = 0.69$, $\omega_n = 6.1373 \text{ rad/sec}$ และ $s_d = -4.235 \pm j4.442$

เมื่อกระบวนการที่ต้องการควบคุมมีอันดับ 4 จึงใช้ตัวควบคุม PID และตัวควบคุม PD จำนวนสองตัว ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดสำหรับตัวควบคุม คือ

$$K_{(n-2)}(s)G_4(s) = K_{pid}K_{pd}K_{pd}\frac{(s+z_1)(s+z_2)(s+z_{pd_1})(s+z_{pd_2})}{s\cdot(s+1)(s+2)(s+4)^2}$$

ให้ $K = K_{pid}K_{pd}K_{pd}$

เมื่อกำหนดให้ $z_1 = z_2 = 4.5$ และ $z_{pd_1} = 2.5$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบคือ

$$K_{(n-2)}(s)G_4(s) = K\frac{(s+2.5)(s+4.5)^2(s+z_{pd_2})}{s\cdot(s+1)(s+2)(s+4)^2}$$

คำนวณหาผลรวมของมุมที่จุด s_d จากของโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $K_{(n-2)}(s)G_4(s)$ ด้วยวิธีทางกราฟฟิกหรือการคำนวณ จากนั้นทำการคำนวณหามุมของ $\angle(s+z_{pd_2})$ เพื่อนำไปรวมกับผลรวมของมุมทั้งหมด

- หามุมของโพลที่ตำแหน่งต่างๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum\theta_p &= \theta_{p_0} + \theta_{p_1} + \theta_{p_2} + \theta_{p_3} + \theta_{p_4} \\ &= \angle(s_d) + \angle(s_d+1) + \angle(s_d+2) + \angle(s_d+4) + \angle(s_d+4) \\ &= 133.639^\circ + 126.071^\circ + 116.715^\circ + 93.034^\circ + 93.034^\circ = 562.492^\circ\end{aligned}$$

- หามุมของโพลที่ตำแหน่งต่างๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum\theta_z &= \theta_{z_1} + \theta_{z_2} + \theta_{z_{pd_1}} + \theta_{z_{pd_2}} \\ &= \angle(s_d+2.5) + \angle(s_d+4.5) + \angle(s_d+4.5) + \angle(s_d+z_{pd_2}) \\ &= 111.341^\circ + 86.591^\circ + 86.591^\circ + \theta_{z_{pd_2}} = 284.523^\circ + \theta_{z_{pd_2}}\end{aligned}$$

หามุมที่เหลือจากเงื่อนไขของมุมจากทฤษฎีทางเดินของรากจะได้

$$\sum\theta_z - \sum\theta_p = \left(284.523^\circ + \theta_{z_{pd_2}}\right) - \left(562.492^\circ\right)$$

$$-277.969^\circ + \theta_{z_{pd_2}} = \pm 180^\circ(2k+1), \quad k = 0, 1, 2, \ldots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ $\theta_{z_{pd_2}} = 96.969^\circ$

หาตำแหน่งของซีโรที่มุม $\theta_{z_{pd_2}}$ จะได้ตำแหน่งของ $z_{pd_2} = 3.614$

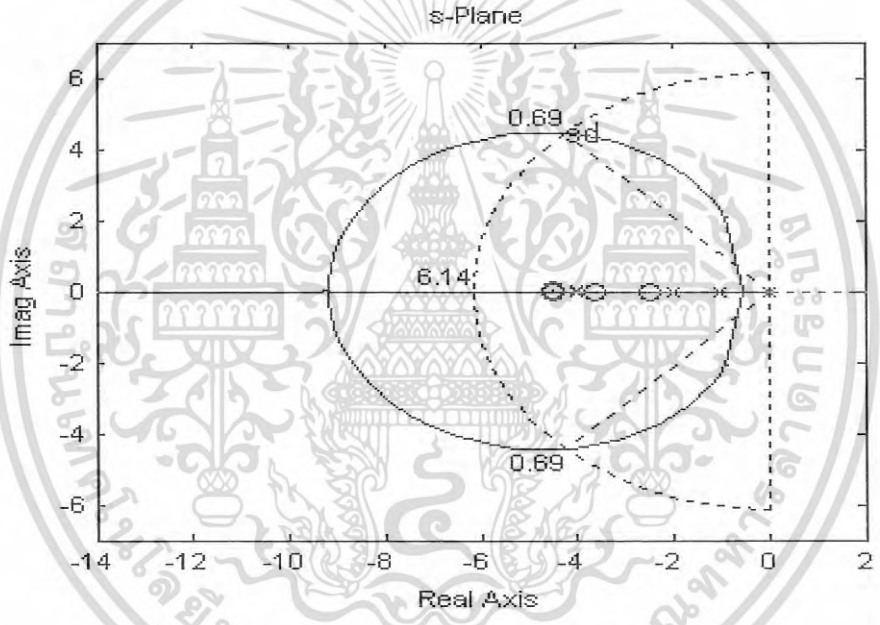
หาอัตราขยาย K ที่จุด s_d

$$\left| K\frac{(s_d+2.5)(s_d+4.5)^2(s_d+3.614)}{s_d(s_d+1)(s_d+2)(s_d+4)^2} \right| = 1$$

ดังนั้น $K = 7.835$

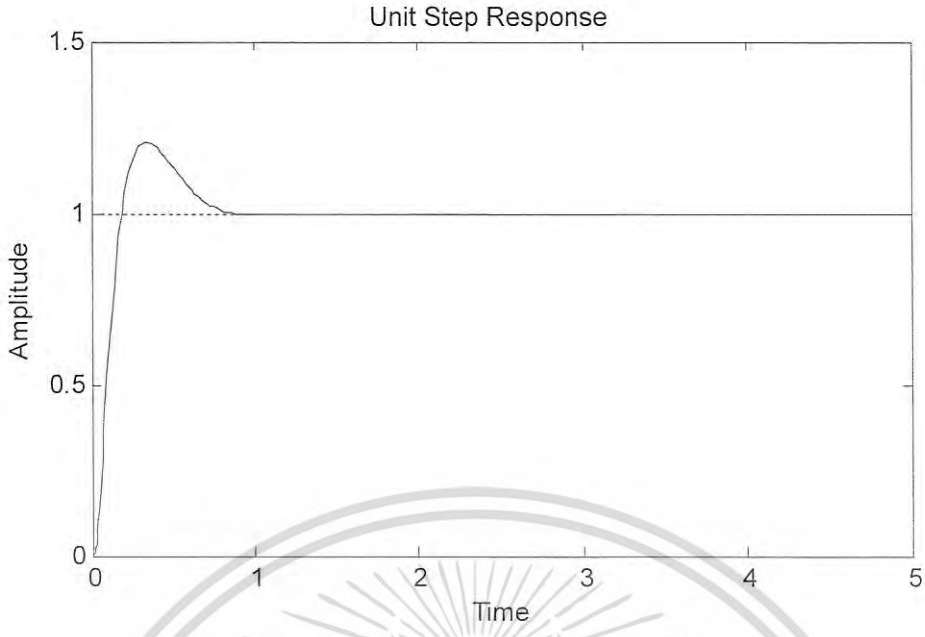
ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบคือ

$$K_{(n-2)}(s)G_n(s) = 7.835\frac{(s+2.5)(s+4.5)^2(s+3.614)}{s\cdot(s+1)(s+2)(s+4)^2}$$



รูปที่ 4.11 เส้นทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสี่ชนิด 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

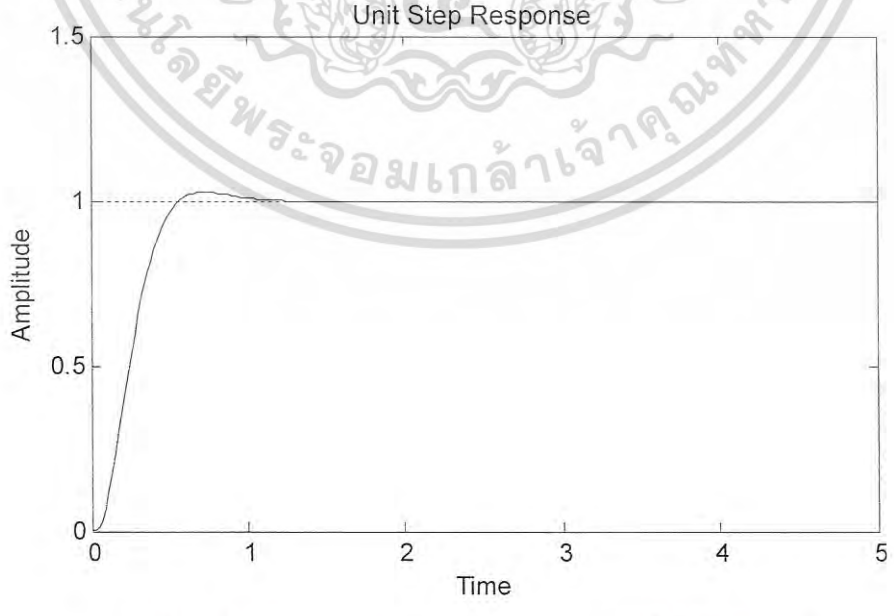


รูปที่ 4.12 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD

สำหรับค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าสำหรับทำการต่ออนุกรมเข้ากับระบบคือ

$$G_f(s) = \frac{3.614}{s + 3.614}$$

ผลตอบสนองของระบบหลังจากเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าอนุกรมกับระบบแบบวงปิดได้ผลดังภาพ



รูปที่ 4.13 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อใช้ตัวควบคุม PID ×(n-2) stage PD แบบคงทน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 การออกแบบตัวควบคุมแบบต่างๆ ในระบบเวลาเต็มหน่วย

การทดลองเปรียบเทียบผลการควบคุมกระบวนการใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD และ PID×(n-2) stage PD แบบคงทนในระบบเวลาเต็มหน่วยมาเปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบ โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB

4.6.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง

กำหนดตัวอย่างกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง มีฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการคือ

$$G_3(s) = \frac{1}{s(s+1)(s+7)}$$

โดยที่กำหนดเงื่อนไขดังนี้ $P.O. \le 5\%$, $t_s(\pm 2\%) \le 2$ sec. และ $e_{ss}(t) = 0$

จะได้ค่า $\zeta = 0.69$, $\omega_n = 3.069$ rad / sec

หาตำแหน่งของ z_d เมื่อกำหนดค่า $T = 1/250$ จะได้

$$z_d = e^{Ts_d} = e^{T(-\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})} = 0.9894 \pm j0.011$$

แปลงกระบวนการให้อยู่ในรูปแบบ z

$$G_3(z) = \frac{\left(10^{-7}\right)(z+3.702)(z+0.2658)}{(z-1)(z-0.972)(z-0.996)}$$

การออกแบบโดยใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบคงทนจะได้

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วยคือ

$$G_{(n-2)}(z) = K_{pid} \cdot K_{pd} \frac{(z-z_1)(z-z_2)(z-z_{pd})}{z^2(z-1)}$$

ให้ $K = K_{pid} \cdot K_{pd}$

เลือกวางตำแหน่งของ z_1 และ z_2 กำหนดตำแหน่ง $z_1 = 0.997$ และ $z_2 = 0.976$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ คือ

$$G_{(n-2)}(z)G_3(z) = \frac{K\left(10^{-7}\right)(z+3.702)(z+0.267)(z-0.997)(z-0.976)(z-z_{pd})}{z^2(z-1)^2(z-0.972)(z-0.996)}$$

คำนวณหาผลรวมของมุมที่จุด z_d จากของโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายวงเปิด

- หามุมของโพลที่ตำแหน่งต่างๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum\theta_p &= \angle(z_d-1) + \angle(z_d-0.996) + \angle(z_d+0.972) + \angle(z_d-0) + \angle(z_d-0) + \angle(z_d-1) \\ &= 133.89^\circ + 116.97^\circ + 24.71^\circ + 0.51^\circ + 0.51^\circ + 133.89^\circ \\ &= 410.48^\circ\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- หามุมของซีโรที่ตำแหน่งต่างๆ ดังนี้

$$\sum\theta_z = \angle(z_d + 3.702) + \angle(z_d + 0.266) + \angle(z_d - 0.976) + \angle(z_d - 0.997) + \theta_{z_{pd}}$$
$$= 0.11^\circ + 0.40^\circ + 121.86^\circ + 29.57^\circ + \theta_{z_{pd}} = 151.94^\circ + \theta_{z_{pd}}$$

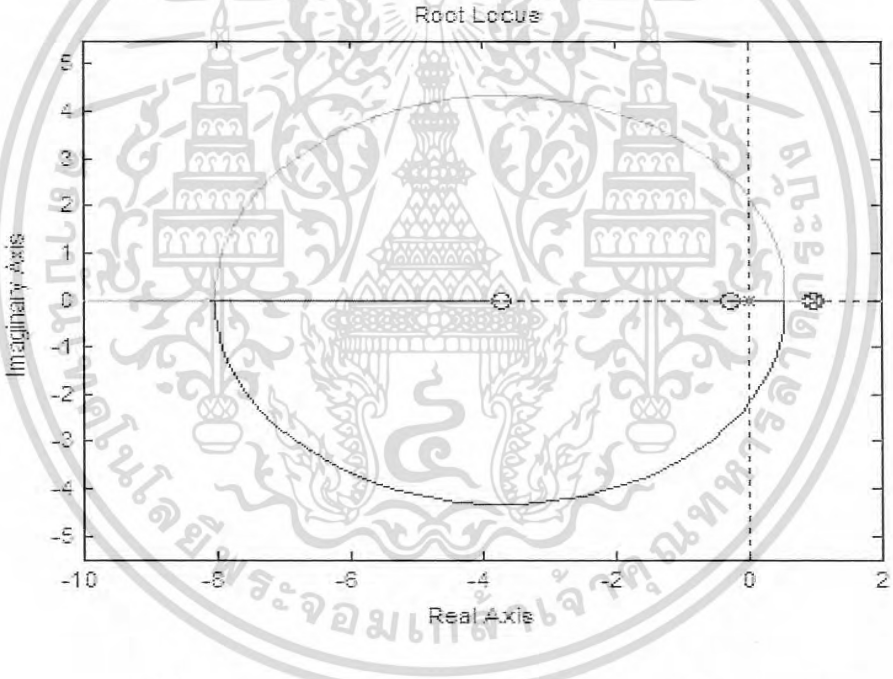
$$\theta_{z_{pd}} = -180 - \left(\sum\theta_z - \sum\theta_p\right) = 258.54^\circ$$

หาตำแหน่งของ z_{pd} จาก $\theta_{z_{pd}}$ จะได้ตำแหน่งของ $z_{pd} = 0.989$

ได้ต่าอัตราการขยาย $K\left(10^{-7}\right) = 3.1\times10^{-3}$

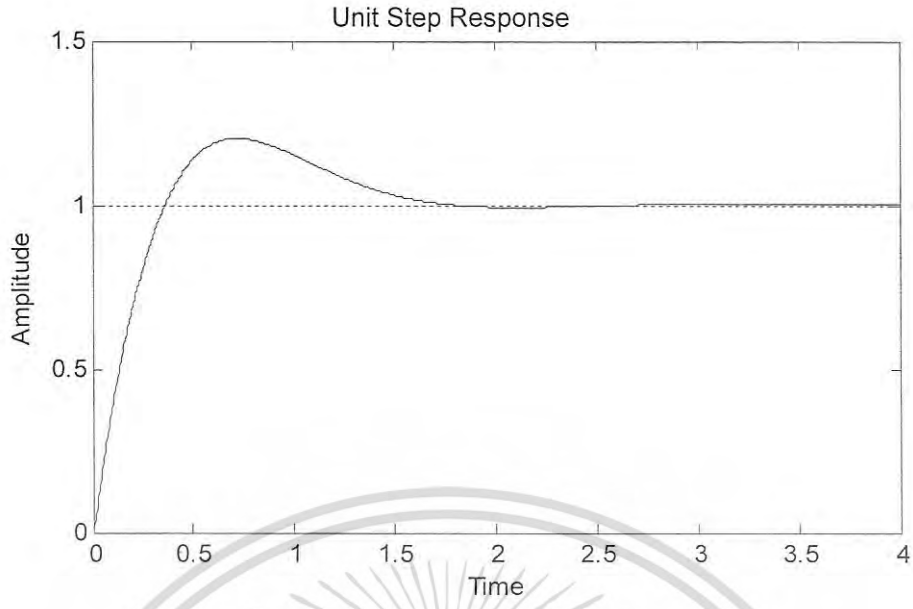
แทนค่าพารามิเตอร์ทุกตัวในสมการ

$$G_{(n-2)}(z)G_3(z) = \frac{3.1\times10^{-3}(z+3.702)(z+0.266)(z-0.997)(z-0.976)(z-0.989)}{z^2(z-1)^2(z-0.996)(z-0.972)}$$



รูปที่ 4.14 แสดงทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิด 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

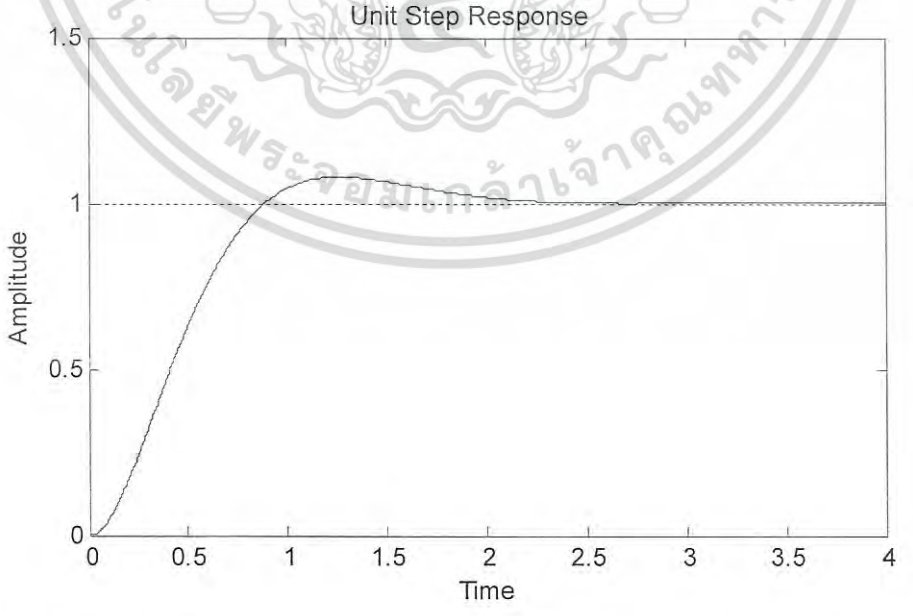


รูปที่ 4.15 ผลการตอบสนองของระบบเมื่อใช้ตัวควบคุม PID × (*n*-2) stage PD ระบบเวลาเต็มหน่วย

สำหรับค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า สำหรับทำการต่ออนุกรมเข้ากับระบบ คือ

$$G_f(z) = \frac{0.0110}{z - 0.9890}.$$

ผลตอบสนองของระบบหลังจากเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าอนุกรมกับระบบแบบวงปิด ได้ผลดังภาพ



รูปที่ 4.16 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อใช้ตัวควบคุม PID×(*n*-2) stage PD ระบบเวลาเต็มหน่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.2 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์

ยกตัวอย่าง กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์ที่เป็นแบบอนาลอก คือ

$$G_4(s)=\frac{1}{(s+1)(s+2)(s+4)^2}$$

เมื่อแปลงกระบวนการให้อยู่ในรูปแบบ z โดยกำหนดค่า $T=1/400\,\text{sec}$

$$G_4(z)=\frac{\left(10^{-10}\right)(z+9.845)(z+0.995)(z+0.101)}{(z-0.998)(z-0.995)(z-0.990)(z-0.990)}$$

โดยที่กำหนดเงื่อนไขดังนี้ $P.O.\le 5\,\%$, $t_S(\pm 2\%)\le 1\,\text{sec.}$ และ $e_{ss}(t)=0$ จะได้ค่าอัตราการหน่วง $\zeta=0.69$ และ $\omega_n=6.137298\,\text{rad/sec}$ จากนั้นทำตามขั้นตอนเพื่อหาค่าดังนี้

ตำแหน่งของ Closed-loop pole: z_d ที่อยู่บน z-Plane มีตำแหน่งดังนี้

$$z_d=e^{Ts_d}=e^{T(-\zeta\omega_n\pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})}=0.996\pm j4.423\times10^{-3}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย คือ

$$G_{(n-2)}(z)=\frac{K(z-z_1)(z-z_2)(z-z_{pd_1})(z-z_{pd2})}{z^3(z-1)}$$

โดยเลือกวางที่ตำแหน่ง $z_{1,2}=0.989$ และ $z_{pd_1}=0.994$

ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดสำหรับตัวควบคุมคือ

$$G_{(n-2)}(z)=\frac{K(z-0.989)(z-0.989)(z-0.994)(z-z_{pd_2})}{z^3(z-1)}$$

คำนวณหาผลรวมของมุมที่จุด z_d จากของโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายวงเปิด จะได้

หามุมของซีโรที่ตำแหน่งต่างๆดังนี้

$$\begin{aligned}\sum\theta_z &= \angle(z_d+9.845)+\angle(z_d+0.995)+\angle(z_d+0.101)+\ldots\\ &\quad \angle(z_d-0.989)+\angle(z_d-0.989)+\angle(z_d-0.994)+\theta_{z_{pd2}}\\ &= 0.06^\circ+0.32^\circ+0.57^\circ+87.88^\circ+87.88^\circ+113.13^\circ+\theta_{z_{pd2}}\end{aligned}$$

$$\sum\theta_z = 289.72^\circ+\theta_{z_{pd2}}$$

หามุมของโพลที่ตำแหน่งต่างๆดังนี้

$$\begin{aligned}\sum\theta_p &= \angle(z_d-0.995)+\angle(z_d-0.998)+\angle(z_d+0.990)+\angle(z_d+0.990)+\ldots\\ &\quad \angle(z_d)+\angle(z_d)+\angle(z_d)+\angle(z_d-1)\\ &= 126.29^\circ+117.03^\circ+93.36^\circ+93.36^\circ+3(0.63^\circ)+133.96^\circ\end{aligned}$$

$$\sum\theta_p = 565.86^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หามุมที่เหลือจากเงื่อนไขของมุม

$$\theta_{Z_{pd_2}} = -180 - (\sum \theta_z - \sum \theta_p)$$

$$\theta_{Z_{pd_2}} = 276.02^\circ$$

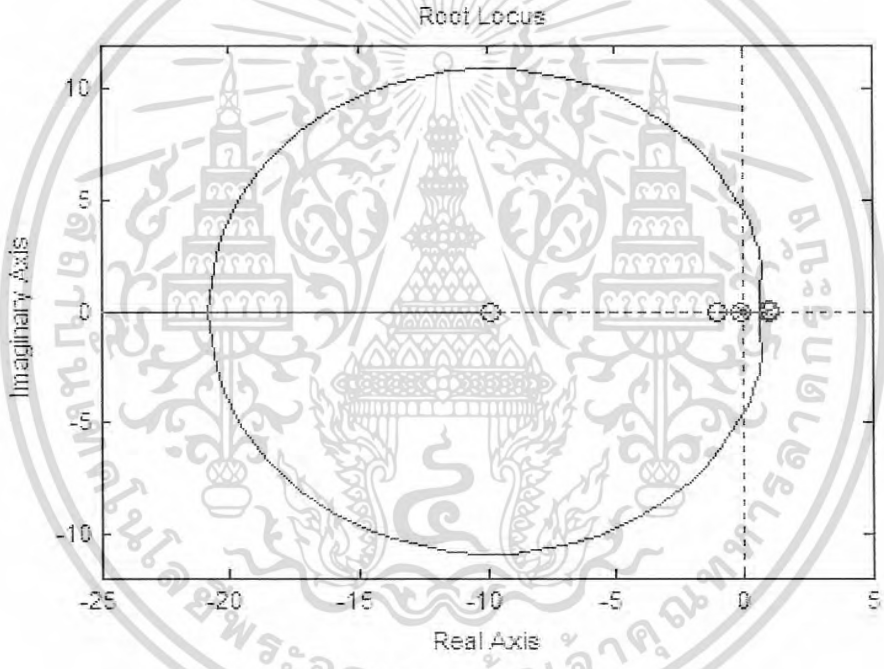
เมื่อทราบมุมของ $\theta_{z_{pd}}$ จะได้ตำแหน่งของ $z_{pd_2} = 0.969$

หาอัตราขยาย K ที่จุด z_d จากเงื่อนไข จะได้อัตราขยาย $K(10^{-10}) = 7.48\times10^{-4}$

แทนค่าพารามิเตอร์ทุกตัวลงในสมการ

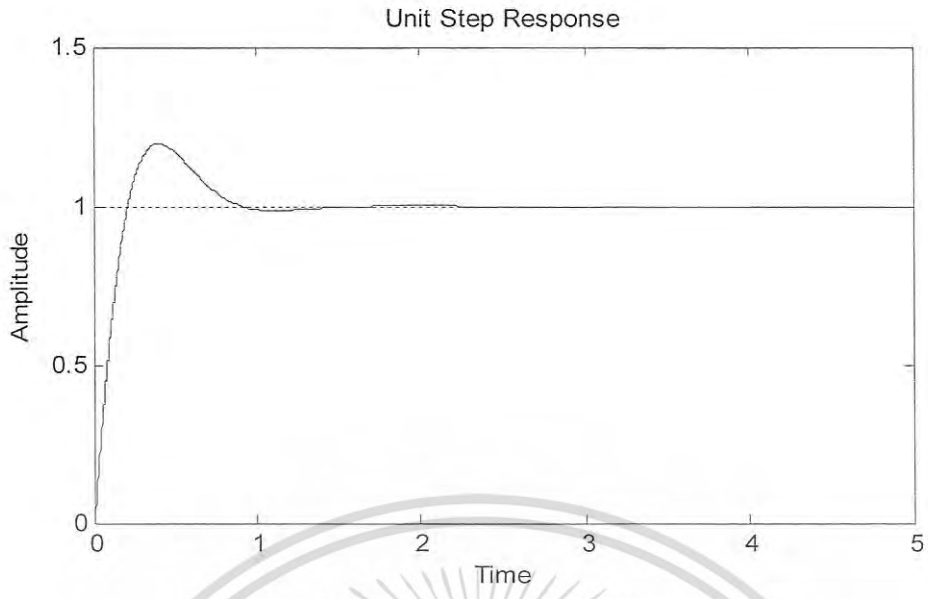
$$G_{(n-2)}(z)G_n(z)$$

$$= \frac{7.48\times10^{-4}(z+9.845)(z+0.995)(z+0.101)(z-0.989)^2(-0.969)(z-0.994)}{z^3(z-1)(z-0.998)(z-0.995)(z-0.990)^2}$$



รูปที่ 4.17 แสดงทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสี่ชนิด 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

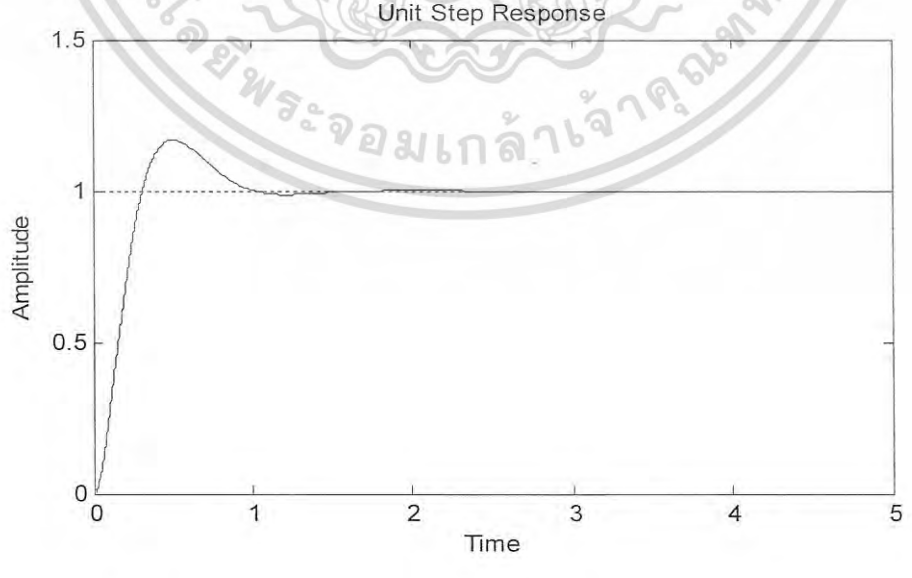


รูปที่ 4.18 ผลการตอบสนองของระบบเมื่อใช้ตัวควบคุม PID × (n-2) stage PD ระบบเวลาเต็มหน่วย

สำหรับค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า สำหรับทำการต่ออนุกรมเข้ากับระบบ คือ

$$G_f(z) = \frac{0.0310}{z - 0.9690}.$$

ผลตอบสนองของระบบหลังจากเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าอนุกรมกับระบบแบบวงปิด ได้ผลดังภาพ



รูปที่ 4.19 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD แบบเต็มหน่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า เมื่อใช้ตัวควบคุม PIDA หรือตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD เมื่อมีการเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าอนุกรมเข้ากับระบบจะได้ผลตอบสนองที่เข้าสู่ข้อกำหนดได้อย่างถูกต้องและมีโอเวอร์ชูทที่ต่ำลง ในส่วนของการเปรียบเทียบผลการจำลองในสภาวะคงทนของระบบจะได้กล่าวในบทต่อไป

4.7 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับ Integral Servo ในระบบเวลาเต็มหน่วย

ในทำนองเดียวกัน เมื่อ $G_c(s)$ = PID×(n-2)/2 stage PDA Controller และ $G_p(s)$ คือปัญหาอินทิกรัลเซอร์โว $G_f(s)$ คือตัวควบคุมไปข้างหน้าแบบอนุกรมตามที่กล่าวมาจะแสดงได้ว่าชุดควบคุมและกระบวนการของวิธีการออกแบบตามตัวอย่างข้อ 4.1-4.6 มีความสอดคล้องกัน และสามารถใช้การวิเคราะห์แบบเดียวกันมาทำการวิเคราะห์ตัวควบคุมเพื่อแก้ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวภายใต้ข้อกำหนดของระบบ ซึ่งแสดงได้ตามหัวข้อถัดไป

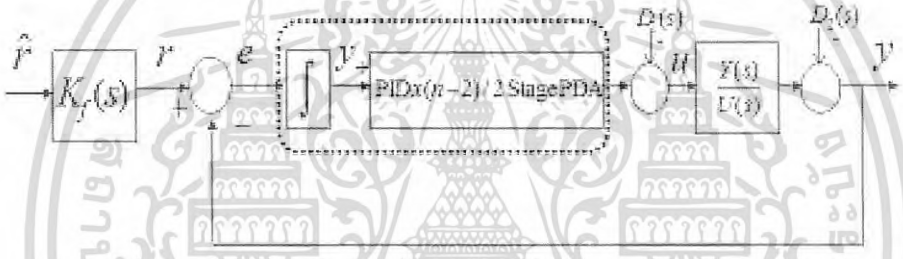
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
การเปรียบเทียบผลการจำลองระบบ

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการทดลองการจำลองการควบคุมกระบวนการด้วยตัวควบคุม PID×(*n*-2)/2 stage PDA สำหรับแก้ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวที่ไม่เสถียรทั้งระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วย พร้อมทั้งทดสอบเงื่อนไขที่แสดงถึงความคงทนของระบบ โดยการจำลองการทำงานการออกแบบระบบดังกล่าวด้วยโปรแกรม MATLAB

การเปรียบเทียบผลการจำลองในการแก้ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โว

ระบบอินทิกรัลเซอร์โวซึ่งเป็นระบบที่ไม่เสถียร ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการทดลองและทดสอบผลการทดลอง โดยการแก้ปัญหาดังกล่าวตามวิธีของกิตติทั้งในส่วนของคาบเวลาต่อเนื่องและคาบเวลาแบบเต็มหน่วย ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 5.1 ตัวควบคุมแบบคงทนของอินทิกรัลเซอร์โวด้วยพีไอดีและครึ่งสเตจพีดีเอ สำหรับระบบที่ไม่เสถียร

ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิดของระบบลูกตุ้มหัวกลับสามารถแสดงได้ดังสมการนี้

$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{-24.1579s}{(s+12.5550)(s+0.4056)(s-13.9709)}$, ฟังก์ชันถ่ายโอนของปัญหาอินทกรัลเซอร์โว

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID และ PIDA หรือ $K_{PID}(s), K_{PDA}(s)$, สามารถแสดงได้ในรูปของระบบคาบเวลาต่อเนื่องดังนี้

$$\left.\begin{aligned} K_{PID}(s) &\equiv K_p\left(1+\frac{1}{T_I s}+T_d s\right) \equiv K_p\frac{(s+z_{pid1})(s+z_{pid2})}{s} \\ &\equiv K_{pid}\frac{(s+z_{pid})^2}{s}, \end{aligned}\right\} \text{ตัวควบคุม PID}$$

$$\left.\begin{aligned} K_{PDA}(s) &\equiv K_{pda}(1++T_{D1}s)(1+T_{D2}s), \\ &\equiv K_{pda}(s+z_{pda1})(s+z_{pda2}), \\ &\equiv K_{pda}(s+z_{pda})^2, \end{aligned}\right\} \text{ตัวควบคุม PDA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_f(s)=\frac{z_c}{s+z_c}. \qquad \text{ตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID และ PIDA หรือ $K_{PID}(s), K_{PDA}(s)$, สามารถแสดงได้ในรูปของระบบคาบเวลาแบบเต็มหน่วยดังนี้

$$\left.\begin{aligned} K_{PID}(z) &= K_P + K_I\left(\frac{z}{z-1}\right)+K_D\left(\frac{z-1}{z}\right), \\ &= \frac{(K_P+K_I+K_D)z^2-(K_P+2K_D)z+K_D}{z(z-1)} \\ &\equiv \frac{K_{pid}(z-z_1)(z-z_2)}{z(z-1)} \equiv \frac{K_{pid}(z-z_{pid})^2}{z(z-1)}, \end{aligned}\right\} \text{ ตัวควบคุม PID แบบเวลาเต็มหน่วย}$$

$$\left.\begin{aligned} K_{PDA}(z) &= \left[\frac{(K_{P1}+K_{D1})z-K_{D1}}{z}\right]\left[\frac{(K_{P2}+K_{D2})z-K_{D2}}{z}\right] \\ &\equiv \frac{K_{pda}(z-z_{PD1})(z-z_{PD2})}{z^2}, \end{aligned}\right\} \text{ ตัวควบคุม PDA แบบเวลาเต็มหน่วย}$$

$$K_{(n-2)/2}(z)=\frac{K_{pid}(z-z_1)(z-z_2)}{z(z-1)}\times\frac{K_{pd}(z-z_{pd})}{z}. \qquad \text{ตัวควบคุม PIDx}(n\text{-}2)/2 \text{ Stage PDA แบบเวลาเต็มหน่วย}$$

$$K_f(z)=\frac{1-e^{-z_cT}}{z-e^{-z_cT}}, \qquad \text{ตัวควบคุมไปข้างหน้าแบบเต็มหน่วย}$$

จากสมการระบบควบคุมแบบเต็มหน่วยดังกล่าวเมื่อดำเนินการออกแบบระบบควบคุมเพื่อแก้ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวจึงมีการใช้วิธีการแบบเดียวกันในการทำ Discretization ของปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวด้วยค่าเวลาการสุ่ม 1/500 Sec.จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดแบบเต็มหน่วยของปัญหาดังกล่าวดังนี้

$$\left.\begin{aligned} K(z)G(z) &= \left[\frac{K_{(n-2)/2}(z-z_{pid1})(z-z_{pid2})(z-z_c)}{z^2(z-1)}\times\right. \\ &\left.\frac{(10^{-4})(z+1.0007)(z-1.0000)}{(z-1.0283)(z-0.9992)(z-0.9752)}\right], \end{aligned}\right\} \text{ ฟังก์ชันถ่ายโอนของอินทิกรัลเซอร์โวแบบเต็มหน่วย}$$

5.1 กระบวนการอินทิกรัลเซอร์โวในระบบเวลาต่อเนื่อง

ข้อกำหนดของการตอบสนองของระบบแสดงได้ดังนี้

- Percent Overshoot $\left(P.O.=e^{-\left(\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}\right)}\times 100\% \right)\le 5\%$
- Settling Time $\left(t_s=\frac{-\ln\left(0.02\sqrt{1-\zeta^2}\right)}{\zeta\omega_n}\right)\le 1, 0.5, 0.25, 0.125$ sec. (±2% criterion),

ตามวิธีการของกิตติจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิดดังนี้

$$K(s)G(s)=\frac{\overbrace{K_{s_d}}^{=?}\overbrace{(s+z_{pid_1})(s+z_{pid_2})}^{\text{Presettable}}\overbrace{(s+z_c)}^{=?}\cdot 24.1579s}{s\cdot s\cdot(s+12.5550)(s+0.4056)(s-13.9709)},$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $z_{pid_1} = 13.5550$ และ $z_{pid_2} = 1.4056$

และฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าแสดงได้ดังนี้

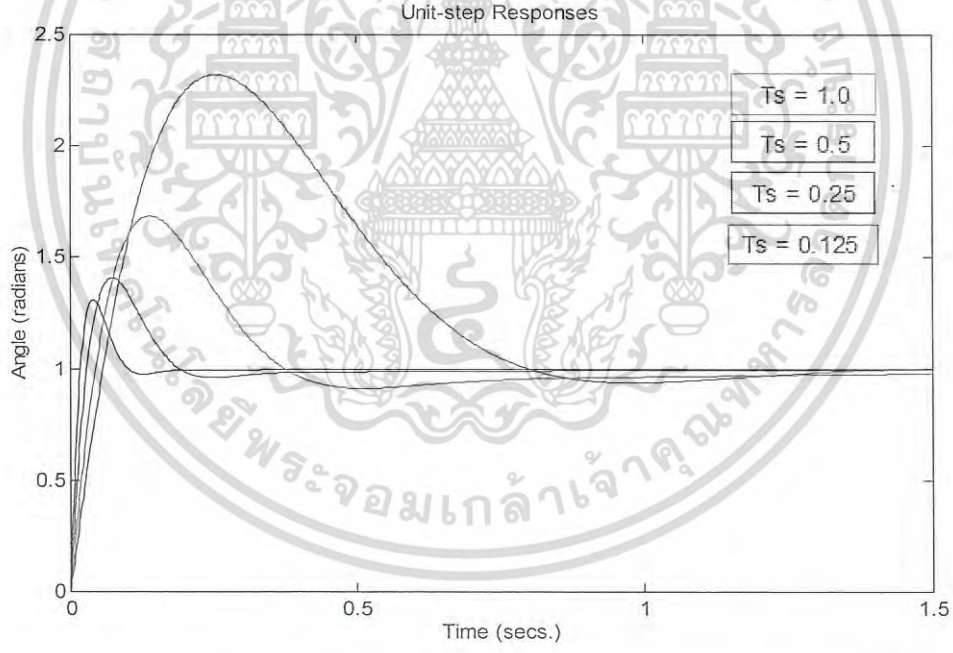
$$K_f(s) = \frac{z_c}{s + z_c},$$

จากการนำวิธีการดังกล่าวในการออกแบบ และทดสอบด้วยข้อมูลข้อกำหนดของระบบต่างๆ สามารถแสดงได้ดังตารางต่อไปนี้

ตาราง 5.1 แสดงข้อมูลที่ได้จากการออกแบบระบบควบคุม

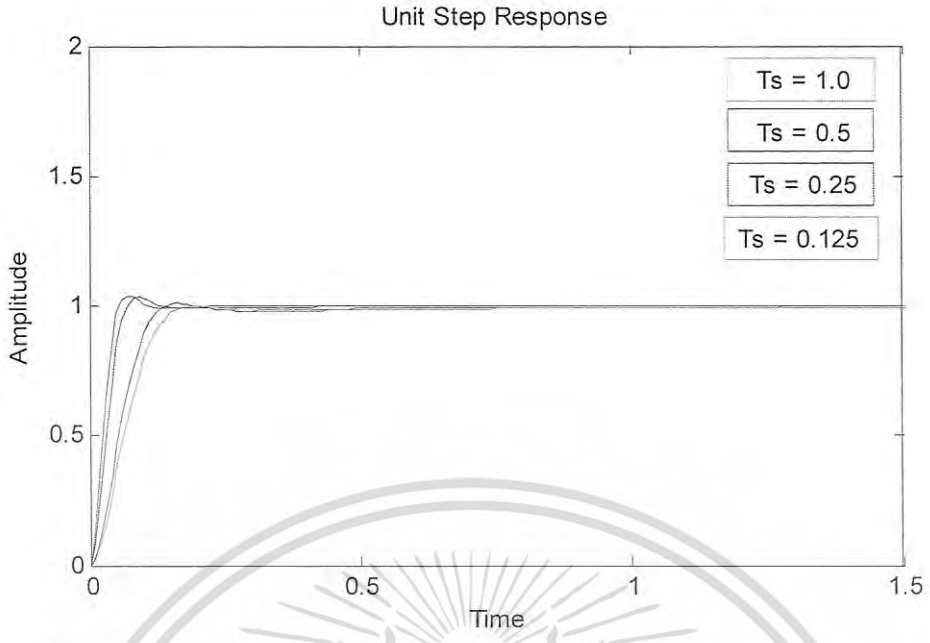
t_s (sec)	s_d	z_c	K_{s_d}
1	$-4.235 \pm j4.442$	0.4	0.825
0.5	$-8.471 \pm j8.883$	3.159	1.196
0.25	$-16.942 \pm j17.766$	10.961	2.011
0.125	$-33.883 \pm j35.533$	28.185	3.456

ผลการทดสอบระบบแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของกระบวนการระบบเวลาแบบต่อเนื่องที่ข้อกำหนดของระบบที่ต้องการต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของกระบวนการระบบเวลาแบบต่อเนื่องที่ข้อกำหนดของระบบที่ต้องการต่างๆ เมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า

5.2 กระบวนการอินทิกรัลเซอร์โวในระบบเวลาเต็มหน่วย

ข้อกำหนดของการตอบสนองของระบบแสดงได้ดังนี้

$$\text{- Percent Overshoot} \left(P.O. = e^{-\left(\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}\right)} \times 100\% \right) \le 5\%$$

$$\text{- Settling Time} \left(t_s = \frac{-\ln\left(0.02\sqrt{1-\zeta^2}\right)}{\zeta\omega_n} \right) \le 1,\ 0.5,\ 0.25,\ 0.125 \text{ sec. } (\pm 2\% \text{ criterion}),$$

ตามวิธีการของกิตติจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิดดังนี้

$$K(s)G(s) = \frac{\overbrace{K_{s_d}}^{=?}\ \overbrace{(s+z_{pid_1})(s+z_{pid_2})}^{\text{Presettable}}\ \overbrace{(s+z_c)}^{=?} \cdot 24.1579s}{s \cdot s \cdot (s+12.5550)(s+0.4056)(s-13.9709)},$$

จากการนำวิธีการดังกล่าวในการออกแบบ และทดสอบด้วยข้อมูลข้อกำหนดต่างๆสามารถแสดงได้ดังตารางต่อไปนี้

ตาราง 5.2 แสดงข้อมูลที่ได้จากการออกแบบระบบควบคุม

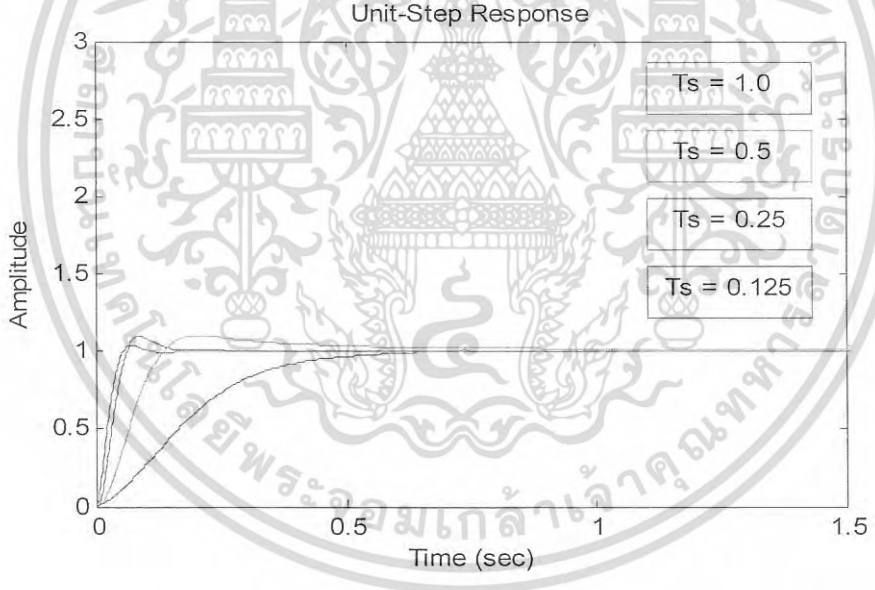
$t_s(\text{sec})$	z_{pid1}	z_{pid2}	z_c	K_{s_d}
1	0.9800	0.9052	0.9940	0.3547
0.5	0.9925	0.9672	0.9060	0.2914
0.25	0.9892	0.9652	-2.758	0.1081
0.125	0.9800	0.9480	-5.314	0.1129

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบควบคุมแบบไปข้างหน้าที่เงื่อนไขข้อกำหนดระบบต่างๆ

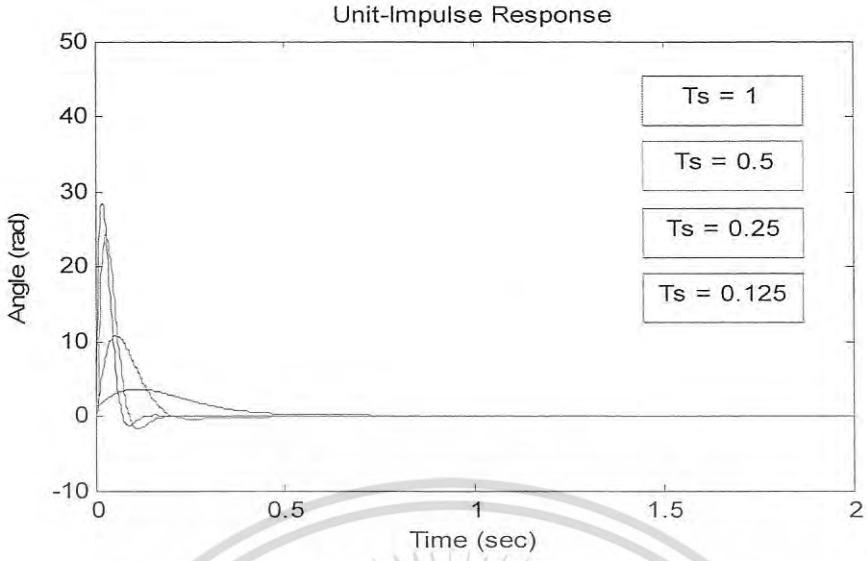
ตาราง 5.3 แสดงข้อมูลตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าที่ได้จากการออกแบบระบบควบคุม

t_s (sec.)	%PO	$K_f(z)$
1	5.0	$\frac{0.7990\times10^{-3}}{z-0.9992}$
0.5	5.0	$\frac{0.0063\times10^{-3}}{z-0.9937}$
0.25	5.0	$\frac{0.0217\times10^{-3}}{z-0.9783}$
0.125	5.0	$\frac{0.0548\times10^{-3}}{z-0.9452}$

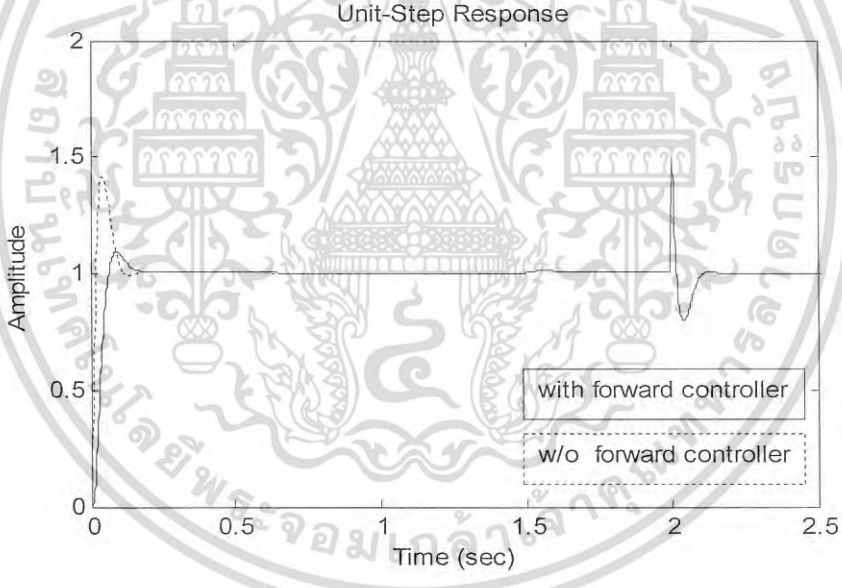


รูปที่ 5.4 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของกระบวนการระบบเวลาแบบเต็มหน่วยที่ข้อกำหนดของระบบที่ต้องการต่างๆ เมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองด้วยอินพุทแบบอิมพัลซ์ของกระบวนการระบบเวลาแบบเต็มหน่วยที่ข้อกำหนดของระบบที่ต้องการต่างๆ เมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า



รูปที่ 5.6 กราฟแสดงผลตอบสนองเปรียบเทียบก่อน-หลังเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า

จากรูปที่ 5.6 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของกระบวนการระบบเวลาแบบเต็มหน่วยที่ข้อกำหนดของระบบที่ต้องการต่างๆ เมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าที่ตอบสนองต่อการรบกวนของระบบ

จากข้อมูลดังกล่าวจะเห็นได้ว่าการตอบสนองของระบบต่อการรบกวนระบบเมื่อมีการเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าทั้งระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วยจะไม่แตกต่างกัน แต่อย่างไรก็ตามผลของตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าที่เพิ่มเข้าไปนี้จะส่งผลให้ค่าพุ่งเกินของระบบมีค่าต่ำลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุป

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์ในการศึกษาและออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยโดยได้นำเสนอเทคนิคการออกแบบระบบควบคุมสำหรับ 2 DOF โดยใช้ PID x (n-2)/2 Stage PDA แก้ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวสำหรับระบบลูกตุ้มหัวกลับที่ไม่เสถียร ทั้งระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วย ซึ่งจุดมุ่งหมายเพื่อให้ดีทั้งผลตอบสนองชั่วขณะและผลตอบสนองที่สภาวะคงที่ โดยใช้ เทคนิคทางเดินของรากมาวิเคราะห์ โดยระบบนี้จะใช้ทดแทนระบบพีไอดีแบบดั้งเดิมบนระบบอันดับสูงขึ้น และระบบนี้จะถูกประมาณค่าไว้ที่ความมีเสถียรภาพและความคงทนที่ระบบอันดับสอง ด้วยเทคนิคนี้จะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพของการควบคุมระบบที่ดี ยิ่งไปกว่านั้นระบบนี้ถูกออกแบบให้สามารถใช้กับระบบที่มีค่า Dead Time ต่ำๆ และ อัตราขยายของระบบควบคุมนี้จะถูกปรับให้มีผลตอบสนองที่รวดเร็วขึ้นพร้อมกับไม่ทำให้เกิดค่าพุ่งเกินขึ้น และมีคุณสมบัติความคงทนของระบบซึ่งสามารถแสดงได้ในตัวอย่างในงานวิจัยนี้ด้วยตัวอย่างเชิงเลข

จากผลการทดสอบการแก้ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวสำหรับระบบลูกตุ้มหัวกลับที่ไม่เสถียรด้วยการทำงานของตัวควบคุม PID×(n-2)/2 stage PDA แบบคงทนทั้งระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วยเปรียบเทียบกับตัวควบคุมในแบบต่างๆ เช่น ตัวควบคุมแบบ PID ธรรมดาและตัวควบคุมแบบ PID × (n-2)/2 stage PDA ด้วยการจำลองในโปรแกรม MATLAB พบว่า เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PIDA สามารถควบคุมกระบวนการดังกล่าวได้เป็นอย่างดี เช่นเดียวกันเมื่อพิจารณาใช้ตัวควบคุม PID×(n-2)/2 stage PDA ทั้งระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วยตัวควบคุมนี้สามารถควบคุมกระบวนการดังกล่าวให้มีเสถียรภาพและเมื่อเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุม ระบบก็มีผลการตอบสนองที่ดีขึ้น แต่อย่างไรก็ตามในการเพิ่มค่าอัตราขยายเข้ากับระบบเป็นเรื่องที่ควรพิจารณาเนื่องจากในการออกแบบระบบควบคุมอาจมีขีดจำกัดในการเพิ่มหรือลดอัตราขยาย และเมื่อทำการออกแบบตัวควบคุมแบบ PID×(n-2)/2 stage PDA แบบคงทนทั้งระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วย โดยการเพิ่มการอนุกรมตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าเข้ากับระบบดังกล่าว ทำให้สามารถควบคุมระบบอินทิกรัลเซอร์โวสำหรับระบบลูกตุ้มหัวกลับที่ไม่เสถียรให้เป็นไปตามเงื่อนไขทุกประการพร้อมทั้งมีค่าพุ่งเกินที่ต่ำลง และระบบยังคงมีคุณสมบัติความคงทนด้วย

ผลการจำลองเปรียบเทียบการแก้ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวที่ไม่เสถียรด้วยตัวควบคุม PID×(n-2)/2 stage PDA ในระบบเวลาต่อเนื่องกับระบบเวลาเต็มหน่วย ผลการควบคุมกระบวนการทั้งสองให้การตอบสนองที่คล้ายกัน แต่ตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยอาจมีค่าพุ่งเกินน้อยกว่าตัวควบคุมที่อยู่ในระบบเวลาต่อเนื่อง และกรณีเกิดการรบกวนกระบวนการขึ้นทางด้านเอาท์พุท จะทำให้เกิดผลกระทบขึ้นใกล้เคียงกันทั้งในระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วย อย่างไรก็ตามผลกระทบจากการรบกวนด้านกระบวนการผลกระทบที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากระบบเวลาเต็มหน่วยจะมีค่ามากกว่าระบบเวลาต่อเนื่องมากกว่าเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

การแก้ปัญหาอินทิกรัลเซอร์โวสำหรับระบบลูกตุ้มหัวกลับที่ไม่เสถียรด้วยการออกแบบตัวควบคุม PID×(n-2)/2 stage PDA แบบคงทนทั้งระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วย ด้วยวิธีของกิตติซึ่งเป็นการออกแบบตัวควบคุมใช้วิธีทางเดินราก ซึ่งจะต้องกำหนดเลือกวางตำแหน่งซีโรของตัวควบคุมที่เหมาะสมถึงสามารถลดผลกระทบของโพลที่มีต่อระบบได้ และสำหรับระบบเวลาเต็มหน่วยการเลือกคาบการสุ่มสัญญาณมีความสำคัญในการออกแบบ เนื่องจากถ้าใช้คาบการสุ่มน้อยก็จะได้สัญญาณสุ่มที่มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณชนิดต่อเนื่องเดิมมาก แต่จะได้สัญญาณสุ่มเป็นจำนวนมาก แต่ถ้าหากค่าคาบเวลาการสุ่มมีค่ามากเกินไปจะเป็นการลดสัญญาณการสุ่มสัญญาณจะแตกต่างจากสัญญาณต่อเนื่องเดิมมาก และถึงแม้การเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าอนุกรมเข้ากับระบบแบบ PID×(n-2)/2 stage PDA จะทำให้ได้ผลตอบสนองที่ดีกว่าก็ตาม เมื่อทำการออกแบบโดยใช้ทั้งตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าผสมผสานกับการเพิ่มอัตราขยายเข้ากับระบบก็จะยิ่งให้ผลตอบสนองที่ดีขึ้น

วิทยานิพนธ์นี้เป็นเพียงการทดลองการจำลองผ่านคอมพิวเตอร์และนำเสนอแนวทางการออกแบบเท่านั้น การพัฒนาแนวทางการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวสามารถทำได้โดยการนำแนวทางดังกล่าวนี้ไปประยุกต์ใช้ในห้องทดลอง นำไปใช้ในกระบวนการจริง หรือนำไปประยุกต์ใช้กับแนวทางการออกแบบแบบอื่นๆ เพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] J. G. Ziegler and N.B. Nichols,"**Optimum setting for Automatic Controller**", Transaction of the A.S.M.E., vol. 64, pp. 759-768, Nov. 1942.

[2] G.H. Cohen and G.A. Coon, "**Theoretical consideration of Retarded Control**", Transactions of the A.S.M.E., Vol.75, pp. 827-834, 1964.

[3] P.Harriott,"Process Control," McGraw-Hill,1964.

[4] รศ.กิตติ ตีรเศรษฐ, **การวิเคราะห์ระบบควบคุมเชิงเส้น เล่มที่ 2**,หน้า 279-284

[5] S. Jung and R.C. Dorf, "**Analytic PIDA Controller Design Technique for A Third Order System**", 35th IEEE Conference on Decision and Control Proceedings, Kobe Japan, pp. 2513- 2517, Dec.1996.

[6] P.N. Paraskevopoulo, "**On the Design of PID Output Feedback Controllers for Linear Multivariable Systems**", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI 27, pp. 16-18, Feb. 1980.

[7] R.C. Dorf and D.R. Miller, "**A Method for Enhanced PID Controller Design**", Journal of Robotics and Automation, Vol. 6, pp. 41-47, 1991.

[8] T. Trisuwannawat, K. Tirasesth, J. Ngamwiwit and M Iida., "**PID × (*n*-2) stage PD cascade controller for SISO systems**", SICE'98 Proceeding of the 37th SICE Annual Conference, International session Papers, pp. 965-968, 1998.
PID × (n-2) stage PD แบบคงทนController

[9] Emami, T.; Watkins, J.M.; O'Brien, R.T., "**A Unified Procedure for Continuous-Time and Discrete-time Root-Locus and Bode Design**", Proceedings of the American Control Conference. pp 2509 – 2514, July 2007.

[10] Herjolfsson, G. Hauksdottir, A.S., "**Direct computation of optimal discrete-time PID controllers**", American Control Conference, pp.46 – 51, 2004.

[11] Hao Xu Datta, A. Bhattacharyya, S.P., "**Plant-robust and controller-robust discrete-time PID design**", American Control Conference,. Proceedings of the 2002, pp. 3529 – 353, 2002.

[12] P. Pannil, S. Kanchanasomranvong, P. Ukakimaparn, T. Trisuwannawat, and K. Tirasesth.," **Discrete PID × (*n*-2) stage PD cascade controller for SISO systems**", **SICE Annual Conference** 2008, Tokyo, Japan, pp. 1784-1787.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[13] Pittaya Pannil, Prachaya Achariyapagon and Thanit Trisuwannawat.,"**Discrete PID x (n-2) stage PD แบบคงทนcontroller",** International Conference on Control, Automation and Systems 2010, Kintex, Gyeonggi-do, Korea, pp. 2181-2184.

[14] รศ.สุเธียร เกียรติสุนทร, **พื้นฐานวิศวกรรมระบบควบคุมในกระบวนการอุตสาหกรรม เล่ม 3**, หน้า 85-106 ปี 2539.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

Pittaya Pannil, Prachaya Achariyapagon and Thanit Trisuwannawat.,"**Discrete Time Robust Integral Servo with PID × (*n*-2) stage PDA For Unstable Systems**", International Conference on Control, Automation and Systems 2012, Jeju Island, Korea, pp. 1601-1604.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย ปรัชญา อัจฉริยะภากร
วัน-เดือน-ปีเกิด	วันที่ 27 เมษายน 2526
ที่อยู่	กรุงเทพมหานคร
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2547 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้