ตัวควบคุม Posicast PIDx(n – 2) Stage PD Cascade แบบเวลาไม่ต่อเนื่อง สำหรับระบบที่ไม่เสถียร

DISCRETE TIME POSICAST PIDx(n – 2) STAGE PD CASCADE CONTROLLERS FOR UNSTABLE SYSTEM

กิตติภัทร พูลเอม
KITTIPAT POOL-EM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอัตโนมัติ
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-M-257-121

ตัวควบคุม Posicast PIDx$(n-2)$ Stage PD Cascade แบบเวลาไม่ต่อเนื่อง สำหรับระบบที่ไม่เสถียร

DISCRETE TIME POSICAST PIDx$(n-2)$ STAGE PD CASCADE CONTROLLERS FOR UNSTABLE SYSTEM

กิตติภัทร พูลเอม

KITTIPAT POOL-EM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอัตโนมัติ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-M-257-121

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DISCRETE TIME POSICAST PIDx$(n-2)$ STAGE PD CASCADE CONTROLLERS FOR UNSTABLE SYSTEM

KITTIPAT POOL-EM

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN AUTOMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2018

KMITL-2018-EN-M-257-121

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2018
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT’S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ตัวควบคุม Posicast PIDx*(n-2)* Stage PD Cascade แบบเวลาไม่ต่อเนื่องสำหรับระบบที่ไม่เสถียร

Thesis Title Discrete Time Posicast PIDx*(n-2)* Stage PD Cascade Controllers for Unstable System

นักศึกษา นายกิตติภัทร พูลเอม

รหัสประจำตัว 56601316

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมอัตโนมัติ

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.พิทยา ปานนิล

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-M-257-121

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ธนิตย์	ตรีสุวรรณวัฒน์	
รศ.ดร.อัมพวัน	จุลเสรีวงศ์	
รศ.ดร.ไสว	พงศ์สวัสดิ์	
รศ.ประภาษ	อุคคกิมาพันธุ์	
รศ.ดร.พิทยา	ปานนิล	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันพุธที่ 11 กรกฎาคม พ.ศ. 2561 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ ห้อง HM-303 อาคารเฉลิมพระเกียรติ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)
คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์
วันที่ 11 กรกฎาคม พ.ศ. 2561

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวควบคุม Posicast PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade แบบเวลาไม่ต่อเนื่องสำหรับระบบที่ไม่เสถียร
นักศึกษา	นายกิตติภัทร พูลเอม
รหัสประจำตัว	56601316
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอัตโนมัติ
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.พิทยา ปานนิล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ มีจุดมุ่งหมายเพื่อนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องสำหรับระบบที่ไม่เสถียร เพื่อนำไปใช้ตามโครงสร้างของระบบควบคุมแบบ 2-DOF ที่เชื่อมต่อกับฟังก์ชันของ Posicast เพื่อคงเสถียรภาพของพลานต์อันดับสามหรือสูงกว่า โดยเริ่มจากการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง ซึ่งประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบ Proportional-Integral-Derivative (PID)x$(n-2)$ Stage Cascade กับตัวควบคุมแบบ Proportional-Derivative (PD) และตัวควบคุมไปข้างหน้า ออกแบบตัวควบคุมโดยใช้วิธีการของ Kitti’s Method โดยฟังก์ชันของ Posicast ถูกใช้เพื่อขจัดค่าพุ่งเกินของผลตอบสนองของระบบ จากการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาต่อเนื่องในโดเมน s นำไปสู่การออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องในโดเมน z ถูกคำนวณโดยใช้การแปลงเชิงเส้นคู่ ระบบการลอยตัวแบบแม่เหล็กถูกใช้เป็นตัวอย่างกรณีศึกษาของพลานต์ที่ไม่เสถียรที่ต้องควบคุม เมื่อเปรียบเทียบระบบแบบเวลาไม่ต่อเนื่องกับระบบแบบเวลาต่อเนื่อง ประสิทธิภาพของระบบเป็นที่น่าพอใจ และผลตอบสนองของระบบแบบเวลาไม่ต่อเนื่องกับระบบแบบเวลาต่อเนื่องสอดคล้องกัน สามารถได้รับการยืนยันโดยใช้โปรแกรม MATLAB จำลองผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Discrete Time Posicast PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade Controllers for Unstable System
Student	Mr.Kittipat Pool-em
Student ID.	56601316
Degree	Master of Engineering
Program	Automation Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Pittaya Pannil

ABSTRACT

This thesis aims to present a discrete-time controller design for a Two-Degree-of-Freedom (2-DOF) control system connected with Posicast function to stabilize an unstable third-order or higher-order plant. The continuous-time controllers used in the 2-DOF control system, the Proportional-Integral-Derivative (PID)$\times(n-2)$ stage Proportional-Derivative (PD) cascade controllers and the forward controller, are designed by using the Kitti's Method. The Posicast function is used to eliminate an overshoot in step response. Based on the continuous-time controllers designed in the s-domain, the discrete-time controllers with closed-form expression in the z-domain are then calculated by using the bilinear transformation. The magnetic levitation system is employed as an illustrative case study of the unstable plant to be controlled. By comparing the discrete-time system with the continuous-time system, the effectiveness of the proposed discrete-time controller design is verified by MATLAB simulation results.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.พิทยา ปานนิล ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.ธนิตย์ ตรีสุวรรณวัฒน์ และ รศ.ประภาษ อุคคกิมาพันธุ์ ที่คอยให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางการศึกษาทฤษฎี และหลักการต่างๆ

ขอขอบคุณ รศ.ดร.อัมพวัน จุลเสรีวงศ์ ที่ให้ความกรุณาในการแนะนำปรับปรุง โครงร่างวิทยานิพนธ์ และบทความทางวิชาการ ตลอดจนข้อชี้แนะ จนในที่สุดทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณ บริษัท สมาร์ทเดฟโซลูชั่น จำกัด และบริษัท เอ็นไลท์เท็นเทคโนโลยี จำกัด ที่ให้การสนับสนุนและประสบการณ์ที่ดีในทางสายวิชาชีพวิศวกรรมอัตโนมัตินี้ ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้อง ๆ ในบริษัท และในชั้นเรียน

สุดท้ายต้องขอขอบพระคุณบิดา และมารดา ของข้าพเจ้า คือ นายพงษ์ศักดิ์ และนางพนมพร พูลเอม และคนในครอบครัว ที่เป็นกำลังใจ ให้ความรัก ความอบอุ่น และสนับสนุนทุกอย่างด้วยดีที่สุดตลอดมา

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์นี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

กิตติภัทร พูลเอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ........ II
กิตติกรรมประกาศ........ III
สารบัญ........ IV
สารบัญตาราง........ VI
สารบัญรูป........ VII
บทที่ 1 บทนำ........ 1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา........ 1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา........ 2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา........ 2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย........ 3
1.5 ขอบเขตการวิจัย........ 3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา........ 3

บทที่ 2 หลักการ ทฤษฎีและการออกแบบตัวควบคุม........ 5
2.1 กล่าวนำ 5
2.2 หลักการของตัวควบคุม PID และข้อจำกัด........ 5
2.2.1 การควบคุมแบบ PID........ 5
2.2.2 ข้อจำกัดของตัวควบคุม PID ในระบบอันดับที่มากกว่าสอง........ 8
2.3 หลักการของตัวควบคุม PIDA........ 12
2.4 หลักการพื้นฐานของตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade........ 12
2.5 หลักการออกแบบของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ........ 14
2.6 แนวคิดและหลักการของ Posicast PID........ 16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.6.1 แนวคิดของ Posicast 16

2.6.2 หลักการของ Posicast PID........ 18

บทที่ 3 ระบบที่ไม่เสถียร และการออกแบบตัวควบคุม........ 23

3.1 กล่าวนำ 23

3.2 ระบบควบคุมการลอยตัวแบบแม่เหล็กที่เป็นระบบอันดับสาม........ 24

3.3 การออกแบบตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD สำหรับระบบที่ไม่เสถียร........ 27

3.3.1 การออกแบบตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD สำหรับระบบที่ไม่เสถียร แบบเวลาต่อเนื่อง........ 27

3.3.2 การออกแบบตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD สำหรับระบบที่ไม่เสถียร แบบเวลาไม่ต่อเนื่องด้วยวิธีเชิงเส้นคู่........ 31

3.4 ฟังก์ชัน Posicast ของระบบ........ 41

บทที่ 4 ผลการจำลองและการวิเคราะห์........ 43

4.1 กล่าวนำ 43

4.2 ผลการจำลองและวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบแบบเวลาต่อเนื่อง 43

4.3 ผลการจำลองและวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง 45

บทที่ 5 บทสรุป........ 48

5.1 สรุปผลการวิจัย........ 48

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา........ 48

เอกสารอ้างอิง........ 49

ภาคผนวก........ 51

ประวัติผู้เขียน........ 60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

3.1 พารามิเตอร์สำหรับระบบการลอยตัวแม่เหล็ก.. 27
3.2 พารามิเตอร์ของค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมสำหรับการใช้งานของสมการที่ (3.45).................. 38

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ลักษณะทั่วไปของบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบปิด	5
2.2 โครงสร้างของกระบวนการควบคุม PID	6
2.3 ตำแหน่งโพลและซีโรของ z_c สองตัวที่ตำแหน่งเดียวกัน	9
2.4 เส้นทางเดินรากของตัวควบคุม PID ในพลานต์อันดับสาม	10
2.5 ผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตร่วม	11
2.6 โครงสร้างของกระบวนการควบคุม PIDA	12
2.7 โครงสร้างของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID x $(n-2)$ Stage PD	13
2.8 การตอบสนองชั่วคราวของระบบอันดับสองมาตรฐาน	16
2.9 การตอบสนองชั่วคราวของระบบอันดับสองมาตรฐานและตัวควบคุม Posicast	17
2.10 เปรียบเทียบเอาต์พุตของระบบที่มีและไม่มีตัวควบคุม Posicast	17
2.11 STSFG ของระบบควบคุมป้อนกลับอันดับสอง	18
2.12 รูปสัญญาณอินพุตที่เป็นขั้นบันได 2 ระดับ	21
2.13 ผลตอบสนองของสัญญาณจากรูปที่ 2.12	22
3.1 2-DOF Control System	23
3.2 SIMULINK Diagram	23
3.3 ระบบควบคุมการลอยตัวสนามแม่เหล็ก	24
3.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบการลอยตัวแบบแม่เหล็ก	25
3.5 ขนาดของระบบ (มิลลิเมตร)	26
3.6 Discretization	31
3.7 Trapezoidal Approximation	31
3.8 Simulation Diagram For The Direct Programming Technique (Controller Canonical Form)	35
3.9 บล็อกไดอะแกรม OCF ของระนาบ s	35
3.10 บล็อกไดอะแกรม OCF ของระนาบ z	36
3.11 โครงสร้างของกระบวนการควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง	36
3.12 SIMULINK Diagram ของตัวควบคุมวงเปิดแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง	37
3.13 ผลตอบสนองของตัวควบคุมวงเปิดแบบเวลาไม่ต่อเนื่องที่ออกแบบไว้	38
3.14 SIMULINK Diagram ของตัวควบคุมวงปิดแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.15 ผลตอบสนองของตัวควบคุมวงปิดแบบเวลาไม่ต่อเนื่องที่ออกแบบไว้................................. 39

3.16 ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรม OCF ในระนาบ z ของระบบอันดับสอง.................................... 40

3.17 โครงสร้าง SIMULINK Diagram ของ ฟังก์ชัน Posicast 41

4.1 ทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงเปิดในระนาบเชิงซ้อน s 43

4.2 ทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงปิดในระนาบเชิงซ้อน s 44

4.3 ผลตอบสนองของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กที่ใช้ตัวควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง.... 44

4.4 ทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงเปิดในระนาบเชิงซ้อน z 45

4.5 ทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงปิดในระนาบเชิงซ้อน z 46

4.6 ผลตอบสนองของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กที่ใช้ตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง. 46

4.7 ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องจากการปรับค่าอินพุตแบบหลายขั้น..... 47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำย่อและสัญลักษณ์

$R(s)$	หมายถึง	สัญญาณอินพุตอ้างอิง
$E(s)$	หมายถึง	ค่าความผิดพลาด
$U(s)$	หมายถึง	สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุม
$Y(s)$	หมายถึง	สัญญาณเอาต์พุตหรือผลตอบสนองของระบบ
K_P	หมายถึง	อัตราขยายของ Proportional
K_I	หมายถึง	อัตราขยายของ Integral
K_D	หมายถึง	อัตราขยายของ Derivative
T_I	หมายถึง	ค่าคงที่เวลาของ Integral หรือ Reset Time (วินาที)
T_D	หมายถึง	ค่าคงที่เวลาของ Derivative หรือ Rate Time (วินาที)
$K_{PID}(s)$	หมายถึง	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID
K_{PID}	หมายถึง	อัตราขยายของตัวควบคุม PID
$K_{PD}(s)$	หมายถึง	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PD
K_{PD}	หมายถึง	อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PD
$K_{PIDA}(s)$	หมายถึง	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PIDA
K_{PIDA}	หมายถึง	อัตราขยายของตัวควบคุม PIDA
z_{PD}	หมายถึง	ซีโรของตัวควบคุม PD
$K(s)$	หมายถึง	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD
K	หมายถึง	อัตราการขยายรวม
$G(s)$	หมายถึง	ฟังก์ชันถ่ายโอนของพลานต์
t_s	หมายถึง	เวลาเข้าที่ (Setting Time)
ζ	หมายถึง	อัตราการหน่วง (Damping Ratio)
ω_n	หมายถึง	ความถี่ธรรมชาติ (Undamped Natural)
s_d	หมายถึง	โพลเด่นวงปิด (Dominant Closed-Loop Pole)
z_1, z_2, z_c	หมายถึง	ซีโรของตัวควบคุมแบบ PID
T_p	หมายถึง	เวลาสูงสุด (Peak Time)
$K_f(s)$	หมายถึง	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมไปข้างหน้า
M_p	หมายถึง	ค่าสูงสุด (Max Peak)
a, b, c	หมายถึง	ตำแหน่งซีโรของตัวควบคุม
d, e	หมายถึง	ตำแหน่งโพลของตัวควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ตัวควบคุม PID (Proportional-Integral-Derivative) ถูกนำมาใช้ในทางอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลายเนื่องจากสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ง่ายและยังใช้ทำการควบคุมกระบวนการผลิตได้เป็นอย่างดี แต่สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนั้นจำเป็นต้องอาศัยประสบการณ์และความชำนาญในกระบวนการเป็นอย่างสูงจึงจะหาค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้กระบวนการทำงานได้ผลตอบสนองของการควบคุมที่ดี จึงทำให้ในบางกรณียังต้องมีการลองผิดลองถูกเพื่อปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับกระบวนการนั้น ๆ และตัวควบคุม PID เหมาะแก่การนำมาใช้กับพลานต์ที่เป็นอันดับสอง ไม่เหมาะกับพลานต์ที่เป็นอันดับสามหรือมากกว่าเนื่องจากจำนวนโพลในพลานต์มีจำนวนมากกว่าจำนวนซีโรในตัวควบคุม PID ที่มีเพียงสองตัวเท่านั้น ด้วยเหตุผลนี้ได้มีการนำเสนอตัวควบคุมที่เหมาะกับพลานต์อันดับสามที่ชื่อว่าตัวควบคุม PIDA (Proportional-Integral-Derivative-Acceleration) โดย S. Jung และ R. C. Dorf [1] แต่อย่างไรก็ตามตัวควบคุมแบบ PIDA นั้นเหมาะสมกับพลานต์ที่เป็นอันดับสาม ดังนั้น รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ จึงนำเสนอตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade ขึ้นเพื่อการควบคุมพลานต์ที่อันดับสองหรือเป็นอันดับใด ๆ ซึ่งออกแบบภายใต้พื้นฐานของระบบเทคนิคทางเดินราก โดยโครงสร้างของระบบควบคุมจะเป็นแบบ 2-DOF (Two Degree of Freedom) ซึ่งได้รวมตัวควบคุมไปข้างหน้า (Feed Forward Controller) และ ตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade เข้าไว้ด้วยกัน เพื่อปรับลดค่าพุ่งเกิน (Overshoot) ในผลตอบสนองที่ได้รับตามที่ได้ออกแบบไว้ [2,3] ดังนั้นตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade สามารถใช้แทนตัวควบคุม PID แบบดั้งเดิมได้โดยไม่ต้องมีการลองผิดลองถูกเพื่อปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ใด ๆ เทคนิคการออกแบบด้วยวิธีการของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ ได้นำไปใช้เพื่อการออกแบบตัวควบคุมพลานต์อันดับที่สาม เพื่อให้เกิดตัวควบคุมที่ได้นำเสนอเป็นแบบ Cascade ในรูปแบบดิจิตอล เทคนิคการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete-Time Controller) ที่นำเสนอใน [4,5] จะมีการกำหนดระบบควบคุมเบื้องต้นในตัวควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง (Continuous-Time Controller) ในโดเมน s โดยโครงสร้างของตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องสามารถคำนวณได้จากการใช้ ZOH (Zero-Order Hold) [4] หรือการแปลงแบบเชิงเส้นคู่ (Bilinear Transformation) [5] สำหรับการ Discretization จากการที่ไม่ทราบค่าพารามิเตอร์สี่ตัวที่จะใช้ออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง วิธีการของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ ถูกประยุกต์ใช้ในโดเมน z [6] เพื่อกำหนดตำแหน่งซีโรในตัวควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และช่วยในการหาค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่ไม่ทราบค่าจนทำให้การออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องเป็นไปอย่างสมบูรณ์

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการประยุกต์ใช้ฟังก์ชัน Posicast ในระบบควบคุมแบบ 2-DOF สำหรับพลานต์ที่ไม่เสถียร เช่น ระบบการลอยตัวแบบแม่เหล็ก (Magnetically Levitation System) ที่นำเสนอใน [7] เทคนิคที่เสนอนี้เป็นวิธีการรวมกันของฟังก์ชัน Posicast ตัวควบคุมไปข้างหน้าและตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade เพื่อรักษาเสถียรภาพของระบบโดยปราศจากค่าพุ่งเกิน โดยตัวควบคุมไปข้างหน้ายังคงมีค่าพุ่งเกินที่เกิดขึ้นในขั้นของผลตอบสนองอยู่ และฟังก์ชัน Posicast ถูกนำมาใช้เพื่อขจัดค่าพุ่งเกิน ดังนั้นจะได้รับผลตอบสนองแบบชั่วคราวของระบบที่ไม่มีค่าพุ่งเกินและถูกนำเสนอในกรอบของเวลาแบบต่อเนื่อง เพื่อเป็นประโยชน์มากขึ้นวิทยานิพนธ์เล่มนี้ต้องการนำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบดิจิตอลในกรอบของเวลาแบบไม่ต่อเนื่องของตัวควบคุม Posicast PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade แบบเวลาต่อเนื่องที่นำเสนอใน [7] และนำเสนอประสิทธิภาพของระบบ และผลตอบสนองผ่านการจำลองผลด้วยโปรแกรม MATLAB

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์เล่มนี้มุ่งเน้นสำหรับการแก้ปัญหาของระบบควบคุม PID ที่ใช้สำหรับพลานต์ที่เป็นอันดับสองหรือมากกว่า โดยนำเสนอตัวควบคุมแบบ PID x $(n-2)$ Stage PD เพื่อทำให้ระบบตัวควบคุมโดยรวมมีค่าใกล้เคียงกับระบบอันดับที่สองและมีเสถียรภาพ โดยอาศัยหลักการของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ (Kitti’s Method) ช่วยในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อลดขั้นตอนในการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม และนำเสนอในระบบแบบเวลาต่อเนื่อง (Continuous–Time) จากนั้นทำการศึกษาวิธีการเพิ่มเติมเพื่อขจัดค่าพุ่งเกินในระบบให้เหลือน้อยที่สุดหรือไม่มี ภายใต้เงื่อนไขที่ยอมรับได้ โดยอาศัยตัวควบคุม Posicast สำหรับตัวควบคุมไปข้างหน้าของระบบควบคุม และทำการเปลี่ยนแปลงสู่แบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete-Time) ด้วยการเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นคู่ เพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองที่ได้รับ

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

จากระบบการลอยตัวแบบแม่เหล็ก ซึ่งเป็นระบบอันดับสาม ถูกนำมาเป็นกรณีศึกษาของพลานต์ที่ไม่มีเสถียรภาพ ตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD ถูกนำมาใช้เพื่อออกแบบตัวควบคุมสำหรับพลานต์ที่มีอันดับมากกว่าสองได้เป็นอย่างดี และลดขั้นตอนการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมด้วยวิธีการของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ ในการออกแบบตัวควบคุม ทั้งนี้ฟังก์ชัน Posicast สามารถลดค่าพุ่งเกินที่เกิดขึ้นในระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพภายใต้เงื่อนไขที่ต้องการ และผลของการตอบสนอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาต่อเนื่องสอดคล้องกับการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากข้อจำกัดของตัวควบคุมแบบ PID ที่ได้กล่าวมาข้างต้น ดังนั้น รศ.ดร. กิตติ ตรีเศรษฐ จึงนำเสนอตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade เพื่อแก้ข้อจำกัดนี้ และใช้วิธีการที่เรียกว่า “Kitti’s Method” ในการออกแบบตัวควบคุม โดยพิจารณาจากตำแหน่งโพลของพลานต์ที่มากกว่าอันดับสอง โดยใช้หลักการเพิ่มจำนวนตัวควบคุม PD หรือการเพิ่มจำนวนซีโรเข้าไปในระบบให้เหมาะสมจำนวน $(n-2)$ ตัว และทำการเลือกวางตำแหน่งของซีโรให้อยู่ทางด้านซ้ายมือและใกล้กับโพลของพลานต์ให้มากที่สุด เพื่อทำการปรับลดระบบประมาณให้เป็นระบบอันดับสองมาตรฐาน จากนั้นทำการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาต่อเนื่องเพื่อหาค่าตัวแปรภายใต้เงื่อนไขที่ต้องการโดยใช้เทคนิคทางเดินรากผ่านจุดโพลเด่นวงปิด ทำการปรับลดค่าพุ่งเกินด้วยตัวควบคุมไปข้างหน้า และเพื่อให้ได้ผลตอบสนองโดยไม่มีค่าพุ่งเกินจึงนำตัวควบคุม Posicast มาใช้จากระบบที่ออกแบบไว้ จากนั้นทำการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องด้วยวิธีการแปลงแบบ Tustin หรือวิธีเชิงเส้นคู่

1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้กล่าวถึงตัวควบคุม PID และ ตัวควบคุม PD เพื่อเป็นพื้นฐานการออกแบบตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD ที่ใช้ในระบบเวลาไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธีแบบเชิงเส้นคู่ ร่วมกับตัวควบคุมไปข้างหน้า และตัวควบคุม Posicast เพื่อขจัดค่าพุ่งเกิน โดยใช้การจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงผลตอบสนองของการควบคุม วิเคราะห์ผลการตอบสนองของระบบ เปรียบเทียบกับตัวควบคุมในระบบเวลาต่อเนื่องและในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ประกอบไปด้วยเนื้อหาทั้งหมด 5 บทดังนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการของตัวควบคุม PID และข้อจำกัด หลักการของตัวควบคุม PIDA หลักการพื้นฐานของตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade หลักการออกแบบของ รศ.ดร. กิตติ ตีรเศรษฐ และแนวคิดและหลักการของ Posicast PID

บทที่ 3 กล่าวถึง ระบบควบคุมการลอยตัวแบบแม่เหล็กที่เป็นระบบอันดับสาม การออกแบบตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD แบบเวลาต่อเนื่อง การออกแบบตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD แบบเวลาไม่ต่อเนื่องด้วยวิธีเชิงเส้นคู่ และฟังก์ชัน Posicast ของระบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการทดลอง และการวิเคราะห์

บทที่ 5 กล่าวถึงการสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

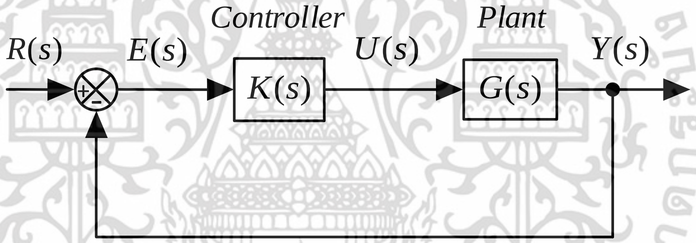
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการ ทฤษฎีและการออกแบบตัวควบคุม

2.1 กล่าวนำ

ตัวควบคุมแบบ PID เป็นที่นิยมอย่างกว้างขวางในการควบคุมกระบวนการทางอุตสาหกรรม แต่เนื่องจากตัวควบคุมแบบ PID นั้นเป็นเรื่องที่ยากมากหากนำมาใช้เพื่อควบคุมพลานต์ที่มากกว่าอันดับสอง และในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ใช้ตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade จึงควรมีความเข้าใจในหลักการและโครงสร้างพื้นฐานของตัวควบคุมแบบ PID ด้วย ทั้งนี้ได้มีการนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ เพื่อที่จะลดขั้นตอนในการลองผิดลองถูกของการหาค่าตัวแปรที่เหมาะสม และมีการนำตัวควบคุม Posicast มาใช้ในตัวควบคุมไปข้างหน้าเพื่อช่วยลดค่าพุ่งเกินที่ยังเกิดขึ้นในระบบ เพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขที่ต้องการ



รูปที่ 2.1 ลักษณะทั่วไปของบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบปิด

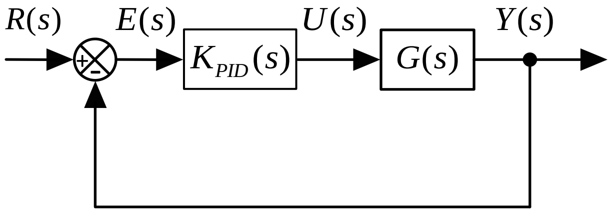
ในระบบควบคุมแบบปิดจากรูปที่ 2.1 จะประกอบไปด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม $K(s)$ และฟังก์ชันถ่ายโอนของพลานต์ $G(s)$ ที่ต้องการควบคุม โดยมีสัญญาณในระบบได้แก่ คำสั่งหรือสัญญาณอินพุตอ้างอิง $R(s)$ ค่าความผิดพลาด $E(s)$ สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุม $U(s)$ และสัญญาณเอาต์พุตหรือผลตอบสนองของระบบ $Y(s)$

2.2 หลักการของตัวควบคุม PID และข้อจำกัด

2.2.1 การควบคุมแบบ PID

การควบคุมของตัวควบคุมแบบ PID เป็นการรวมการควบคุมแบบ Proportional การควบคุมแบบ Integral และการควบคุมแบบ Derivative เข้าไว้ด้วยกัน หรือที่รู้จักกันว่าเป็นการควบคุมแบบ PID สามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของพลานต์และตัวควบคุมได้ดังตัวอย่างต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของกระบวนการควบคุม PID

จากโครงสร้างของกระบวนการควบคุมในรูปที่ 2.2 ตัวควบคุม PID มีสมการสัญญาณขาออกของตัวควบคุมดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} u(t) &= K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t)dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \\ &= K_P e(t) + \frac{K_P}{T_I} \int_0^t e(t)dt + K_P T_D \frac{de(t)}{dt} \end{aligned} \qquad (2.1)$$

โดยที่ $u(t)$ คือ สัญญาณขาออกของตัวควบคุม PID ที่เวลา t

$e(t)$ คือ สัญญาณค่าความผิดพลาดที่เวลา t

K_P คือ อัตราขยายของ Proportional

K_I คือ อัตราขยายของ Integral

K_D คือ อัตราขยายของ Derivative

T_I คือ ค่าคงที่เวลาของ Integral หรือ Reset Time (วินาที)

T_D คือ ค่าคงที่เวลาของ Derivative หรือ Rate Time (วินาที)

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID จากสมการที่ (2.1) คือ

$$K_{PID}(s) = K_P(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s) \qquad (2.2)$$

โดยที่ $K_{PID}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID

ฟังก์ชันถ่ายโอนจากสมการที่ (2.2) เขียนได้อีกรูปแบบ ดังนี้

$$K_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \qquad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากความสัมพันธ์ของสมการที่ (2.2) และสมการที่ (2.3) จะได้เป็น

$$K_{PID}(s) = K_{PID}\left(\frac{T_I T_D s^2 + T_I s + 1}{T_I s}\right) \tag{2.4}$$

โดยที่ K_{PID} คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PID

จากสมการที่ (2.4) จะเห็นว่าตำแหน่งของซีโรบนระนาบ s (s-Plane) จะขึ้นอยู่กับค่า T_I และ T_D ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} T_I T_D s^2 + T_I s + 1 = 0, \\ s_{1,2} = \frac{-T_I \pm \sqrt{(T_I^2) - 4T_I T_D}}{2T_I T_D} \end{aligned} \tag{2.5}$$

เมื่อพิจารณาค่ารากของสมการที่ 2.5

ถ้า $T_I \geq 4T_D$ ตำแหน่งของซีโรทั้งสองตัวจะอยู่บนแกนจริงบนระนาบ s ซึ่งเป็นค่าเหมาะสมที่สุด (Optimum)

ถ้า $T_I < 4T_D$ ตำแหน่งของซีโรทั้งสองตัวจะเป็นตัวเลขเชิงซ้อนสังยุค (Complex Quantity) ซึ่งไม่ใช่ค่าที่เหมาะที่สุด ดังนั้นจึงกำหนดให้

$$T_I = 4T_D \tag{2.6}$$

เมื่อ z_1, z_2 คือ ซีโรของตัวควบคุม PID

$$z_1 = z_2 = \frac{1}{2T_D} \tag{2.7}$$

ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID จัดรูปแบบใหม่เป็น

$$K_{PID}(s) = K_{PID}\frac{(s + z_c)^2}{s} \tag{2.8}$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_{PID}(s) = K_{PID}\frac{(s+z_1)(s+z_2)}{s} \quad (2.9)$$

โดยที่ z_c คือ ซีโรของตัวควบคุมแบบ PID

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID ในสมการที่ (2.9) เห็นได้ว่าตัวควบคุมจะประกอบไปด้วยซีโรสองตัว อยู่บนแกนจริงและโพลหนึ่งตัว อยู่ที่จุดกำเนิดบนระนาบเชิงซ้อน s ซึ่งแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมเหมาะสมกับการนำไปใช้กับพลานต์ที่เป็นอันดับสอง เมื่อนำไปควบคุมพลานต์ที่มากกว่าสองจะมีความยุ่งยากและระบบอาจไม่มีเสถียรภาพ เนื่องจากจำนวนซีโรของตัวควบคุมมีน้อยกว่าโพลของพลานต์

2.2.2 ข้อจำกัดของตัวควบคุม PID ในระบบอันดับที่มากกว่าสอง

ในทางอุตสาหกรรมนั้นตัวควบคุม PID ส่วนใหญ่แล้วจะถูกนำไปใช้ในพลานต์ชนิดที่ศูนย์ และจะประกอบไปด้วยสามถึงห้าของการตอบสนองอันดับหนึ่งแบบล้าหลัง (Frist Order Lag) หรือค่าเวลาไร้ผลตอบสนอง (Dead Time) บวกด้วย 1 ของการตอบสนองอันดับหนึ่งแบบล้าหลัง ดังนั้นทำให้อันดับการควบคุมจำนวน n^{th} จะเริ่มขึ้นที่จุดนี้ จึงสันนิษฐานว่าฟังก์ชันถ่ายโอนของพลานต์ คือ

$$G(s) = \frac{K_n}{s^N(T_1 s+1)(T_2 s+1)\cdots(T_p s+1)} \quad (2.10)$$

โดยสามารถทราบอันดับของพลานต์ได้ดังนี้ $n = N + p$ โดยที่ N คือ ชนิดของพลานต์ และ p คือจำนวนโพลของพลานต์ตามลำดับ แต่เนื่องจากตัวควบคุม PID นั้นถูกนำมาใช้ได้อย่างเหมาะสมเฉพาะในพลานต์อันดับที่สองเท่านั้น ซึ่งเป็นการยากมากหากมีการนำตัวควบคุมแบบ PID ไปใช้ในพลานต์ที่เป็นอันดับสามหรือสูงกว่าเพียงตัวเดียว

ถ้าให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของพลานต์อันดับสาม คือ

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(s+3)(s+6)} \quad (2.11)$$

เมื่อได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมและพลานต์แล้ว ทำการหาตำแหน่งโพลเด่นวงปิด (Dominant Closed-Loop Pole : s_d) ได้จากอัตราการหน่วง (Damping Ratio : ζ) และความถี่ธรรมชาติ (Undamped Natural : ω_n) ได้ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s_d = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (2.12)$$

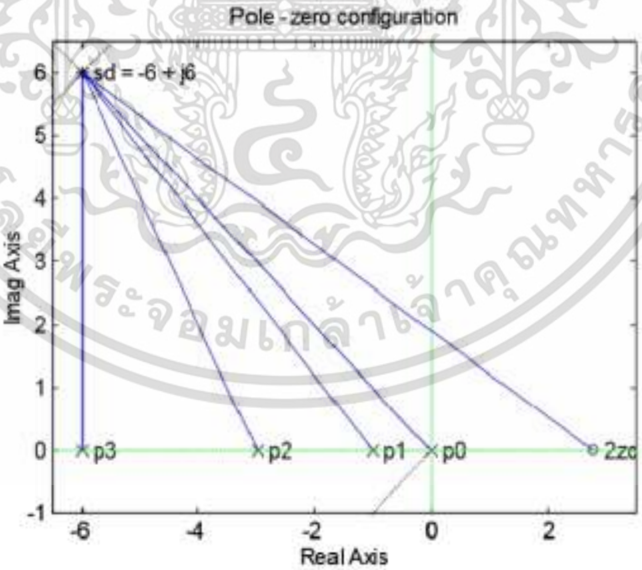
จากตำแหน่งของโพลเด่นวงปิดที่

$$s_d = -6 + j6 \quad (2.13)$$

ทำการคำนวณหามุมตามเงื่อนไขของขนาด (Magnitude Condition) และของมุม (Angle Condition) คือ

$$\begin{aligned} &\angle K(s)G(s) = \pm(2k+1)\pi, k = 0,1,2,\cdots \\ &|K(s)G(s)| = 1 \end{aligned} \quad (2.14)$$

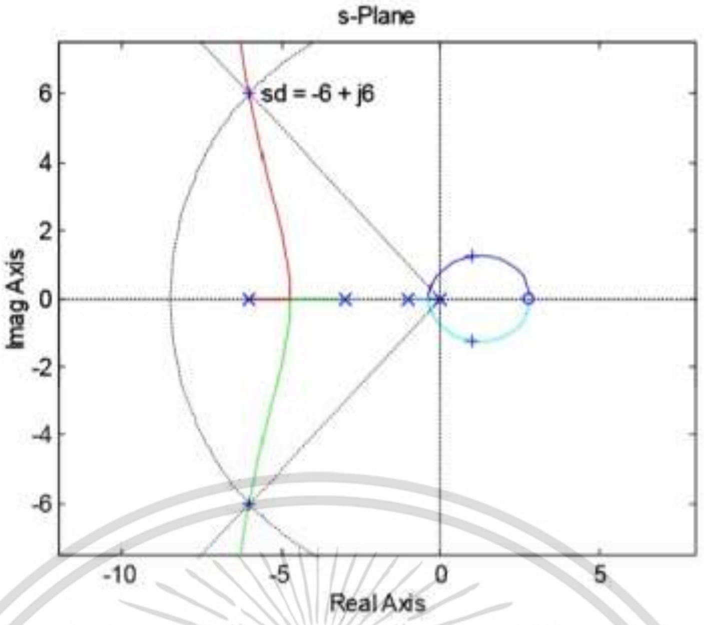
สามารถแสดงตำแหน่งโพลและซีโรของ z_c สองตัวที่ตำแหน่งเดียวกันและจุดโพลเด่นวงปิดได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ตำแหน่งโพลและซีโรของ z_c สองตัวที่ตำแหน่งเดียวกัน

ดังนั้นเมื่อคำนวณหามุมของ z_c สองตัวที่ตำแหน่งเดียวกันจะเขียนเส้นทางเดินรากของตัวควบคุม PID ในพลานต์อันดับที่สาม ได้ดังรูปที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 เส้นทางเดินรากของตัวควบคุม PID ในพลานต์อันดับสาม เมื่อ $K_{PID}(s)=\dfrac{K_{PID}(s+z_c)^2}{s}$

ทำการหาซีโรของ $(s+z_c)^2$ และอัตราขยาย K_{PID} ของตัวควบคุม PID จากฟังก์ชันถ่ายโอน $K_{PID}(s)$ ในสมการที่ (2.8) จะได้

$$\begin{aligned} K_{PID}(s) &= \frac{K_{PID}(s+z_c)^2}{s} \\ &= \frac{23.547(s-2.791)^2}{s} \end{aligned} \tag{2.15}$$

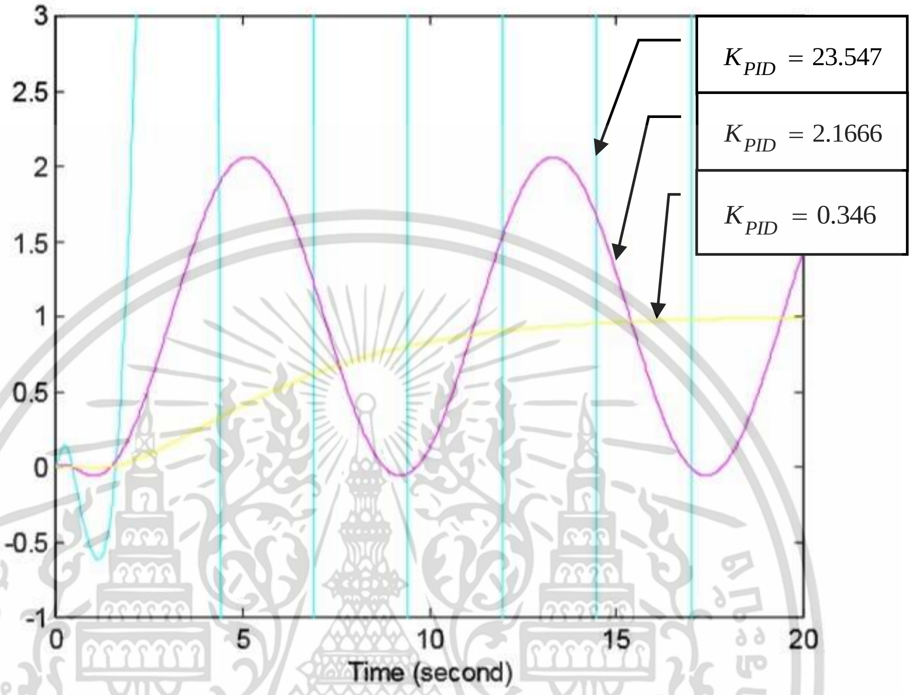
จากแผนภาพแสดงเส้นทางเดินรากในรูปที่ 2.4 เมื่อทำการกำหนดค่าของอัตราขยายในค่าต่าง ๆ จะพบว่ามีอยู่สามส่วนที่น่าสนใจคือ

1. ที่ $K_{PID}=23.547$ แม้ว่าทางเดินรากจะผ่านไปตามจำนวนเชิงซ้อนสังยุคที่โพลเด่นวงปิด แต่โพลวงปิดทั้งสองอยู่บน Right Half Plane (RHP) จึงแสดงให้เห็นว่าเป็นระบบควบคุมที่ไม่มีเสถียรภาพ ซึ่งแสดงผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตให้เห็นเป็นสีน้ำเงินในรูปที่ 2.5

2. ที่ $K_{PID}=2.1666$ ทางเดินรากจะตัดกับแกน $j\omega$ ดังนั้นผลคือจะทำให้ระบบเกิดการแกว่งขึ้น ซึ่งแสดงผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตให้เห็นเป็นสีม่วงในรูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ที่ $K_{PID} = 0.346$ สำหรับจุดนี้เรียกว่า Breakaway Point ซึ่งรากของทั้งสองจะเป็นจำนวนจริงที่ตำแหน่งเดียวกัน และอยู่ในด้าน Left Half Plane (LHP) ส่งผลให้เกิดผลการตอบสนองที่หน่วงอย่างมาก ซึ่งแสดงผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตให้เห็นเป็นสีส้มในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตร่วม

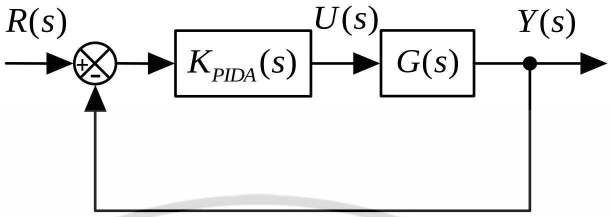
ตัวอย่างแสดงให้เห็นว่าพลานต์เป็นชนิดที่ศูนย์และพลานต์ของระบบเป็นอันดับที่สาม โดยเมื่อนำผลลัพธ์ของการควบคุมคือจำนวนอันดับของพลานต์ลบออกด้วยตัวซีโรของตัวควบคุมระบบ คือ 3-2=1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่ามีจำนวนซีโรไม่พอที่จะใช้ได้ จึงทำให้ได้ผลรวมของมุมสำหรับซีโรต่าง ๆ จะแบ่งออกมาเป็นมุมที่องศาเล็ก ๆ บนระนาบด้านซ้าย ซึ่งผลตอบสนองที่ออกมาเป็นไปตามคุณสมบัติที่ได้กำหนดเอาไว้

จากผลที่ได้สรุปมานั้น ตามคุณสมบัติของตัวควบคุม PID ที่มีจำนวนของซีโรแค่สองตัว ทำให้เมื่อนำไปควบคุมพลานต์ที่มากกว่าอันดับสอง จะทำให้ยุ่งยากและระบบจะไม่มีเสถียรภาพ จากเงื่อนไขในจุดนี้ได้มีการนำเสนอตัวควบคุมสำหรับพลานต์อันดับสองขึ้นไป เช่น ตัวควบคุม PIDA โดย S. Jung และ R. C. Dorf ที่ใช้สำหรับควบคุมพลานต์อันดับสาม และ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ ได้นำเสนอตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade สำหรับนำมาใช้กับพลานต์ที่เป็นอันดับสองขึ้นไป เพื่อช่วยให้การควบคุมระบบมีความเสถียรภาพขึ้น ตามจำนวนอันดับของระบบนั้น ๆ ซึ่งจะได้อธิบายรายละเอียดเพิ่มเติมต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 หลักการของตัวควบคุม PIDA

ตัวควบคุม PIDA ถูกนำเสนอเพื่อตอบสนองข้อกำหนดสำหรับการตอบสนองชั่วคราวและคงที่ของระบบควบคุมอันดับที่สาม โดย S. Jung และ R. C. Dorf ได้นำเสนอหลักการไว้ดังนี้



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของกระบวนการควบคุม PIDA

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PIDA คือ

$$\begin{aligned} K_{PIDA}(s) &= K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{s+d} + \frac{K_A s^2}{(s+d)(s+e)} \\ &= K_{PIDA}\frac{(s+a)(s+b)(s+c)}{s(s+d)(s+e)} \qquad ; a,b,c = d,e \end{aligned} \tag{2.16}$$

โดยที่ K_{PIDA} คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PIDA ส่วน a, b, c และ d, e คือ ซีโรและโพลของตัวควบคุม PIDA ตามลำดับ ตั้งแต่ $a,b,c \ll d,e$ ในส่วนของโพล d, e ถือว่าไม่สำคัญเนื่องจากโพลของตัวควบคุมมีค่าน้อยกว่าซีโรมาก ๆ จึงสามาถละทิ้งได้ โดยเป้าหมายของ PIDA คือการกำหนดค่าของตัวควบคุมที่ทำให้สมรรถนะชั่วคราวของพลานต์เป็นที่น่าพึงพอใจ สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

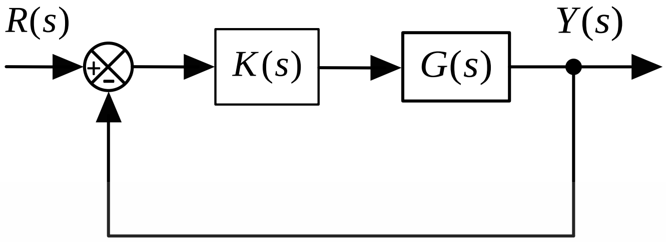
$$K_{PIDA}(s) = K_{PIDA}\frac{(s+a)(s+b)(s+c)}{s} \tag{2.17}$$

2.4 หลักการพื้นฐานของตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade

หลักการของตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD นั้นจะประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบ PID และตัวควบคุมแบบ PD โดยจำนวนของตัวควบคุมแบบ PD หรือจำนวนของซีโรที่เหมาะสมที่จะเพิ่มเข้าไปในกระบวนการนั้นจะใช้จำนวนของอันดับของระบบคือ n ซึ่งวิธีการนี้จะเหมาะสมสำหรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำมาใช้กับอันดับที่สองขึ้นไป โดยใช้วิธีการคิดคือ จำนวน $(n-2)$ ตัว ที่จะต้องเพิ่มในระบบ โดยโครงสร้างของระบบควบคุมแบบ PID x $(n-2)$ Stage PD จะแสดงได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID x $(n-2)$ Stage PD

จากรูปที่ 2.7 ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PD คือ

$$\begin{aligned} K_{PD}(s) &= K_P(1+T_D s) \\ &= K_{PD}(s+z_{PD}) \end{aligned} \tag{2.18}$$

โดยที่ $K_{PD}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PD

K_{PD} คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PD

z_{PD} คือ ซีโรของตัวควบคุม PD

พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID จากสมการที่ (2.9) และฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PD จากสมการที่ (2.18) จะได้รูปของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade คือ

$$K(s) = \overbrace{\frac{K_{PID}(s+z_1)(s+z_2)}{s}}^{PID\ Controller} \times \overbrace{K_{PD}(s+z_{PD})\cdots}^{(n-2)\ PD} \tag{2.19}$$

โดยที่ $K(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบได้ คือ

$$K(s)G(s)=K_{PID}K_{PD}\cdots K_{n}\frac{(s+z_{1})(s+z_{2})\cdot\overbrace{(s+z_{PD})\cdots}^{(n-2)\,PD}}{s\cdot(s+P_{1})(s+P_{2})\cdots(s+P_{P})} \quad (2.20)$$

เมื่อให้อัตราการขยายรวม $K=K_{PID}K_{PD}\cdots K_{n}$ ดังนั้น

$$K(s)G(s)=K\frac{(s+z_{1})(s+z_{2})\times\overbrace{(s+z_{PD})\cdots}^{(n-2)\,PD}}{s\cdot(s+P_{1})(s+P_{2})\cdots(s+P_{P})} \quad (2.21)$$

ตัวควบคุมแบบ PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade สามารถควบคุมพลานต์ที่มีอันดับตั้งแต่สามขึ้นไปได้เป็นอย่างดี อีกทั้งยังสามารถทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้นโดยการเพิ่มค่าของอัตราขยายของตัวควบคุมทำให้ระบบมีผลการตอบสนองในภาวะชั่วครู่และในสถานะอยู่ตัวเป็นไปตามข้อกำหนดได้

2.5 หลักการออกแบบของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ

จากข้อจำกัดของตัวควบคุม PID รศ.ดร. กิตติ ตีรเศรษฐ ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมที่เรียกว่า “Kitti’s Method” (K.M.) โดยวิธีการออกแบบตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD พิจารณาโครงสร้างตามสมการที่ (2.21) ตามวิธีของ รศ.ดร. กิตติ ตีรเศรษฐ จะพิจารณาจากตำแหน่งของ โพลของพลานต์ที่มากกว่าอันดับสองที่ต้องการควบคุม โดยการเพิ่ม PD Controller จำนวน $(n-2)$ ตัว และเลือกวางตำแหน่งของซีโรให้อยู่ด้านซ้ายมือในตำแหน่งที่ใกล้กับโพลของพลานต์ให้มากที่สุด แต่ในบางกรณีอาจไม่สามารถทำได้ เนื่องจากไม่รู้ตำแหน่งโพลของพลานต์ได้อย่างแน่นอน เช่น ในระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ต้องใช้การประมาณค่าให้เป็นอันดับ n ใด ๆ

วัตถุประสงค์ของการออกแบบระบบควบคุมคือ ตัวแปรของระบบที่ต้องการควบคุม เข้าสู่ค่าเป้าหมายที่ต้องการ เพื่อให้ระบบมีผลการตอบสนองตรงตามที่ออกแบบไว้ หรือที่เรียกว่า ข้อกำหนดของระบบ อันได้แก่เวลาเข้าที่ (Setting Time : t_s) และค่าพุ่งเกินที่ยอมรับได้ (Percent - Overshoot :P.O.) ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left.\begin{aligned} Percent\ \ Overshoot(P.O.) &= e^{\left(\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)} \times 100\% \\ \text{Setting Time}(t_S) &= \frac{-\ln\left(0.02\sqrt{1-\zeta^2}\right)}{\zeta\omega_n}, (\pm 2\%) \end{aligned}\right\} \tag{2.22}$$

$t_s = \dfrac{4}{\zeta\omega_n}$ (กำหนดให้อยู่ในช่วง 2% ของค่าสุดท้าย)

การออกแบบระบบควบคุมเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่สภาวะชั่วครู่และสภาวะคงตัวตามที่ต้องการ จะใช้วิธีการทางเดินของรากวิเคราะห์และการออกแบบระบบตามขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาอัตราการหน่วง (ζ) จากการกำหนดค่า P.O. ตามสมการที่ (2.22)

ขั้นตอนที่ 2 หาความถี่ธรรมชาติ (ω_n) เมื่อกำหนดค่า t_s ตามสมการที่ (2.22)

ขั้นตอนที่ 3 หาตำแหน่งของ s_d

$$s_d = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \tag{2.23}$$

ขั้นตอนที่ 4 วางตำแหน่งของ s_d จากสมการคุณลักษณะ $K(s)G(s)$ ลงบนระนาบ s

ขั้นตอนที่ 5 หาผลรวมของมุมที่จุด s_d ของระบบแบบวงเปิด $K(s)G(s)$ ด้วยวิธีทางกราฟฟิกหรือการคำนวณพิจารณาหามุมที่จำเป็นของ $\measuredangle(s_d + z_{PD})$ เพื่อที่จะทำให้ผลรวมของมุมเป็นไปตามเงื่อนไขของสมการที่ (2.24)

$$\sum\theta_z - \sum\theta_P = \pm(2k+1)\pi, k = 0,1,2,...,n \tag{2.24}$$

ขั้นตอนที่ 6 หาตำแหน่งของซีโร $(s_d + z_{PD})$ โดยใช้มุมของ $\measuredangle(s_d + z_{PD})$ ที่หาได้จากในขั้นตอนที่ 5

ขั้นตอนที่ 7 หาอัตราขยาย K ที่จุด s_d ของระบบตามเงื่อนไขทางเดินของรากจากสมการที่ (2.21) โดย

$$K = \frac{|s\cdot(s+P_1)(s+P_2)\cdots(s+P_P)|}{|(s+z_1)(s+z_2)\times(s+z_{PD})\cdots|} \tag{2.25}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

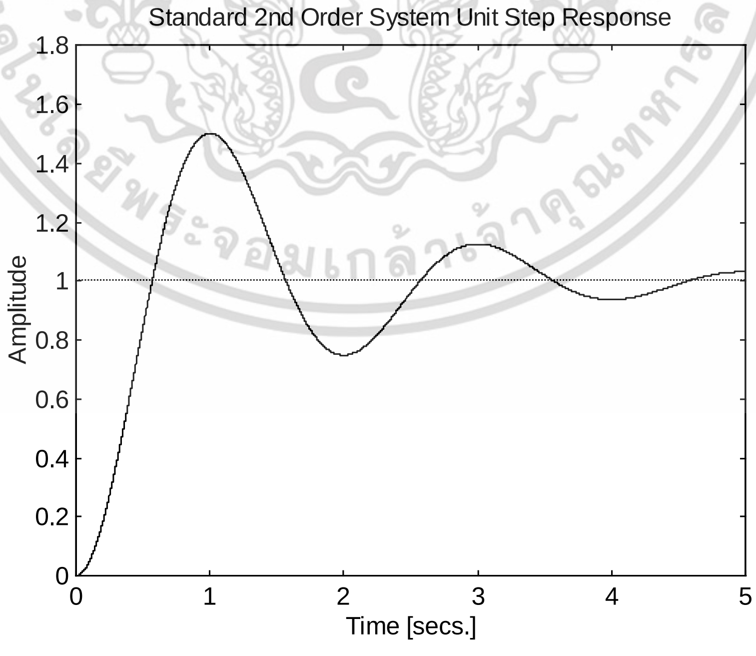
ขั้นตอนที่ 8 นำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ออกแบบได้ไปจำลองกระบวนการหาผลการตอบสนองของระบบ ถ้าผลการตอบสนองของระบบไม่เป็นไปตามข้อกำหนด สามารถปรับแต่งอัตราขยายของตัวควบคุมจนกว่าผลการตอบสนองจะเป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้

2.6 แนวคิดและหลักการของ Posicast PID

2.6.1 แนวคิดของ Posicast [10]

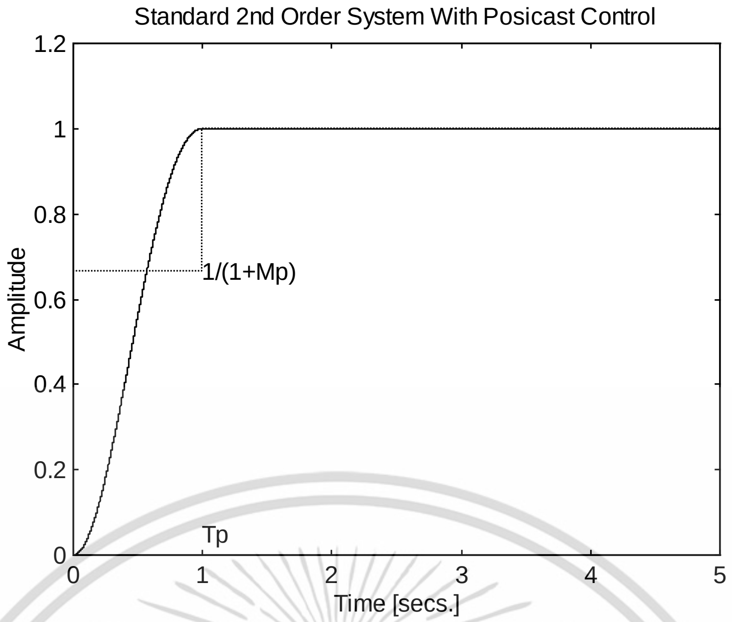
Posicast เป็นวิธีการควบคุมไปข้างหน้าที่ช่วยลดค่าพุ่งเกินในระบบที่มีการกำหนดเวลาชั่วคราว เมื่อปรับอย่างถูกต้องระบบควบคุมจะให้การตอบสนองชั่วคราวที่มีลักษณะเป็นการล้าหลังแบบธรรมชาติ

พิจารณาระบบที่มีการตอบสนองดังแสดงในรูปที่ 2.8 ผลการตอบสนองชั่วคราวของระบบอันดับสองมาตรฐานของตัวควบคุม PID ยังคงมีค่าพุ่งเกินเกิดขึ้นในระบบอยู่ การขัดจังหวะในการตอบสนองสามารถอธิบายได้ด้วยสองพารามิเตอร์ อันดับแรกคือเวลาในช่วงแรกคือครึ่งหนึ่งของการตอบสนองแบบ Underdamped ที่ระยะเวลา T_p ช่วงที่สอง ค่าสูงสุดจะอธิบายโดย $1+M_p$ โดยที่ M_p เป็น Normalize Overshoot ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1 ดังนั้นจุดที่สำคัญคือ Zero Overshoot จะสอดคล้องกับการ Damping ดังแสดงในรูปที่ 2.9

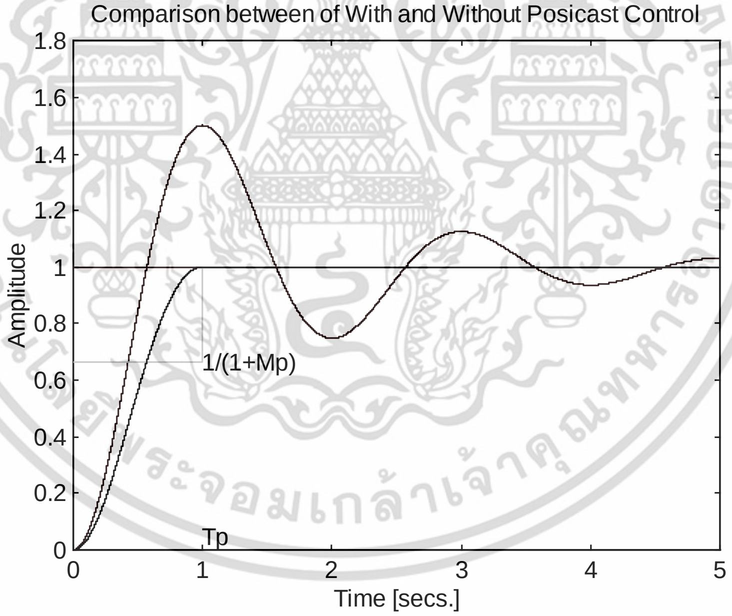


รูปที่ 2.8 การตอบสนองชั่วคราวของระบบอันดับสองมาตรฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 การตอบสนองชั่วคราวของระบบอันดับสองมาตรฐานและตัวควบคุม Posicast



รูปที่ 2.10 เปรียบเทียบเอาต์พุตของระบบที่มีและไม่มีตัวควบคุม Posicast

Posicast จะแยกคำสั่งอินพุตออกเป็นสองส่วน ส่วนแรกเป็นขั้นตอนที่ปรับขนาดซึ่งเป็นสาเหตุให้จุดสูงสุดแรกของการตอบสนองของการแกว่ง (Oscillatory) ตรงกับค่าสุดท้ายที่ต้องการ ส่วนที่สองของการป้อนข้อมูลที่ปรับรูปแบบเป็นแบบเต็มสเกลและเวลาที่ล่าช้าเพื่อยกเลิกการตอบสนองของการแกว่งที่เหลืออยู่ซึ่งจะทำให้เอาต์พุตของระบบอยู่ในค่าที่ต้องการ นั่นคือแนวคิดของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

"Posicast แบบครึ่งรอบ" ซึ่งสามารถจำลองโดยใช้พารามิเตอร์สองตัวคือ M_p และ T_p ผลลัพธ์ของระบบที่สรุปได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 โดยมีเอาต์พุตที่ไม่ได้รับการชดเชยยังแสดงเพื่อเปรียบเทียบ

2.6.2 หลักการของ Posicast PID [12]

หลักการ State Transition Equation (STE) ของระบบอันดับสอง สามารถอธิบายได้ดังนี้ จากฟังก์ชันถ่ายโอนของวงควบคุมสมการที่ $\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ จะเขียนเป็นสมการพลศาสตร์ (Dynamic Equation) ได้ดังนี้

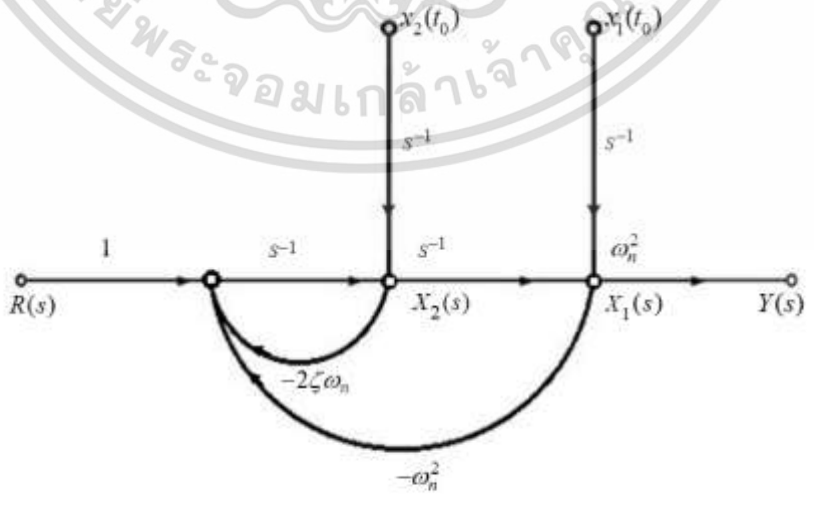
State Equation

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(t) \qquad (2.26)$$

Output Equation

$$\bar{y}(t) = \begin{bmatrix} \omega_n^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \qquad (2.27)$$

ซึ่งจะสามารถเขียน State Transition Signal Flow Graph (STSFG) ได้ดังรูป 2.11 เมื่อใช้สูตรของ Mason จะสามารถเขียน Transformed STE (State Transition Equation)ได้ดังรูป



รูปที่ 2.11 STSFG ของระบบควบคุมป้อนกลับอันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{D}\begin{bmatrix} s+2\zeta\omega_n & 1 \\ -\omega_n^2 & s \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1(t_0) \\ x_2(t_0) \end{bmatrix} + \frac{1}{D}\begin{bmatrix} 1 \\ s \end{bmatrix} R(s) \qquad (2.28)$$

เมื่อ $D = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$

โดยทำการแปลงลาปลาซกลับเข้ากับสมการที่ (2.28) จะได้ STE สำหรับ $t \geq t_0$ และหน่วยขาเข้า $u(t-t_0)$ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n(t-t_0)} \sin\left[\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}(t-t_0)+\varnothing_1\right] \\ \frac{-\omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n(t-t_0)} \sin\left[\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}(t-t_0)\right] \\ \frac{1}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n(t-t_0)} \sin\left[\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}(t-t_0)\right] \\ \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n(t-t_0)} \sin\left[\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}(t-t_0)+\varnothing_2\right] \end{bmatrix} \qquad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} x_1(t_0) \\ x_2(t_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\omega_n^2}\left\{1+\frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n(t-t_0)} \sin\left[\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}(t-t_0)-\varnothing_2\right]\right\} \\ \frac{1}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n(t-t_0)} \sin\left[\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}(t-t_0)\right] \end{bmatrix}, (t \geq t_0)$$

โดยที่ $\varnothing_1 = \tan^{-1}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}$ และ $\varnothing_2 = \tan^{-1}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}$

ผลตอบสนองเอาต์พุตของระบบอันดับสอง ที่มีฟังก์ชันหน่วยขาเข้า คือ

$$\begin{aligned} y(t) = \omega_n^2 x_1(t) &= \frac{\omega_{n^2}}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n(t-t_0)} \sin\left\{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}(t-t_0)+\varnothing\right\} x_1(t_0) \\ &+ \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n(t-t_0)} \sin\left\{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}(t-t_0)\right\} x_2(t_0) \\ &+ 1 + \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n(t-t_0)} \sin\left\{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}(t-t_0)+\varnothing\right\}; (t \geq t_0) \end{aligned} \qquad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้อินพุตเป็น Step Function ที่มีสอง Step ดังรูปที่ 2.11 Step แรกนี้จะป้อนเข้าที่เวลา $t = 0$ และให้ขนาดความสูงของ Step แรกนี้เท่ากับ k ซึ่งค่า k จะขึ้นกับ Max. Overshoot ของ Step Response ของฟังก์ชันแรกนี้มีค่าเท่ากับหนึ่ง ถ้าหากอัตราการหน่วง $\zeta = 0.2$ จากสมการที่ (2.28) จะได้

P.O.=53%

ดังนั้น Step แรกจะต้องมีขนาดความสูง

$$k = \frac{1}{1.53} = 0.65$$

ณ เวลา ที่ให้ Max. Overshoot จะมีค่า

$$y(t) = 1 \text{ และ } y'(t) = 0$$

และแล้วป้อน Step Function ที่ (ซึ่งเป็นฟังก์ชันหน่วยขาเข้า) เข้าไปในระบบนี้ตรงเวลา $t_0 = t_{\max}$ ซึ่งจะคำนวณค่าได้จากสมการที่ $t_{\max} = \frac{\pi}{\omega_n}\sqrt{1-\zeta^2}$ จะได้

$$t_{\max} = \frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-0.04}} = \frac{3.2}{\omega_n} \qquad (2.31)$$

จะมีค่า Initial State เท่ากับค่าผลตอบสนองของ Step แรกตรงที่เกิด Max. Overshoot (หรือ ณ เวลา $t_{\max}$) ซึ่งจะมีค่า

$$x_1(t_0) = 1 \text{ และ } x_2(t_0) = 0$$

จากรูปที่ 2.11 และสมการที่ (2.31) จะได้

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2\left\{(s+2\zeta\omega_n)x_1(t_0) + x_2(t_0) + R(s)\right\}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \qquad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

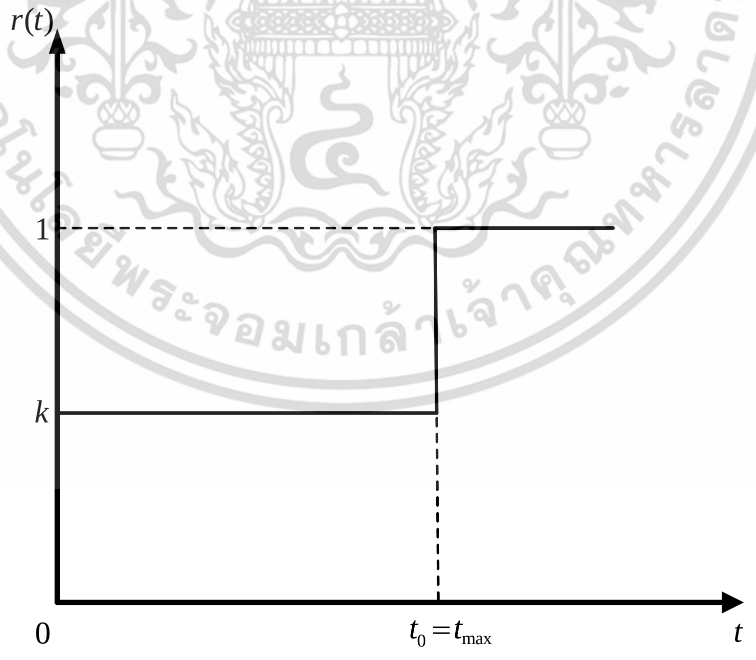
แทนค่า $x_1(t_0)=1,\ x_2(t_0)=0,\ R(s)=\dfrac{1}{s}$ และใช้ Partial Function จะได้

$$\begin{aligned} Y(s) &= \frac{\omega_n^2(s+2\zeta\omega_n^2)}{s^2+2\zeta\omega_n+\omega_n^2}+\frac{\omega_n^2}{s(s^2+2\zeta\omega_n+\omega_n^2)} \\ &= \frac{\omega_n^2(s+2\zeta\omega_n)}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2}+\left(\frac{1}{s}\right)-\frac{\omega_n^2(s+2\zeta\omega_n)}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} \\ &= \frac{1}{s} \end{aligned}$$

เมื่อทำ Inverse Laplace Transform จะได้

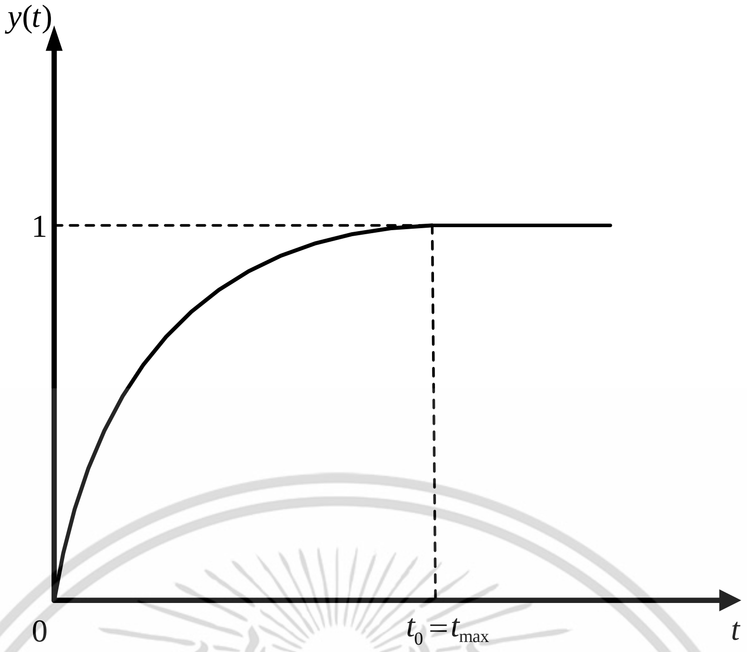
$$y(t)=1,\ t\ge t_{\max} \tag{2.33}$$

ซึ่งแสดงว่าเมื่อป้อน Step Function แรกที่มีขนาดความสูง 0.65 เมื่อถึงเวลา $t_0=t_{\max}$ ให้ป้อนค่าหน่วยฟังก์ชันเข้าไป จะให้ผลตอบสนองเอาต์พุตเข้าในช่วง Steady State ทันที ดังรูปที่ 2.13 วิธีควบคุมเช่นนี้เรียกว่า Posicast Control ซึ่ง O.J.M. Smith ได้แนะนำขึ้นเป็นรายแรก



รูปที่ 2.12 รูปสัญญาณอินพุตที่เป็นขั้นบันได 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองของสัญญาณจากรูปที่ 2.12

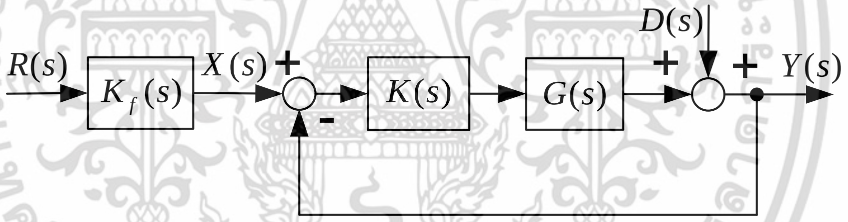
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

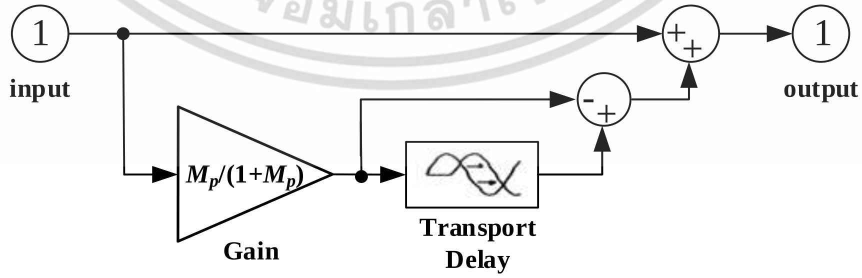
ระบบที่ไม่เสถียร และการออกแบบตัวควบคุม

3.1 กล่าวนำ

เนื่องจากตัวควบคุม PID เหมาะแก่การนำมาใช้กับพลานต์ที่เป็นอันดับสองเท่านั้นไม่เหมาะกับพลานต์ที่เป็นอันดับสาม หรือมากกว่า เพื่อที่จะทำให้ควบคุมพลานต์ที่เป็นอันดับสาม หรือมากกว่าได้ ตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD Cascade สามารถนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ซึ่งออกแบบภายในพื้นฐานของเทคนิคทางเดินราก และถูกนำเสนอในกรอบของเวลาแบบต่อเนื่อง [2,7] ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว วิทยานิพนธ์เล่มนี้ใช้เทคนิคการออกแบบดั้งเดิมที่เรียกว่า “Kitti’s Method” โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้การออกแบบเป็นไปตามค่าที่ต้องการโดยไม่ต้องมีการลองผิดลองถูกและการสูญเสีย เมื่อตัวควบคุมไปข้างหน้าถูกนำมาใช้เพื่อลดค่าพุ่งเกินในการออกแบบตัวควบคุมโครงสร้างจะกลายเป็นระบบ 2-DOF ตามรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 2-DOF Control System



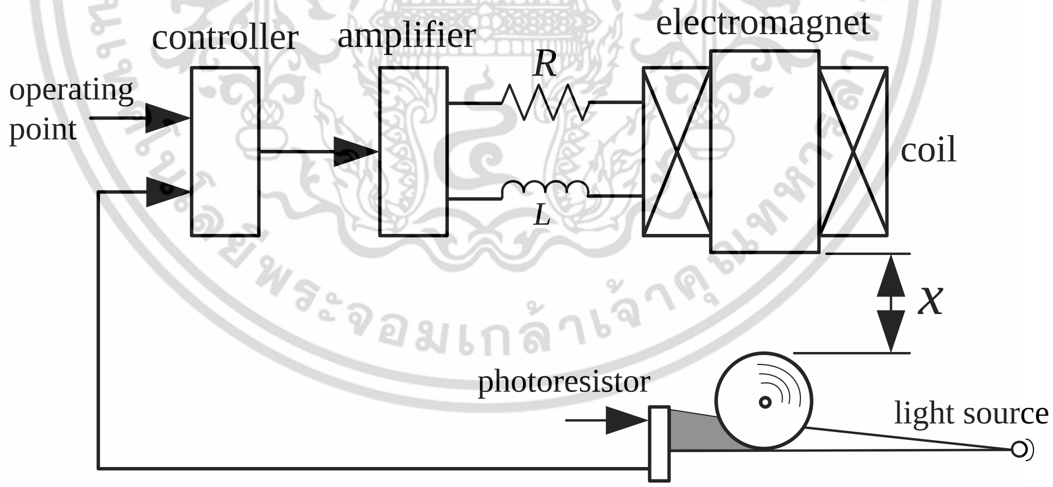
รูปที่ 3.2 SIMULINK Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยการวางซีโรของการออกแบบตัวควบคุมตามแนวทางของ Kitti's Method ทำให้ระบบตัวควบคุมทั้งหมดเป็นค่าโดยประมาณตามระบบอันดับสองมาตรฐาน จากผลตอบสนองของการป้อนอินพุตจะมีค่าพุ่งเกินสูงสุดที่เกิดขึ้นที่เวลาสูงสุดครั้งแรก t_p หรือ $e^{-t_p s}$ คือ Transport Delay กับขนาดของ $1+M_p$ โดย M_p ดังที่ได้แสดงในรูปที่ 3.2 [7,10] ตอนนี้ถ้ามีการป้อนอินพุต จะมีการเปลี่ยนรูปทรงกลายเป็นสองส่วน โดยส่วนแรกเป็นการป้อนอินพุตกับขนาด $1/(1+M_p)$ ที่เวลา $t = 0$ และส่วนที่สองเป็นแบบขั้นบันไดกับขนาด $M_p/(1+M_p)$ และการหน่วงเวลาด้วย t_p

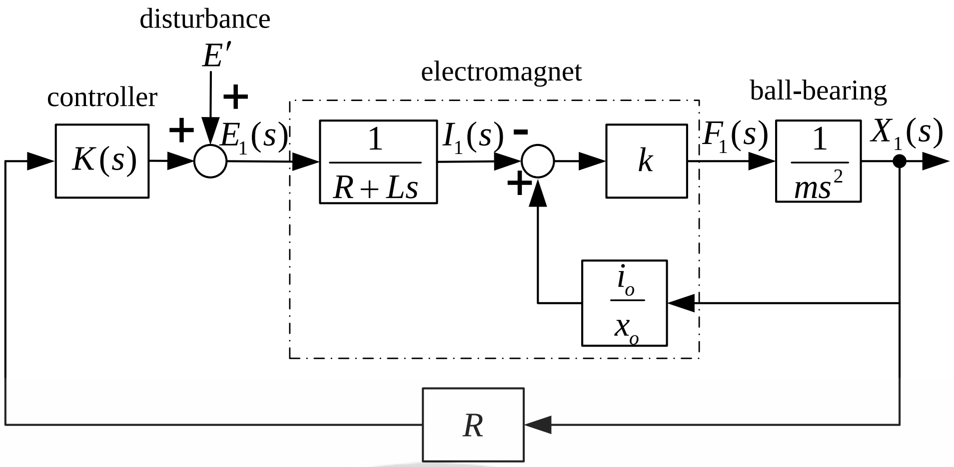
3.2 ระบบควบคุมการลอยตัวสนามแม่เหล็กที่เป็นระบบอันดับสาม

ในรูปที่ 3.3 [7] ลูกปืนของมวล m ได้วางไว้ที่ใต้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ระยะ x การไหลของกระแสไฟฟ้าในขดลวดแม่เหล็กไฟฟ้าจะก่อให้เกิดแรงเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กกับลูกปืน แรงสุทธิระหว่างแรงสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากับแรงโน้มถ่วงจะน้อมนำให้มีการเคลื่อนที่ขึ้น-ลงของลูกปืน ตัวเซ็นเซอร์ตรวจจับแสงจะแปรผันตามตำแหน่งของลูกปืน โดยปริมาณของเงาที่ลอดผ่านมายังพื้นผิวและส่งสัญญาณนี้กลับไปยังวงจรควบคุมและส่วนกำลังขยายเพื่อควบคุมค่ากระแสด้านเข้า ลูกปืนจะรักษาสมดุลการเคลื่อนที่อยู่บริเวณจุดสมดุล บล็อกไดอะแกรมของระบบการลอยตัวแบบแม่เหล็กแสดงในรูปที่ 3.4 [7]



รูปที่ 3.3 ระบบควบคุมการลอยตัวสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบการลอยตัวแบบแม่เหล็ก

สมการการเคลื่อนที่ของระบบสามารถแสดงได้ดังนี้:

$$f = C\left(\frac{i}{x}\right)^2 \tag{3.1}$$

$$e = Ri + L\frac{di}{dt} \tag{3.2}$$

$$m\frac{d^2x}{dt^2} = mg - f \tag{3.3}$$

เมื่อ f = แรงแม่เหล็กไฟฟ้า (N)

C = ค่าคงที่

i = กระแสของขดลวด (A)

x = ระยะห่างระหว่างแม่เหล็กไฟฟ้าและลูกปืน (m.)

e = แรงดันไฟฟ้าทั่วขดลวด (V)

R = ความต้านทานขดลวด (Ω)

L = ความเหนี่ยวนำขดลวด (H)

m = มวลของตลับลูกปืน (kg.)

g = อัตราเร่งแรงโน้มถ่วง (kg.m/s^2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการเชิงเส้น อธิบายการผันแปรจากจุดดำเนินงานที่ได้รับโดยเลือกใช้เฉพาะเงื่อนไขเชิงเส้นจากส่วนขยายอนุกรม ”Taylor” ถ้าค่าตัวแปรของจุดดำเนินการแสดงด้วยตัวห้อย ”0” และค่าตัวแปรใกล้เคียงของจุดดำเนินการแทนค่าด้วยตัวห้อย ”1” แล้วสมการเชิงเส้นเป็น

$$f_1 = \frac{2Ci_0}{x_0^2} i_1 - \frac{2Ci_0^2}{x_0^3} x_1 \tag{3.4}$$

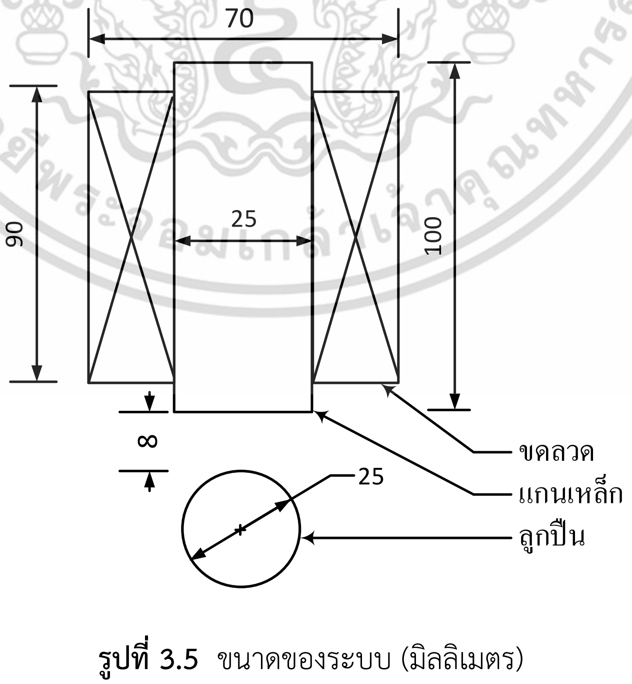
$$e_1 = Ri_1 + L\frac{di_1}{dt} \tag{3.5}$$

$$m\frac{d^2x_1}{dt^2} = -f_1 \tag{3.6}$$

การแปลงลาปลาซของสมการที่ (3.4) ถึง (3.6) เมื่อสมการคุณลักษณะของระบบควบคุมสามารถจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$Q(s) = 1 + \frac{K(s)[kB/mL]}{\left(s+\sqrt{ki_0/mx_0}\right)\left(s-\sqrt{ki_0/mx_0}\right)\left(s+R/L\right)} = 0 \tag{3.7}$$

เมื่อ $k = 2C\frac{i_0}{x_0^2}$



รูปที่ 3.5 ขนาดของระบบ (มิลลิเมตร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์สำหรับระบบการลอยตัวแม่เหล็ก

พารามิเตอร์	**จำนวนและหน่วย**
x_0	0.008 m.
m	0.068 kg.
R	28 Ω
L	0.483 H
i_0	0.76 A
C	$7.39\times10^{-5}\ \mathrm{N\cdot m^2/A^2}$
k	1.765 N/A
B	$1.14\times10^{3}\ \mathrm{V/m}$

จากรูปที่ 3.5 สนามแม่เหล็กถูกสร้างขึ้นจากขดลวดขนาด 22 มิลลิเมตร พันรอบแกนเหล็กคาร์บอน 3600 รอบ ที่ขนาดแกนเส้นผ่านศูนย์กลาง (d) 25 มิลลิเมตร และความยาวที่ (l) 100 มิลลิเมตร และแทนค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ จากตารางที่ 3.1 ลงใน สมการที่ (3.7) ได้ค่าเป็น

$$Q(s)=1+\frac{60990K(s)}{(s+49.5)(s-49.5)(s+58)}=0 \tag{3.8}$$

3.3 การออกแบบตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD สำหรับระบบที่ไม่เสถียร

3.3.1 การออกแบบตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD สำหรับระบบที่ไม่เสถียรแบบเวลาต่อเนื่อง

ให้พลานต์อันดับที่ n $G(s)$ ที่จะควบคุมโดยตัวควบคุม $K(s)$ ฟังก์ชันถ่ายโอนสมมุติให้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G(s) = \frac{K_n}{s^N(T_1s+1)(T_2s+1)\cdots(T_ps+1)} = \frac{60990}{(s+49.5)(s-49.5)(s+58)}; \quad n=3, N=0 \tag{3.9}$$

ขณะที่ฟังก์ชันถ่ายโอนของ PID คือ

$$K_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s = K_{PID}\frac{(s+z_1)(s+z_2)}{s} \qquad 3.10)$$

ที่ K_P คือ Proportional Gain, K_I คือ Integral Gain และ K_D คือ Derivative Gain ตามลำดับ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PD คือ

$$K_{PD}(s) = K_P + K_D s = K_{PD}(s+z_{PD}) \tag{3.11}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดสำหรับตัวควบคุม PID × $(n-2)$ Stage PD, $K(s)$ และพลานต์ $G(s)$ คือ:

$$K(s)G(s) = \frac{\overbrace{K_{PID}(s+z_1)(s+z_2)}^{\text{PID Controller}} \times \overbrace{K_{PD}(s+z_{PD})\cdots K_n}^{(n-2)\text{ PD}}}{s\cdot \underbrace{s^N(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_p)}_{n\text{th order Plant}}} = \frac{K\overbrace{(s+49.6)(s+58.1)}^{\text{Pre-assigned}}(s+z_{PD})60990}{s\cdot\underbrace{(s+49.5)(s+58)(s-49.5)}_{\text{3rd order plant}}} \tag{3.12}$$

จากวิธีการของ Kitti’s Method จะได้รับค่า $z_1 = 49.6$ และ $z_2 = 58.1$ มาเป็นอันดับแรก เพื่อจะหาค่าเฉพาะตัวแปร z_{PD} และ K จากข้อมูลของมุมทางเดินรากและขนาดตามเงื่อนไข

$$\begin{cases} \measuredangle K(s)G(s) = \pm(2k+1)\pi, \quad k=0,1,2,\cdots \\ |K(s)G(s)| = 1 \end{cases} \tag{3.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อกำหนดที่ต้องการที่จะออกแบบมักจะถูกระบุในเงื่อนไขของคุณลักษณะการตอบสนองชั่วคราวและคงที่ของระบบการควบคุม จัดอยู่ในรูปแบบของคู่ Complex-Conjugate โดเมน Poles วงปิด $s_{d\pm} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ ดังนี้

$$\begin{cases} \text{Percent Overshoot } (P.O.) = e^{\left(-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}\right)} \times 100\% = 5\% \\ \text{Settling Time } (t_s) = -\ln\left(0.02\sqrt{1-\zeta^2}\right)\Big/\zeta\omega_n = 0.1\text{secs.}(\pm 2\%) \end{cases} \tag{3.14}$$

จากข้อกำหนดที่ต้องการที่กำหนดไว้ในเงื่อนไขของค่าพุ่งเกินที่ยอมรับได้ $(P.O.)$ จะได้อัตราการหน่วง คือ

$$\zeta = \sqrt{\left[\ln\left(\frac{P.O.}{100}\right)\right]^2 \Big/ \left\{\pi^2 + \left[\ln\left(\frac{P.O.}{100}\right)\right]^2\right\}} = 0.69 \tag{3.15}$$

และจากข้อกำหนดค่าเวลาที่ยอมรับได้ $t_s(\pm 2\%)$ จากนั้นค่าความถี่ธรรมชาติ คือ

$$\omega_n = -\ln\left(0.02\sqrt{1-\zeta^2}\right)/\zeta t_s = 61.373 \text{ rad./sec.} \tag{3.16}$$

ดังนั้นค่าของโพลเด่นวงปิดอยู่ที่ตำแหน่ง $s_d = -42.354 + j44.416.$ ฟังก์ชันการถ่ายโอนวงปิดโดยไม่มี z_{PD} ที่ s_d คือ

$$\begin{aligned} K(s_d)G(s_d)woz_{PD} &= \frac{(s_d + 49.6)(s_d + 58.1)60990}{s_d(s_d + 49.5)(s_d + 58)(s_d - 49.5)} \\ &= 9.75\measuredangle 71.927^\circ \end{aligned} \tag{3.17}$$

มุมจากซีโร z_{PD} ถึง s_d คือ

$$\begin{aligned} \arg(z_{PD}) &= \pi - \arg\left(K(s_d)G(s_d)woz_{PD}\right) \\ &= \measuredangle(s_d + z_{PD}) = 108.073^\circ \end{aligned} \tag{3.18}$$

ขณะนี้บอกให้ทราบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\measuredangle K(s_d)G(s_d) = \dfrac{\overbrace{(s_d+49.6)(s_d+58.1)}^{151.214^\circ}\overbrace{(s_d+z_{PD})}^{108.073^\circ}60990}{\underbrace{s_d\cdot(s_d+49.5)(s_d+58)(s_d-49.5)}_{439.287^\circ}} = 151.214+108.073-439.287=-180^\circ \tag{3.19}$$

เนื่องจาก $\measuredangle(s_d+z_{PD})$ มีค่ามากกว่า 90° ดังนั้นซีโร z_{PD} ตำแหน่งจะอยู่ทางขวาของ s_d เท่ากับ

$$z_{PD}=\left|\mathrm{Re}(s_d)\right|-\frac{\left|\mathrm{Im}(s_d)\right|}{\tan\left(\pi-\measuredangle(s_d+z_{PD})\right)}=27.86 \tag{3.20}$$

อัตราขยาย K ของตัวควบคุม สามารถหาได้จากขนาดตามเงื่อนไขของเทคนิคทางเดินรากดังนี้

$$K=\frac{\overbrace{|s_d|}^{61.373}\overbrace{|s_d+49.5|}^{44.987}\overbrace{|s_d+58|}^{47.091}\overbrace{|s_d-49.5|}^{102.029}}{\underbrace{|s_d+49.6|}_{45.003}\underbrace{|s_d+58.1|}_{47.125}\underbrace{|s_d+27.86|}_{46.721}60990}=\frac{2.195}{1000} \tag{3.21}$$

ดังนั้นขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $|K(s_d)G(s_d)|$ คือ

$$\frac{(2.195/1000)|s_d+49.6||s_d+58.1||s_d+27.86|60990}{|s_d||s_d+49.5||s_d+58||s_d-49.5|}=1 \tag{3.22}$$

สุดท้ายฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดสามารถแสดงได้ดังนี้:

$$\begin{cases} K(s)G(s)=\dfrac{K(s+49.6)(s+58.1)(s+z_{PD})60990}{s(s+49.5)(s+58)(s-49.5)} \\ K=2.195\times10^{-3},\ z_{PD}=27.86 \end{cases} \tag{3.23}$$

ต้องการลดค่าพุ่งเกินที่เกิดขึ้น ด้วยการเพิ่มซีโร $(s+z_{PD})$ไปยัง ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $K(s)G(s)$ เพื่อส่งต่อไปยังตัวควบคุมไปข้างหน้าที่ได้แนะนำไว้

$$K_f(s)=z_{PD}/\left(s+z_{PD}\right) \tag{3.24}$$

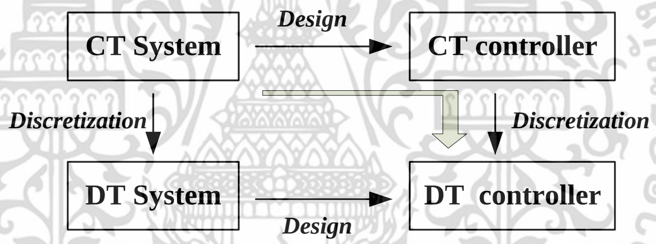
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบโดยรวมจะเป็นค่าประมาณให้เป็นระบบอันดับสองมาตรฐานดังนี้

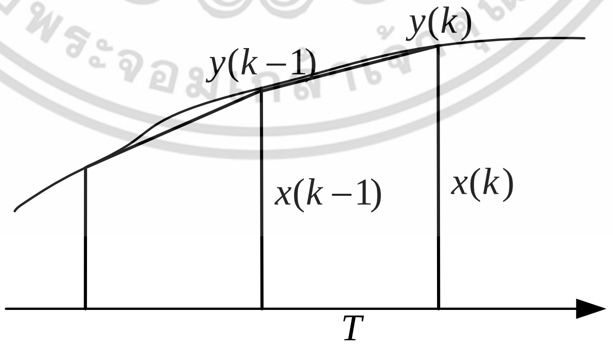
$$\begin{aligned}\frac{Y(s)}{R(s)} &\approx \left(\frac{z_{PD}}{\cancel{s+z_{PD}}}\right)\left(\frac{K(\cancel{s+z_{PD}})60990}{s(s-49.5)+K(s+z_{PD})60990}\right) \\ &\approx \frac{3.73\times 10^{3}}{s^{2}+2\cdot\underbrace{0.691}_{\zeta}\cdot\underbrace{61.073}_{\omega_n}s+\underbrace{3.73\times 10^{3}}_{\omega_n^2}}\end{aligned} \tag{3.25}$$

3.3.2 การออกแบบตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD สำหรับระบบที่ไม่เสถียรแบบเวลาไม่ต่อเนื่องด้วยวิธีเชิงเส้นคู่

ขั้นตอนการออกแบบใน [7] ได้แสดงให้เห็นถึงตัวควบคุมอนาล็อกใน s โดเมนคือสิ่งที่ได้มาเพื่อนำไปสู่ตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องใน z โดเมน ขั้นตอนต่อไปเพื่อทำให้เป็นไปตามความต้องการคือการทำตัวควบคุมแบบไม่ต่อเนื่องดังที่ได้แสดงในรูปภาพที่ 3.6 [6]



รูปที่ 3.6 Discretization



รูปที่ 3.7 Trapezoidal Approximation.

มีอยู่หลายวิธีสำหรับการแปลงจากระนาบ s สู่ระนาบ z การแปลงที่มีความแน่นอนระหว่างลาปลาสและระนาบ z คือ $z = e^{sT}$, เมื่อ T คือเวลาแบบสุ่ม อย่างไรก็ตามการแปลงนี้รวมทั้งฟังก์ชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ดีที่สุด และฟังก์ชันถ่ายโอนไม่สามารถแสดงในรูปแบบของอัตราส่วนของพหุนามได้ ทำให้ยากต่อการใช้เครื่องมืออัลกอริธึมของตัวควบคุมบนคอมพิวเตอร์แบบดิจิทัล ดังนั้นจึงใช้การแปลงโดยประมาณแทน ในรูปที่ 3.7 โดยให้รวบรวมพื้นที่จาก k เป็น $y(k)$ และ $k-1$ เป็นการให้โดย $y(k-1)$.เมื่อพื้นที่ประมาณใต้เส้นโค้งคือ

$$y(k) = y(k-1) + \frac{T}{2}\{x(k) + x(k-1)\} \tag{3.26}$$

ทำการแปลง z ในสมการที่ (3.26)

$$\begin{cases} Y(z) = z^{-1}Y(z) + \frac{T}{2}\left[X(z) + z^{-1}X(z)\right] \\ \left(1-z^{-1}\right)Y(z) = \frac{T}{2}\left(1+z^{-1}\right)X(z) \\ \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{T}{2}\left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}\right); \left(\equiv \frac{1}{s}\right) \end{cases} \tag{3.27}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID x $(n-2)$ Stage PD, $K(s)$ ยังคงไม่เหมาะสมที่จะถูกแปลงจากเวลาต่อเนื่องเป็นเวลาไม่ต่อเนื่องโดยใช้คำสั่ง 'c2dm' ในโปรแกรม MATLAB เนื่องจากซีโรอยู่ในเศษมีค่ามากกว่าจำนวนโพลในตัวหาร จากการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง ที่เสนอใน [5], ฟังก์ชันถ่ายโอน $K(s)$ สามารถเขียนใหม่ในรูปแบบพหุนามเพื่อความสะดวกในการ Discretization โดยใช้การแปลงเป็น

$$\begin{cases} K(s) = \frac{K(s+z_1)(s+z_2)(s+z_{PD})}{s} \\ \quad = \frac{c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{s} \\ c_0 = K z_1 z_2 z_{PD},\ c_1 = K(z_1 z_2 + z_1 z_{PD} + z_2 z_{PD}), \\ c_2 = K(z_1 + z_2 + z_{PD}),\ c_3 = K \end{cases} \tag{3.28}$$

สุดท้ายการเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นคู่สามารถกำหนดได้ตาม

$$s = \frac{2}{T}\left(\frac{z-1}{z+1}\right) \tag{3.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ T หมายถึงเวลาในการสุ่มตัวอย่าง (วินาที / ตัวอย่าง) โดยการเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์เวลาต่อเนื่องเป็นสัมประสิทธิ์เวลาแบบไม่ต่อเนื่องแล้ว ตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องมีรูปแบบการแสดงออกแบบปิดที่ได้รับโดย

$$K(z)=\frac{d_3z^3+d_2z^2+d_1z+d_0}{(z+1)(z+1)(z-1)}$$
$$\begin{bmatrix} d_3\\ d_2\\ d_1\\ d_0 \end{bmatrix}=\frac{1}{2T^2}\begin{bmatrix} 2T^2 & T^3 & 4T & 8\\ 2T^2 & 3T^3 & -4T & -24\\ -2T^2 & 3T^3 & -4T & 24\\ -2T^2 & T^3 & 4T & -8 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} c_1\\ c_0\\ c_2\\ c_3 \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

สำหรับเวลาแบบสุ่ม $T=1/500\ \text{sec/samples}$ ตัวควบคุมแบบเวลาต่อเนื่องในสมการที่ (3.30) สามารถทำเป็นตัวควบคุมแบบไม่ต่อเนื่อง แสดงตามลำดับได้ดังนี้

$$\begin{cases} K(s)=\dfrac{K(s+z_1)(s+z_2)(s+z_{PD})}{s} \\ \quad\;\;=\dfrac{2.195\times10^{-3}(s+49.6)(s+58.1)(s+27.86)}{s} \\ K(z)=2.506\times10^{3}\dfrac{\overbrace{(z-0.905)}^{\boxed{(s+49.6)}}\overbrace{(z-0.89)}^{\boxed{(s+58.1)}}\overbrace{(z-0.946)}^{\boxed{(s+27.86)}}}{(z-1)(z+1)^2} \end{cases} \tag{3.31}$$

รวมทั้งพลานต์ในสมการที่ (3.9) ยังถูกทำให้เป็นแบบไม่ต่อเนื่องเป็น

$$G(z)=5.779\times10^{-5}\frac{(z+1)^3}{\underbrace{(z-0.906)}_{\boxed{(s+49.5)}}\underbrace{(z-1.104)}_{\boxed{(s-49.5)}}\underbrace{(z-0.89)}_{\boxed{(s+58)}}} \tag{3.32}$$

จากนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดสามารถประมาณได้เป็น

$$K(z)G(z)\approx\frac{0.145(z-0.946)(z+1)}{(z-1)(z-1.104)} \tag{3.33}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดก่อนจะป้อนเป็นตัวควบคุมไปข้างหน้าที่แนะนำไว้จะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{Y(z)}{X(z)} \approx \frac{0.145(z-0.946)(z+1)}{(z-1)(z-1.104)+0.145(z-0.946)(z+1)} \approx \frac{0.145(z-0.946)(z+1)}{1.145z^2-2.096170z+0.966830} \tag{3.34}$$

ในที่นี้ ตัวควบคุมไปข้างหน้าคือ

$$K_f(z) = \frac{0.027(z+1)}{(z-0.946)} \tag{3.35}$$

จากนั้นโดยรวมของฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับสมการที่ (3.35) อนุกรมด้วยสมการที่ (3.34) คือ

$$\frac{Y(z)}{R(z)} \approx \frac{3.915\times10^{-3}(z+1)^2}{1.145z^2-2.096170z+0.966830} \tag{3.36}$$

เพื่อพิสูจน์ว่าสมการที่ (3.36) เป็นระบบอันดับที่สองมาตรฐาน ฟังก์ชันการถ่ายโอนอันดับที่สองมาตรฐานสามารถถูกทำแบบไม่ต่อเนื่องได้ดังนี้

$$\begin{cases} G(s) = \dfrac{\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} \Rightarrow G(z) = \dfrac{\overset{0.015}{\omega_n^2 T^2}\,(z+1)^2}{\alpha_2 z^2+\alpha_1 z+\alpha_0} \\ \quad \alpha_2 = (4+4\zeta\omega_n T+\omega_n^2T^2) = 4.352, \\ \quad \alpha_1 = (-8+2\omega_n^2T^2) = -7.97, \\ \quad \alpha_0 = (4-4\zeta\omega_n T+\omega_n^2T^2) = 3.687 \end{cases} \tag{3.37}$$

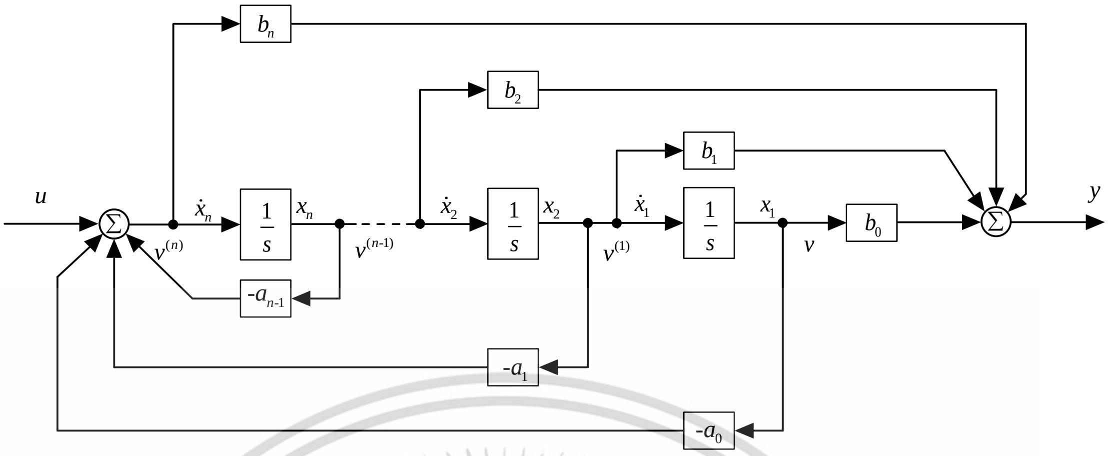
จากสมการที่ (3.37) ค่าสัมประสิทธิ์คงที่คือ $\alpha_2 = 4.352$, $\alpha_1 = -7.97$ และ $\alpha_0 = 3.687$ ตามลำดับ ดังนั้นจะได้รับการยืนยันว่าเทคนิคการออกแบบที่เสนอโดยใช้วิธีของ Kitti’s Method สามารถประมาณระบบที่ทำการศึกษาได้โดยระบบอันดับที่สองได้

สามารถทำการออกแบบตัวควบคุมจากฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐาน

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_n s^n + b_{n-1}s^{n-1}+\cdots+b_1 s+b_0}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\cdots+a_1 s+a_0} \tag{3.38}$$

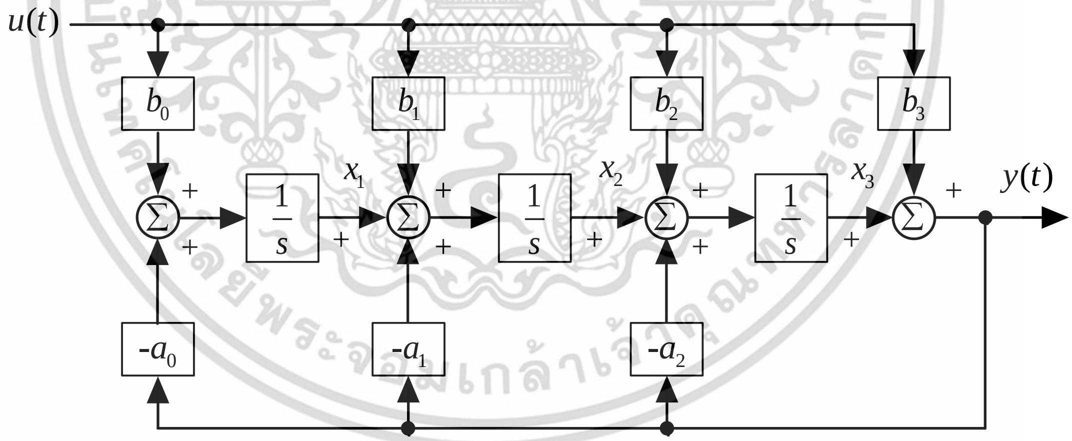
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐาน สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 Simulation Diagram For The Direct Programming Technique (Controller-Canonical Form)

สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรม The Observer Canonical Form (OCF) ของระนาบ s ได้ดังรูปที่ 3.9



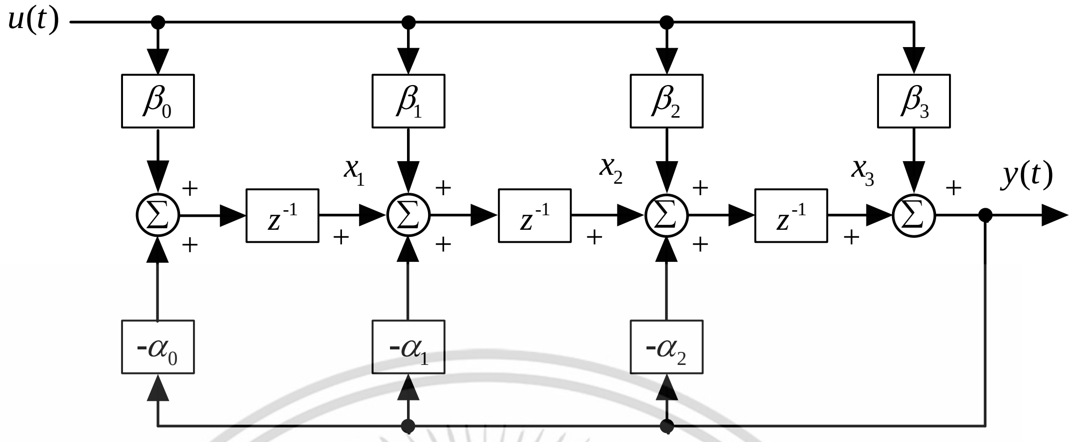
รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรม OCF ของระนาบ s

ในทำนองเดียวกันถ้ามีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{\beta_3 z^3 + \beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{z^3 + \alpha_2 z^2 + \alpha_1 z + \alpha_0} \qquad (3.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถเขียนปล็อกไดอะแกรม OCF ของระนาบ z ได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรม OCF ของระนาบ z

State Space Model สำหรับบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง จากรูปที่ 3.10 ได้จาก

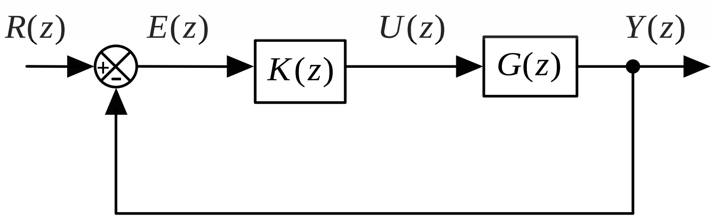
$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\alpha_0 \\ 1 & 0 & -\alpha_1 \\ 0 & 1 & -\alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta_0 & -\alpha_0\beta_3 \\ \beta_1 & -\alpha_1\beta_3 \\ \beta_2 & -\alpha_2\beta_3 \end{bmatrix} e(k)$$

$$m(k) = x_3(k) + \beta_3\, e(k) \qquad (3.40)$$

$$\Updownarrow \qquad\qquad \Updownarrow$$

$$y(k) \qquad\qquad u(k)$$

จากสมการที่ (3.40) และบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.10 อาจใช้เป็นแนวทางสำหรับการ Implementation Of Difference Equations ต่อไปได้



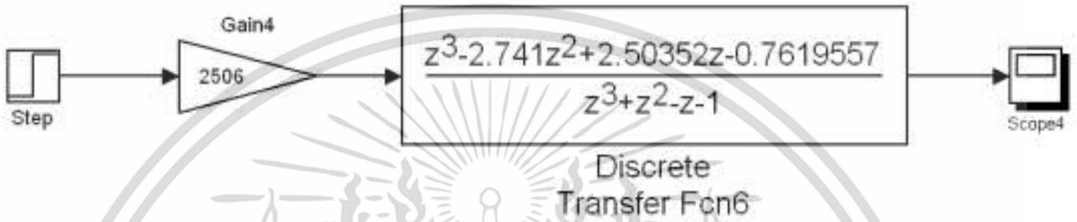
รูปที่ 3.11 โครงสร้างของกระบวนการควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID ในสมการที่ (3.31) เขียนใหม่ได้เป็น

$$K(z) = 2.506\times10^{3}\,\frac{(z-0.905)(z-0.89)(z-0.946)}{(z-1)(z+1)^{2}} \qquad (3.41)$$

สามารถทำการจำลองผลตอบสนองของตัวควบคุมวงเปิดด้วยโปรแกรม MATLAB ได้ดัง รูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 SIMULINK Diagram ของตัวควบคุมวงเปิดแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

จากสมการที่ (3.41) ทำให้เป็นรูปแบบมาตรฐานได้ดังนี้

$$K(z) = \frac{\beta_3 z^3 + \beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{z^3 + \alpha_2 z^2 + \alpha_1 z + \alpha_0} \qquad (3.42)$$

โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์คงที่คือ $\beta_3 = 2506$, $\beta_2 = -6868.946$, $\beta_1 = 6273.82112$, $\beta_0 = -1909.460984$, $\alpha_3 = 1$, $\alpha_2 = 1$, $\alpha_1 = -1$ และ $\alpha_0 = -1$ ตามลำดับ

ทำการคูณสมการที่ (3.42) ด้วย $\frac{z^{-3}}{z^{-3}}$ สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$K(z) = \frac{\beta_3 + \beta_2 z^{-1} + \beta_1 z^{-2} + \beta_0 z^{-3}}{1 + \alpha_2 z^{-1} + \alpha_1 z^{-2} + \alpha_0 z^{-3}} \qquad (3.43)$$

โดย $K(z) = \frac{M(z)}{E(z)} = \frac{Y(z)}{U(z)}$ ทำให้เป็น Difference Equations ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{m(k)}{e(k)} = \frac{\beta_3 + \beta_2 z^{-1} + \beta_1 z^{-2} + \beta_0 z^{-3}}{1 + \alpha_2 z^{-1} + \alpha_1 z^{-2} + \alpha_0 z^{-3}} \quad (3.44)$$

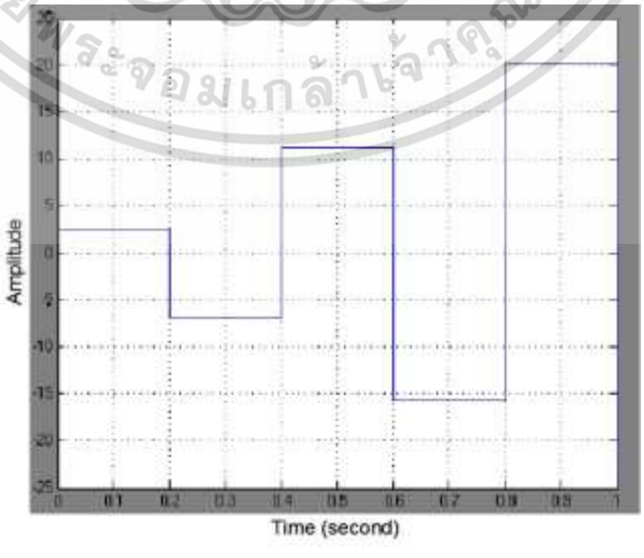
$$m(k)\left(1 + \alpha_2 z^{-1} + \alpha_1 z^{-2} + \alpha_0 z^{-3}\right) = \left(\beta_3 + \beta_2 z^{-1} + \beta_1 z^{-2} + \beta_0 z^{-3}\right) e(k)$$

จากสมการที่ (3.44) จะได้ Difference Equations คือ

$$\begin{aligned} m(k) = &-\alpha_2 m(k-1) - \alpha_1 m(k-2) - \alpha_0 m(k-3) \\ &+\beta_3 e(k) + \beta_2 e(k-1) + \beta_1 e(k-2) + \beta_0 e(k-3) \end{aligned} \quad (3.45)$$

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ของค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมสำหรับการใช้งานของสมการที่ (3.45)

k	m(k)	m(k-1)	m(k-2)	m(k-3)	e(k)	e(k-1)	e(k-2)	e(k-3)
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	2.506	0	0	0	0.001	0	0	0
2	-6.868946	2.506	0	0	0.001	0.001	0.001	0.001
3	11.28582	-6.868946	2.506	0	0.001	0.001	0.001	0.001
4	-15.6474	11.28582	-6.868946	2.506	0.001	0.001	0.001	0.001
5	20.06569	-15.6474	11.28582	-6.868946	0.001	0.001	0.001	0.001

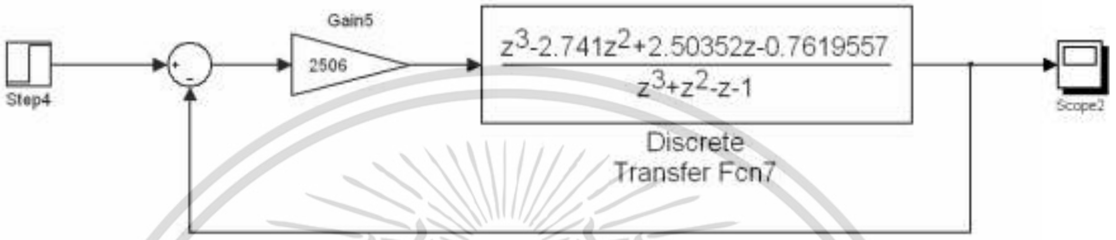


รูปที่ 3.13 ผลตอบสนองของตัวควบคุมวงเปิดแบบเวลาไม่ต่อเนื่องที่ออกแบบไว้

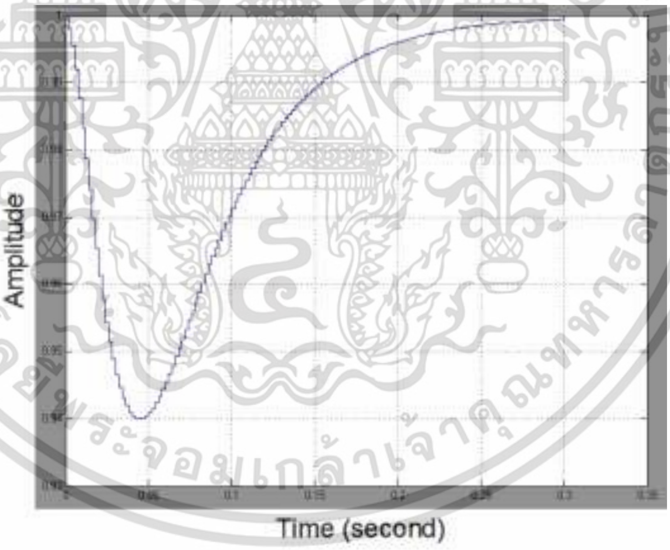
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้ ***Sampling Time = 1/5 sec/samples, Final Value = 1/1000*** และค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 3.2 จะได้ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องที่ออกแบบไว้ดังรูปที่ 3.13 ซึ่งผลตอบสนองของตัวควบคุมวงเปิดแสดงให้เห็นว่าระบบยังไม่มีเสถียรภาพ

ทำการจำลองผลตอบสนองของตัวควบคุมวงปิดด้วยโปรแกรม MATLAB โดยกำหนดให้ ***Sampling Time = 1/500 sec/samples*** และ ***Final Value = 1*** จะได้ปล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.14 และผลตอบสนองได้ดังรูปที่ 3.15



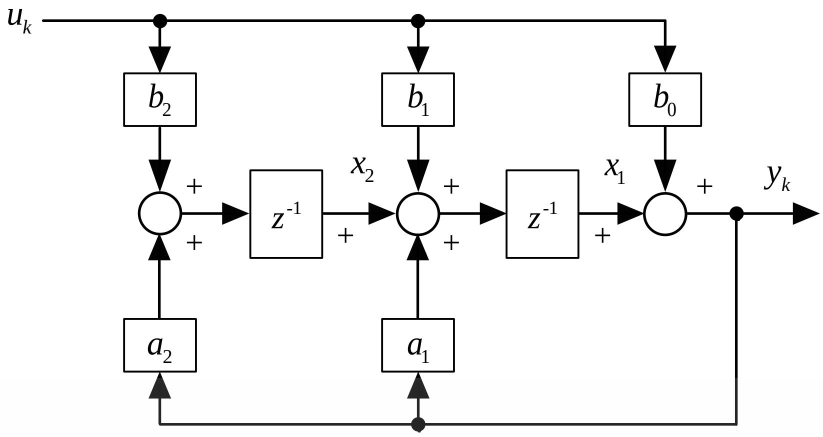
รูปที่ 3.14 SIMULINK Diagram ของตัวควบคุมวงปิดแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 3.15 ผลตอบสนองของตัวควบคุมวงปิดแบบเวลาไม่ต่อเนื่องที่ออกแบบไว้

จากรูปที่ 3.14 จะได้ผลตอบสนองดังรูปที่ 3.15 จะเห็นได้ว่าเมื่อระบบมีค่าความผิดพลาด ตัวควบคุมจะทำการปรับตัวและทำให้ผลตอบสนองเป็นไปตามค่า ***Final Value = 1*** ที่ได้กำหนดไว้เช่นเดิม และแสดงให้เห็นถึงเสถียรภาพของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรม OCF ในระนาบ *z* ของระบบอันดับสอง

ตัวอย่างการออกแบบตัวควบคุมจากบล็อกไดอะแกรม OCF ของระบบอันดับสองในรูปที่ 3.16 สามารถเขียนได้ดังนี้

```
//*********************************************************************************

10    read difference equation parameters and initialize variables;
20    set FLAG = 0;
30    select sample period, start clock;
40    if (FLAG == 1) print ("sampling period too short") and exit;
50    while (FLAG == 0) wait;
60    u = adc_in();
70    y = x1 + b0*u;
80    dac_out(y);
90    x1 = x2 + b1*u + a1*y;
100   x2 = b2*u + a2*y;
130   goto 40;

//*********************************************************************************
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

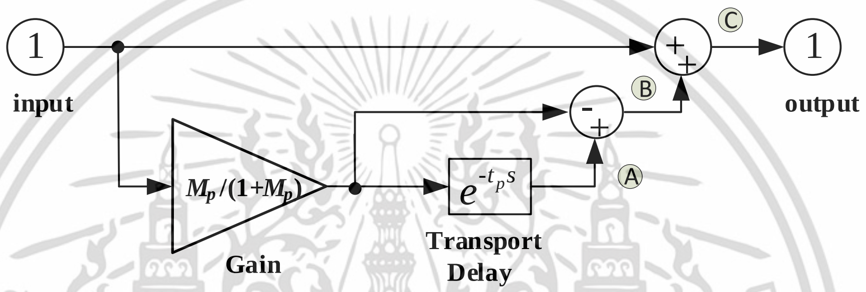
3.4 ฟังก์ชัน Posicast ของระบบ

จากการตอบสนองต่อการป้อนอินพุตของระบบอันดับสองมาตรฐานค่าพุ่งเกินสูงสุดคือ

$$M_p = e^{-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}} = 0.05, \quad \zeta = 0.691 \tag{3.46}$$

ค่าพุ่งเกินสูงสุดนี้เกิดขึ้นในช่วงเวลาสูงสุด

$$t_p = \pi/\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} = 0.071\,\text{secs.}, \quad \omega_n = 61.073\,\text{rad/sec.} \tag{3.47}$$



รูปที่ 3.17 โครงสร้าง SIMULINK Diagram ของ ฟังก์ชัน Posicast

เพื่อให้ได้รับผลการตอบสนองโดยไม่มีค่าพุ่งเกิน การป้อนอินพุตจะทำการปรับลดด้วยปัจจัยในสองส่วนดังนี้

$$\underbrace{\frac{1}{1+M_p}}_{❶} + \underbrace{\frac{M_p}{1+M_p}e^{-t_p s}}_{❷} = \overbrace{\underbrace{1-\frac{M_p}{1+M_p}}_{❶} + \underbrace{\frac{M_p}{1+M_p}e^{-t_p s}}_{❷}}^{\text{Posicast} = 1+P(s)} \tag{3.48}$$

พิจารณาจากรูปที่ 3.17 ฟังก์ชันของ Posicast สามารถอธิบายได้เป็น 3 ส่วนดังนี้

ส่วนแรกที่จุด Ⓐ จะได้สมการเป็น; $\dfrac{M_p}{1+M_p}e^{-t_p s}$

ส่วนที่สองที่จุด Ⓑ จะได้สมการเป็น; $\overbrace{-\dfrac{M_p}{1+M_p} + \dfrac{M_p}{1+M_p}e^{-t_p s}}^{P(s)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และส่วนที่สามที่จุด © จะได้สมการเป็น; $1+\overbrace{\left(-\frac{M_p}{1+M_p}+\frac{M_p}{1+M_p}e^{-t_p s}\right)}^{P(s)}$, เมื่อ 1 คือ Unit Step Input

ดังนั้นฟังก์ชันของ $Posicast = 1 + P(s)$ ดังสมการที่ (3.48)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

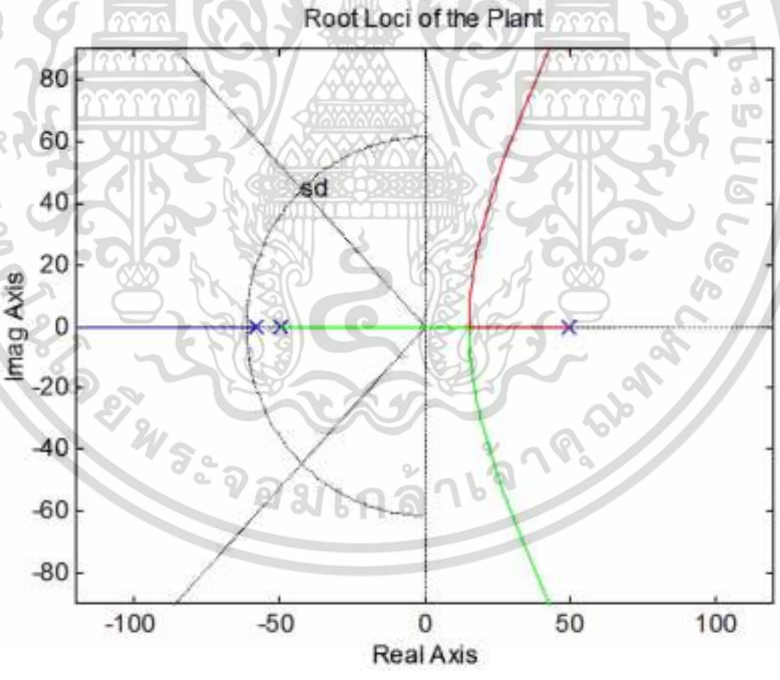
บทที่ 4

ผลการจำลองและการวิเคราะห์

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เป็นการนำผลตอบสนองจากการจำลองผลโดยการใช้โปรแกรม MATLAB มาแสดงผลเพื่อทำการเปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลตอบสนองที่ได้รับ โดยกล่าวถึงผลการจำลองและวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบแบบเวลาต่อเนื่อง ผลการจำลองและวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง และผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องจากการปรับค่าอินพุต พร้อมการเปรียบเทียบและวิเคราะห์ผล

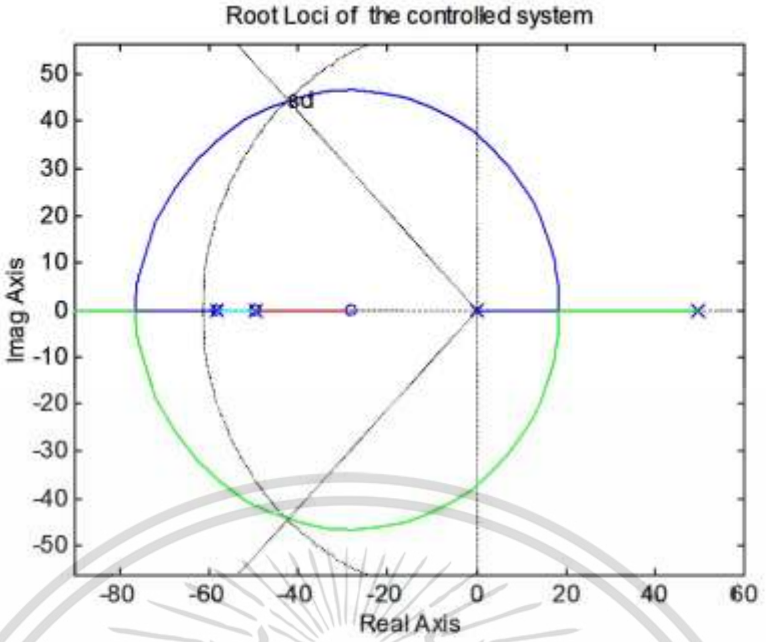
4.2 ผลการจำลองและวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบแบบเวลาต่อเนื่อง



รูปที่ 4.1 ทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงเปิดในระนาบเชิงซ้อน s

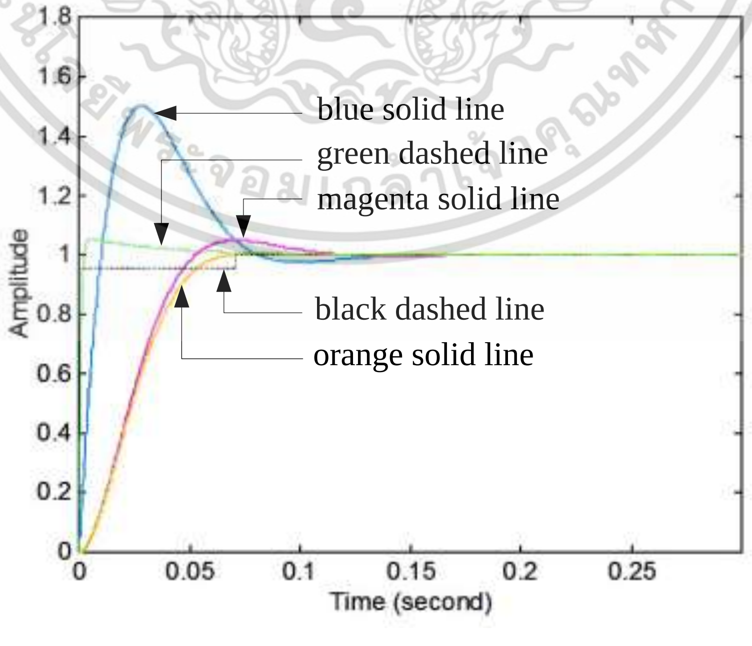
จากรูปที่ 4.1 แสดงทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงเปิด เห็นได้ชัดว่าเป็นระบบที่ไม่เสถียรโดยธรรมชาติเพราะมีโพลของระบบอยู่บนแกนจริงด้านขวามือในระนาบเชิงซ้อน s ที่ตำแหน่ง 49.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงปิดในระนาบเชิงซ้อน s

จากรูปที่ 4.2 หลังจากตัวควบคุม PID × $(n-2)$ Stage PD Cascade นำมาใช้ โพลจากเทอม Integral ที่จุดกำเนิด สามารถนำทางเดินของรากข้ามแกนจินตภาพไปทางระนาบด้านครึ่งซ้ายของแกนจิตภาพในระบบเชิงซ้อน s สามารถวิเคราะห์ได้ว่าระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กสามารถกลับมามีเสถียรภาพ

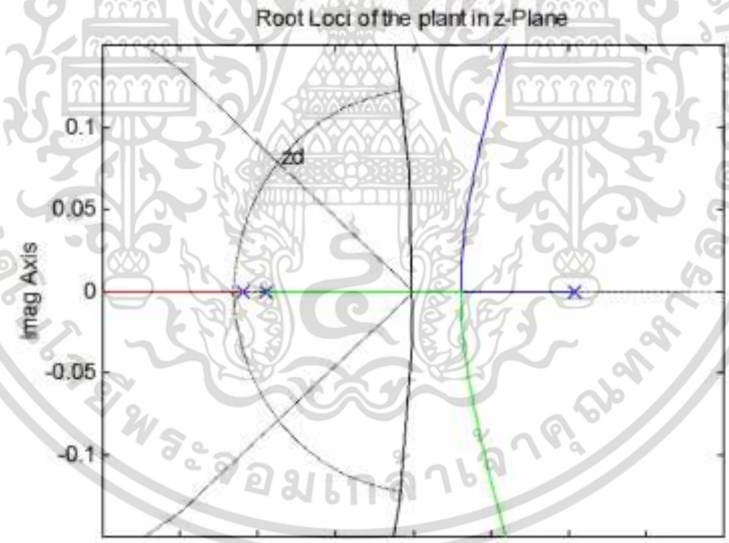


รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กที่ใช้ตัวควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กในระบบแบบเวลาต่อเนื่องแสดงดังรูปที่ 4.3 กราฟเส้นสีน้ำเงินแสดงผลตอบสนองของระบบเมื่อควบคุมด้วยตัวควบคุม PID × $(n-2)$ Stage PD Cascade ที่ออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมไว้โดยเฉพาะซึ่งยังมีค่าพุ่งเกินที่สูง กราฟเส้นสีม่วงแสดงผลตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อมีการใช้ตัวควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าร่วมด้วย โดยใช้การออกแบบด้วยการวางซีโรไว้ใกล้โพลของพลานต์ ซึ่งทำให้ระบบโดยรวมจะสามารถประมาณค่าเพื่อเป็นระบบอันดับสองมาตรฐานโดยไม่มีซีโรและโพลเพียงสองตัวเท่านั้น มีผลให้ผลตอบสนองของระบบมีค่าพุ่งเกินเป็นไปตามค่าที่ได้ออกแบบไว้แต่ยังคงมีค่าพุ่งเกินอยู่ เมื่อเพิ่มฟังก์ชันการควบคุมแบบ Posicast ซึ่งแบ่งค่าสัญญาณอินพุตอ้างอิงออกเป็นสองส่วน (แสดงด้วยเส้นประสีดำ) มีผลให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมโดยรวมของพลานต์ที่ศึกษาไม่มีค่าพุ่งเกิน ดังแสดงในกราฟเส้นสีส้ม สำหรับกราฟเส้นประสีเขียวแสดงผลตอบสนองที่ทำการเพิ่มอัตราขยาย K ของตัวควบคุมสิบเท่าของค่าที่ออกแบบไว้

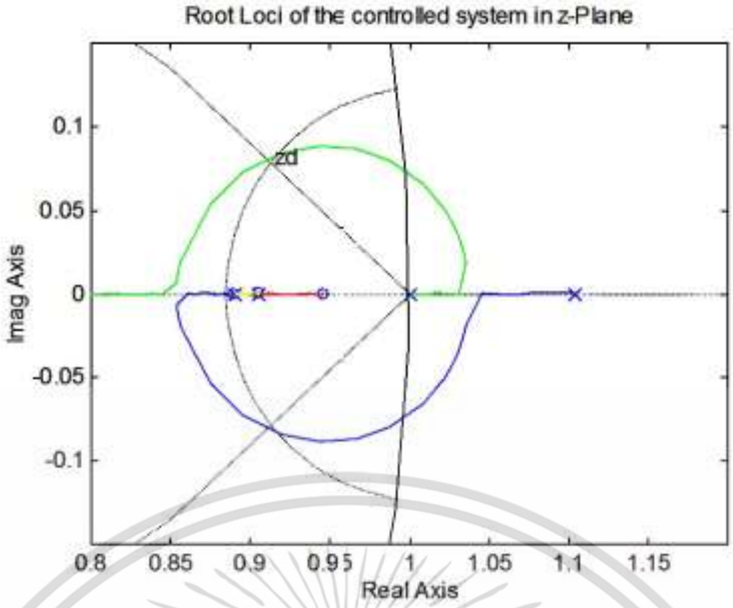
4.3 ผลการจำลองและวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 4.4 ทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงเปิดในระนาบเชิงซ้อน z

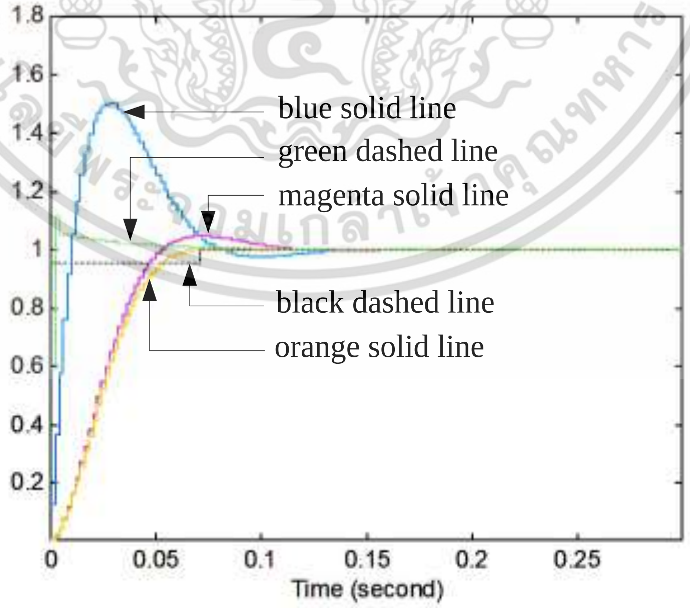
จากความสัมพันธ์ของตำแหน่งโพลและซีโรของระบบในระนาบเชิงซ้อน z ในรูปที่ 4.4 ได้แสดงทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงเปิดในระนาบเชิงซ้อน z เห็นได้ชัดว่าเป็นระบบที่ไม่เสถียรเพราะมีโพลอยู่นอกวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วย (Unit Circle) ของระนาบเชิงซ้อน z ที่ตำแหน่ง 1.104

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงปิดในระนาบเชิงซ้อน z

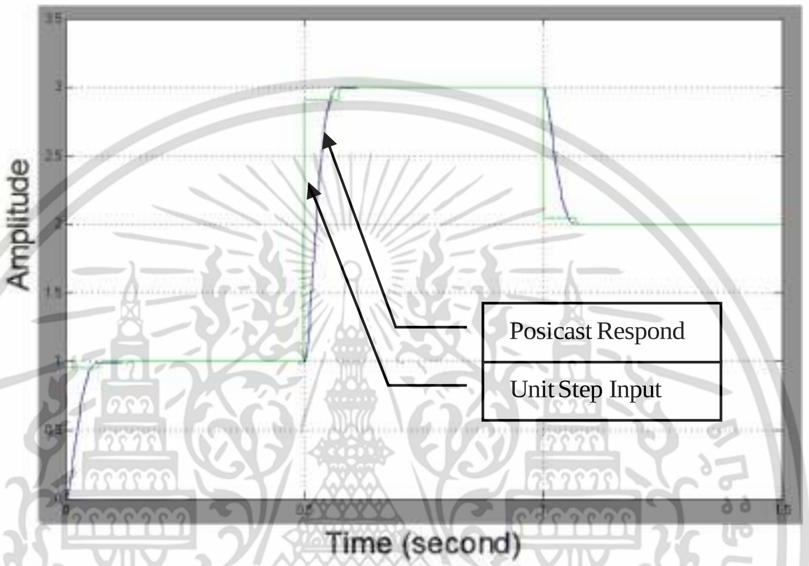
จากการควบคุมด้วยตัวควบคุม PID × $(n-2)$ Stage PD Cascade ทำให้ทางเดินรากของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบวงปิดในระนาบเชิงซ้อน z เข้าไปอยู่ในวงกลมรัศมีหนึ่งหน่วย ดังในรูปที่ 4.5 ซึ่งเป็นการยืนยันได้ว่าที่ระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กกลับมาเป็นระบบที่มีเสถียรภาพ



รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองของระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กที่ใช้ตัวควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.6 กราฟเส้นสีน้ำเงินแสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องเมื่อควบคุมด้วยตัวควบคุม PID × $(n-2)$ Stage PD Cascade ที่ออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมไว้โดยเฉพาะ ผลตอบสนองของระบบแสดงให้เห็นว่ายังมีค่าพุ่งเกินเหมือนกับในระบบควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง ในทำนองเดียวกัน กราฟเส้นสีม่วง กราฟเส้นสีส้ม และกราฟเส้นประสีเขียว ได้แสดงผลการตอบสนองของระบบแบบเวลาไม่ต่อเนื่องเป็นไปในทางเดียวกันกับแบบเวลาต่อเนื่อง และมีความใกล้เคียงกัน



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องจากการปรับค่าอินพุตแบบหลายขั้น

จากการใช้ตัวควบคุม PID × $(n-2)$ Stage PD Cascade ร่วมกับตัวควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า และฟังก์ชันการควบคุมแบบ Posicast สำหรับระบบควบคุมการลอยตัวด้วยแม่เหล็กแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง กำหนดให้ *Sampling Time = 1/500 sec/samples* และค่าสัญญาณอินพุตในขั้นที่หนึ่งให้ *Final Value = 1*, ขั้นที่สองให้ *Final Value = 2* และขั้นที่สามให้ *Final Value = -1* ดังรูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองของระบบควบคุมจากการปรับค่าสัญญาณอินพุตในขั้นที่สองและสามยังคงไม่มีค่าพุ่งเกินเกิดขึ้น และผลตอบสนองสามารถรักษาระดับสัญญาณได้ตามค่าที่กำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป

5.1 สรุปผลการวิจัย

ความไม่มีเสถียรภาพของระบบการลอยตัวแบบแม่เหล็กซึ่งเป็นพลานต์อันดับสาม เป็นระบบที่น่าสนใจที่ควรเลือกมาใช้ด้วยตัวควบคุม PID × $(n-2)$ Stage PD Cascade ที่นำเสนอ ใช้ร่วมกับตัวควบคุมไปข้างหน้า และตัวควบคุม Posicast ซึ่งมีอยู่ 3 ขั้นตอนในการออกแบบตัวควบคุมในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ขั้นตอนแรกเป็นการออกแบบตัวควบคุม PID × $(n-2)$ Stage PD Cascade หลังจากเสร็จสิ้นขั้นตอนนี้เวลาที่ได้อาจเป็นที่น่าพอใจแล้ว แต่ยังมีค่าพุ่งเกินที่สูงอยู่ ในขั้นตอนที่สองจึงออกแบบตัวควบคุมไปข้างหน้าเพื่อลดค่าพุ่งเกินสูงสุด ตอนนี้โดยรวมของระบบก็จะเป็นค่าโดยประมาณตามระบบอันดับสองมาตรฐาน จึงสามารถนำไปออกแบบด้วยตัวควบคุม Posicast ในขั้นตอนสุดท้ายได้ โดยได้มีการนำเสนอในรูปแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง ซึ่งใช้การแปลงแบบเชิงเส้นคู่จากนั้นทำการจำลองผลด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อเปรียบเทียบค่า ซึ่งผลของแบบเวลาไม่ต่อเนื่องสอดคล้องกับแบบเวลาต่อเนื่อง

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

การออกแบบตัวควบคุม PID × $(n-2)$ Stage PD แบบเวลาไมตอเนื่อง จำเป็นตองรูฟงกชันถ่ายโอนของพลานต์ที่ต้องการควบคุมเสียกอนจึงจะสามารถออกแบบตัวควบคุมได โดยพลานต์ที่เหมาะสมที่จะนำตัวควบคุม PID × $(n-2)$ Stage PD ไปใช้นั้นจะเห็นได้ว่าควรเป็นอันดับสามหรือมากกว่า การใช้วิธีการออกแบบตัวควบคุมของ รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ ที่ใชวิธีทางเดินราก ซึ่งจะตองกำหนดเลือกวางตำแหนงซีโรของตัวควบคุมที่เหมาะสม จะช่วยให้การหาค่าตัวแปรที่เหมาะสมใช้เวลาน้อยลง ผลตอบสนองที่ได้จากการใช้วิธีการแปลงแบบเชิงเส้นคู่จะมีความใกล้เคียงกับการออกแบบระบบเวลาต่อเนื่อง การลดค่าพุ่งเกินของระบบสามารถทำได้ด้วยตัวควบคุมไปข้างหน้า และตัวควบคุม Posicast สามารถขจัดค่าเพิ่งเกินส่วนที่ยังมีอยู่ได้

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นเพียงการทดลองการจำลองผ่านคอมพิวเตอร์เท่านั้น ดังนั้นแนวทางในการพัฒนาตัวควบคุมนี้อาจนำตัวควบคุมไปทดลองควบคุมพลานต์จริง หรือทดลองกับพลานต์จำลองในห้องปฏิบัติการ โดยขั้นตอนและวิธีการที่นำเสนอสามารถนำไปพัฒนาเพื่อการออกแบบตัวควบคุมแบบดิจิตอลต่อไปได้ในอนาคต โดยอาศัยผลงานวิจัยนี้เป็นต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] S. Jung and R. C. Dorf, "Analytic PIDA controller design technique for a third order system," Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control, Japan, 1996, pp.2513-2518.

[2] T. Trisuwannawat, K. Tirasesth, J. Ngamwiwit and M. Iida, "PIDx(n-2) stage PD cascade controller for SISO systems," Proc. of the 37th SICE Annual Conference, Chiba, Japan, pp. 965-968, 1998.

[3] K. Tirasesth, J. Ngamwiwit, P. Julsereewong, T. Trisuwannawat and M. Iida, "Robust PIDx(n-2) stage PD cascade controller," Proc. of the 1999 IEEE International Conference on Control Applications, Hawaii, USA, pp. 109-114, 1999.

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

[5] K. Smerpitak, P. Ukakimaparn, T. Trisuwannawat and P. Lavanprakai, "Bilinear discrete PIDx(n-2) stage PD cascade controller for SISO systems," Proc. of the 12th International Conference on Control, Automation and Systems, Jeju, Korea, pp. 1591-1596, 2012.

[6] S. Charoonsote, P. Ukakimaparn, P. Pannil and T. Trisuwannawat, "Discrete PIDx (n-2) stage PD cascade controllers proposed by Kitti," Proc. of the 4th IIAE International Conference on Industrial Application Engineering, Beppu, Japan, pp. 258-262, 2016.

[7] P. Surintramon, P. Pannil, P. Ukakimaparn and T. Trisuwannawat, "Posicast PIDx (n-2) Stage PD Cascade Controllers for Magnetically-Levitation System," Proc. of the 25th International MultiConference of Engineers and Computer Scientists, Hong Kong, vol. I, pp. 208-212, 2017.

[8] T. H. Wong, "Design of a magnetic levitation control system—an undergraduate project," IEEE Transactions on Education, vol.E-29, no.4, pp.196-200, 1986.

[9] G. Zhai, T. Norisada, J. Imae and T. Kobayashi, "An extension of generalized bilinear transformation for digital redesign," International Journal of Innovative Computing, Information and Control, vol.8, no.6, pp.4071-4081, 2012.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

[10] J. Y. Hung, “Posicast Control Past and Present, IEEE Multidisciplinary Education Magazine,” vol.2, no.1, pp.7-11, 2007.

[11] รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ. **พื้นฐานวิศวกรรมระบบควบคุม**. กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2545.

[12] วิชัย ศังขจันทรานนท์. **วิศวกรรมระบบควบคุม (เชิงเส้น)**. กรุงเทพฯ : โรงพิมพ์ไทยวัฒนาพานิช. 2519.

[13] Z. Gajic and M. Lelic. **Modern Control System Engineer.** London : Prentice-Hall, Inc. 1996.

[14] Gregory P. Starr. **Introduction to Applied Digital Control.** Second Edition. New Mexico : n.p. 2006.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการนำเสนอในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์นี้มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

Pittaya Pannil, Kittipat Pool-em, Thanit Trisuwannawat and Prapart Ukakimaparn, "Discrete-Time Posicast PIDx(*n-2*) Stage PD Cascade Controllers for Unstable System," ICIC Express Letters Part B : Applications, vol.9, no.8, pp.797-804, 2018.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICIC Express Letters
Part B: Applications ICIC International ©2018 ISSN 2185-2766
Volume **9**, Number **8**, **August 2018** pp. **797–804**

Discrete-Time Posicast PID×(*n*-2) Stage PD Cascade Controllers for Unstable System

Pittaya Pannil, Kittipat Pool-em, Thanit Trisuwannawat and Prapart Ukakimaparn
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
pittaya.pa@kmitl.ac.th, kittipat1175@gmail.com, thanit.tr@kmitl.ac.th, prapart.uk@kmitl.ac.th

Received May 2017; accepted June 2017

ABSTRACT. *This paper aims to present a discrete-time controller design for a two-degree-of-freedom (2-DOF) control system connected with Posicast function to stabilize an unstable third-order or higher-order plant. The continuous-time controllers used in the 2-DOF control system, the proportional-integral-derivative (PID)×(n-2) stage proportional-derivative (PD) cascade controllers and the forward controller, are designed by using the Kitti's method. The Posicast function is used to eliminate an overshoot in step response. Based on the continuous-time controllers designed in the s-domain, the discrete-time controllers with closed-form expression in the z-domain are then calculated by using the bilinear transformation. The magnetic levitation system is employed as an illustrative case study of the unstable plant to be controlled. By comparing the discrete-time system with the continuous-time system, the effectiveness of the proposed discrete-time controller design is verified by MATLAB simulation results.*
Keywords: PID×(*n*-2) stage PD cascade controllers, forward controller, Posicast, 2-DOF, Unstable system, Discrete time, Kitti's method, Bilinear transformation

1. **Introduction.** In order to effectively control an n^{th}-order plant, a technique to design the proportional-integral-derivative (PID) and (*n*-2) stage proportional-derivative (PD) controllers in cascade connection has been presented [1]. This proposed technique, later referred to as 'Kitti's method', is based on root locus approach to determine controller zero locations for approximating the overall system to be second-order system as well as for satisfying both transient and steady state responses. The structure of a two-degree-of-freedom (2-DOF) control system combining the forward controller and the PID×(*n*-2) stage PD cascade controllers together to reduce the amount of overshoot in transient response has been also introduced [1-2]. Therefore, the proposed PID×(*n*-2) stage PD cascade controllers can be utilized instead of a classical PID controller without depending upon any tuning methods. For achieving these cascade controllers in digital form, the design techniques based on the Kitti's method have been suggested [3-5]. With discrete-time controller design techniques proposed in [3-4], the continuous-time control system is initially determined in the *s*-domain. The structure of discrete-time cascade controllers then can be calculated by using the zero-order hold (ZOH) [3] or the bilinear transformation (so called Tustin's method) [4] for discretization. There are four unknown parameters to be defined when designing the discrete-time cascade controllers. The Kitti's

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

method is applied in the z-domain for determining the controller zero locations and solving other unknown parameters to complete the digital controller design. However, especially for too short sampling time (or too high sampling rate), it is quite difficult to determine the controller zero locations in the z-domain. With the ZOH and bilinear transformation methods used in [3] and [4], respectively, using bilinear transformation provides the better step-response characteristic than using the ZOH at the same sampling time. In order to reduce the complexity in discrete-time controller design, an easier technique based on the Kitti's method for determining the controller zero locations in the s-domain has been presented [5]. Based on the continuous-time cascade controllers designed in the s-domain, the discrete-time cascade controllers expressed by closed-form formulas can be obtained by using the bilinear transformation for discretization. There are only two unknown controller parameters to be solved in z-domain. Recently, an application of Posicast function to the 2-DOF control system for nonlinear unstable plant like a magnetic levitation system has been introduced [6]. This proposed technique is a combined approach of the Posicast function, the forward controller, and the PID×(n-2) stage PD cascade controllers to stabilize the nonlinear dynamic system with no overshoot. The forward controller is used to provide the target overshoot in step responses, and the Posicast function is utilized to eliminate the overshoot. Thus, the system transient response that contains no overshoot can be obtained. In order to be more useful, the aim of this paper is to present a digital controller design method to achieve a discrete-time version of the existing continuous-time Posicast PID×(n-2) stage PD cascade controllers proposed in [6]. The performance of the proposed design technique was studied through the MATLAB simulation results.

The rest of the paper is structured as follows. Section 2 explains the proposed discrete-time controller design for controlling the magnetic levitation system [7], which is an example of unstable nonlinear plant. Section 3 shows the simulation results to demonstrate the effectiveness of the proposed technique. Section 4 concludes this article with future work.

2. **Proposed Controller Design.** Generally, there are three concepts for designing digital controller as depicted in Figure 1; discrete design concept shown in route (1), sampled-data design concept shown in route (2), and digital redesign concept shown in route (3) [8]. The proposed controller design is based on the indirect digital redesign concept by extending the continuous-time design procedures to the case of discrete-time design procedures. The details of the proposed controller design can be explained as follows.

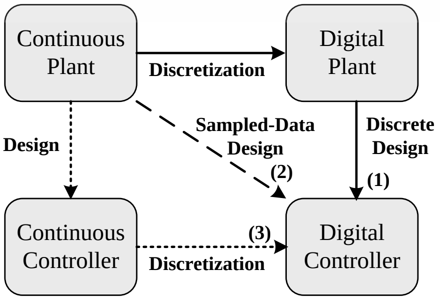


FIGURE 1. Three concepts for designing digital controller [8].

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

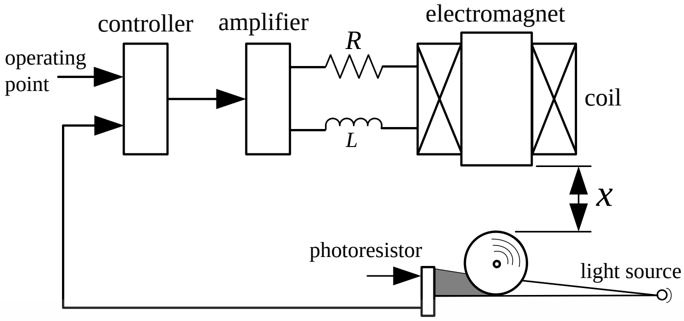


FIGURE 2. Magnetic levitation control system [7].

TABLE 1. Measured parameters of the magnetic levitation system in Figure 2 [7].

Parameter	Description	Measured Value
x_0	Distance between electromagnet and ball bearing of the operating point	0.008 m
i_0	Coil current of the operating point	0.76 A
m	Mass of ball bearing	0.068 kg
R	Coil resistance	28 Ω
L	Coil inductance	0.483 H
C	Constant	7.39×10^{-5} N.m²/A²
B	Constant	1.14×10^{3} V/m
k	Specified parameter in (2)	1.756 N/A

2.1 **Continuous plant under control** [7]. The magnetic levitation system shown in Figure 2 is used as the unstable nonlinear plant to be controlled in this paper. The characteristic equation of this control system including the transfer functions of the controller and plant, $K(s)$ and $G(s)$, respectively, in the s-domain can be written as

$$F(s) = 1 + G(s)K(s) = x_0Lms^3 + x_0Rms^2 - ki_0Ls - ki_0R + K(s)kx_0B = 0. \quad (1)$$

where
$$k = 2C\frac{i_0}{x_0^2} \quad (2)$$

From (1), it can also be stated as

$$F(s) = 1 + \frac{K(s)kx_0B}{x_0Lms^3 + x_0Rms^2 - ki_0Ls - ki_0R} = 1 + \frac{K(s)\frac{kB}{mL}}{\left(s+\sqrt{\frac{ki_0}{mx_0}}\right)\left(s-\sqrt{\frac{ki_0}{mx_0}}\right)\left(s+\frac{R}{L}\right)} = 0. \quad (3)$$

Substituting the parameters given in Table 1 into (1), it can be approximately given by

$$F(s) = 1 + \frac{K(s)60990}{(s+49.5)(s-49.5)(s+58)} = 1 + K(s)G(s) = 0. \quad (4)$$

2.2 **Continuous-time controller design** [6]**.** Figure 3 shows the 2-DOF control system including the forward controller $K_f(s)$, the cascaded PID×(n-2) stage PD controller $K(s)$, and the plant $G(s)$. From (4), it is seen that the plant under control is the third-order process, so the plant transfer function can be rewritten in general form as

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

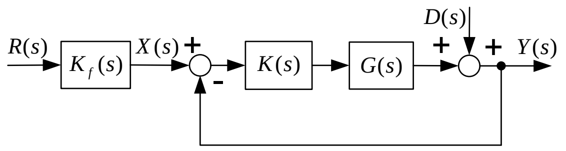


FIGURE 3. 2-DOF control system [6].

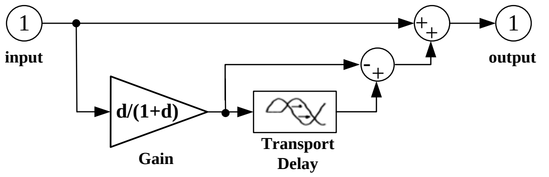


FIGURE 4. SIMULINK diagram [9].

$$G(s)=\frac{K_n}{s^N(T_1s+1)(T_2s+1)\cdots(T_ps+1)}=\frac{60990}{(s+49.5)(s-49.5)(s+58)};\quad n=3,\ N=0. \quad (5)$$

From the desired specifications for unit step input in term of the percent overshoot ($P.O.$) ≤ 5% and the settling time (t_s) ≤ 0.1 sec, then one of the dominant closed-loop poles at $s_d=-42.354+j44.416$ is obtained [6]. Based on the Kitti's method, the open-loop transfer function is

$$KG(s)=\frac{\overbrace{K_{pid}(s+z_1)(s+z_2)}^{\text{PID Controller}}\times\overbrace{K_{pd}(s+z_{pd})}^{(n-2)\text{ PD}}\cdots K_n}{s\cdot\underbrace{s^N(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_p)}_{n\text{th order Plant}}}=\frac{K\overbrace{(s+49.6)(s+58.1)}^{\text{Pre-assigned}}(s+z_{pd})60990}{s\cdot\underbrace{(s+49.5)(s+58)(s-49.5)}_{\text{3rd order plant}}}. \quad (6)$$

The angle and location of the zero of (s + z_{pd}) can be determined from the root locus angle condition, which are

$$\measuredangle(s+z_{pd})=108.073^\circ,\quad -z_{pd}=-27.86. \quad (7)$$

The controller gain at s_d, K = 2.195×10^{-3}, is determined from the root locus magnitude condition. Hence, the closed-loop transfer function can be approximately expressed as

$$\frac{Y(s)}{X(s)}\approx\frac{K(s+z_{pd})60990}{s(s-49.5)+K(s+z_{pd})60990} \quad (8)$$

To minimize the overshoot caused by adding the zero of (s + z_{pd}) to the open-loop transfer function $KG(s)$, the following forward controller is employed.

$$K_f(s)=z_{pd}/(s+z_{pd}) \quad (9)$$

The overall control system then can be approximated as a standard second-order system, which is

$$\frac{Y(s)}{R(s)}\approx\left(\frac{z_{pd}}{\cancel{s+z_{pd}}}\right)\left(\frac{K(\cancel{s+z_{pd}})60990}{s(s-49.5)+K(s+z_{pd})60990}\right)\approx\frac{3.73\times10^3}{s^2+2\cdot\underbrace{0.691}_{\zeta}\cdot\underbrace{61.073}_{\omega_n}s+\underbrace{3.73\times10^3}_{\omega_n^2}}. \quad (10)$$

From the unit-step input response of the standard second-order system, the maximum overshoot M_p is dependent on the damping ratio ζ only, which can be stated as

$$M_p=e^{-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}}=0.05,\quad \zeta=0.691. \quad (11)$$

The maximum overshoot can be occurred at the first peak time, which is

$$t_p=\pi/\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}=0.071\,\text{secs.},\quad \omega_n=61.073\,\text{rad/sec.} \quad (12)$$

To eliminate the overshoot in transient response, the Posicast function is used to rescale the unit-step input $R(s)$ before applying to the forward controller $K_f(s)$ (see Figure 3). The input

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R(s)$ is rescaled by the factor $(1 + M_p)$ in two parts as follows:

$$\underbrace{\frac{1}{1+M_p}}_{❶}+\underbrace{\frac{M_p}{1+M_p}e^{-t_p s}}_{❷}=\overbrace{1-\underbrace{\frac{M_p}{1+M_p}}_{❶}+\underbrace{\frac{M_p}{1+M_p}e^{-t_p s}}_{❷}}^{\text{Posicast}=1+P(s)}. \tag{13}$$

From (13), the Posicast function can be simulated by the SIMULINK diagram as shown in Figure 4 [9], where $d = M_p$ and $e^{-t_p s}$ = transport delay are defined.

2.3 **Discrete-time controller design.** The transfer function of the PID×(n-2) stage PD cascade controllers, $K(s)$, still is not proper to be converted from continuous time into discrete time by using 'c2dm' MATLAB command, because the number of zeros in the numerator is greater than the number poles in the denominator. Based on the discrete-time controller design proposed in [5], the transfer function $K(s)$ can be rewritten in polynomial form for ease of discretization by using bilinear transformation as

$$\begin{cases} K(s)=\dfrac{K(s+z_1)(s+z_2)(s+z_{pd})}{s}, \quad \Rightarrow \quad K(s)=\dfrac{c_3s^3+c_2s^2+c_1s+c_0}{s}, \\ c_0=Kz_1z_2z_{pd}, \quad c_1=K(z_1z_2+z_1z_{pd}+z_2z_{pd}), \quad c_2=K(z_1+z_2+z_{pd}), \quad c_3=K. \end{cases} \tag{14}$$

The bilinear transformation can be defined as

$$s=\frac{2}{T}\left(\frac{z-1}{z+1}\right), \tag{15}$$

where T denotes the sampling time (sec/samples). By transforming the continuous-time coefficients into discrete-time coefficients, then the discrete-time controller with closed-form expression can be given by

$$K(z)=\frac{d_3z^3+d_2z^2+d_1z+d_0}{(z+1)(z+1)(z-1)}, \quad \begin{bmatrix} d_3 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{bmatrix}=\frac{1}{2T^2}\begin{bmatrix} 2T^2 & T^3 & 4T & 8 \\ 2T^2 & 3T^3 & -4T & -24 \\ -2T^2 & 3T^3 & -4T & 24 \\ -2T^2 & T^3 & 4T & -8 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} c_1 \\ c_0 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix}. \tag{16}$$

At the sampling time of T = 1/500 sec/samples, the continuous-time controller $K(s)$ and the discretized controller $K(z)$ can be, respectively, expressed in

$$\begin{cases} K(s)=\dfrac{K(s+z_1)(s+z_2)(s+z_{pd})}{s}=\dfrac{2.195\times10^{-3}(s+49.6)(s+58.1)(s+27.86)}{s}, \\ K(z)=2.506\times10^3\,\dfrac{(z-0.905)(z-0.89)(z-0.946)}{(z-1)(z+1)^2}. \end{cases} \tag{17}$$

From the plant transfer function in (5), the discretized plant is

$$G(z)=5.779\times10^{-5}\,\frac{(z+1)^3}{(z-0.906)(z-1.104)(z-0.89)}. \tag{18}$$

Then, the open-loop transfer function can be approximately given by

$$KG(z)\approx\frac{0.145(z-0.946)(z+1)}{(z-1)(z-1.104)}. \tag{19}$$

The closed-loop transfer function can be approximately expressed by

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{Y(z)}{X(z)} \approx \frac{0.145(z-0.946)(z+1)}{(z-1)(z-1.104)+0.145(z-0.946)(z+1)} \approx \frac{0.145(z-0.946)(z+1)}{1.145z^2-2.096170z+0.966830}. \quad (20)$$

The transfer function of the forward controller is

$$K_f(z) = \frac{0.027(z+1)}{(z-0.946)}. \quad (21)$$

From (20) and (21), the transfer function of the overall 2-DOF control system can be approximately given by

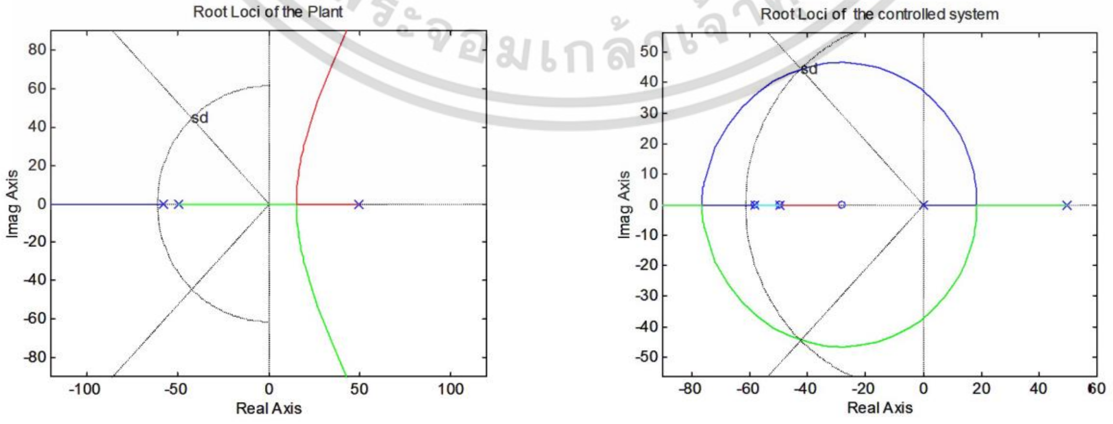
$$\frac{Y(z)}{R(z)} \approx \frac{3.915\times10^{-3}(z+1)^2}{1.145z^2-2.096170z+0.966830}. \quad (22)$$

To prove that (22) is the standard second-order system, discretizing the standard second-order transfer function can be stated as

$$\left\{ G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} \Rightarrow G(z) = \frac{\omega_n^2 T^2 (z+1)^2}{\alpha_2 z^2+\alpha_1 z+\alpha_0}, \right. \quad (23)$$

By comparing (22) with (23), the constant coefficients are $\alpha_2 = 4.352$, $\alpha_1 = -7.97$, and $\alpha_0 = 3.687$. It is confirmed that the proposed design technique using the Kitti's method can approximate the studied system by the second-order system.

3. Simulation Results. The effectiveness of the proposed discrete-time controller design for controlling unstable plant was studied through the MATLAB simulation results. Figures 5(a) and 6(a) show the root loci plots of the studied magnetic levitation system without any control in the *s*-plane and *z*-plane, respectively. It is evident that the uncontrolled system is unstable, because one real pole is in the right half of the *s*-plane, and one pole is located outside the unit circle in the *z*-plane. Figures 5(b) and 6(b) display the root loci plots of the controlled magnetic levitation system by using the continuous-time Posicast PID×(*n*-2) stage PD cascade controllers proposed in [6] and by utilizing the discrete-time Posicast PID×(*n*-2) stage PD cascade controllers proposed in this paper, respectively. It is seen that the pole from the integral term at the origin can bring the unstable pole to move across the imaginary axis towards the left half of the *s*-plane. Figures 7(a) and 7(b) illustrate the unit

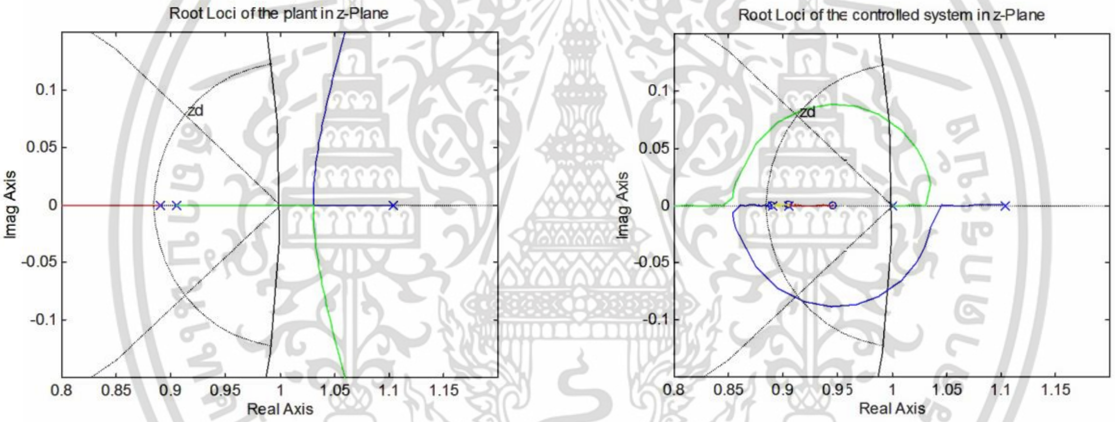


(a) for uncontrolled system (b) for controlled system

FIGURE 5. Root loci plots for the uncontrolled and controlled systems in *s*-plane.

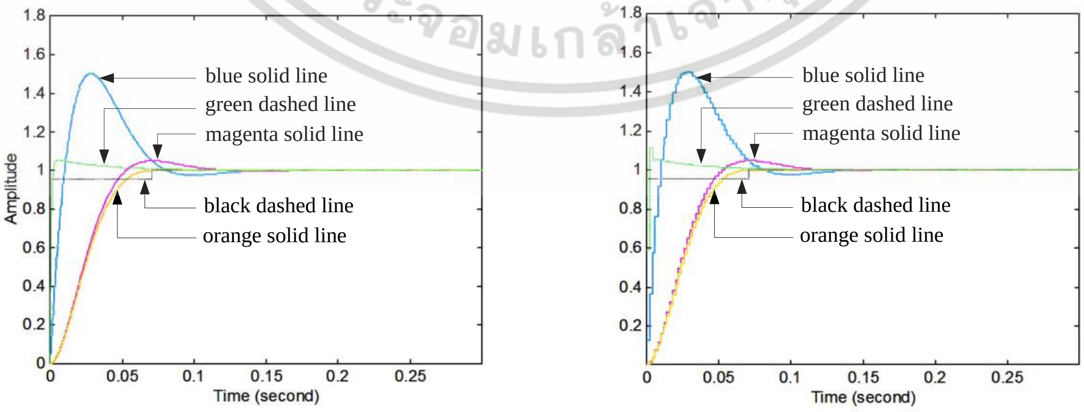
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

step responses of the continuous-time system controlled by the controllers proposed in [6] and the discrete-time system controlled by the controllers proposed in this paper, respectively. The blue solid line, magenta solid line, and green dashed line represent the responses of the studied plant controlled by the PID×(*n*-2) stage PD cascade controllers only, by the forward controller in combination with the PID×(*n*-2) stage PD cascade controllers, and by the forward controller in combination with the cascade controllers with increasing the controller gain to ten times of the designed value, respectively. The black dashed line shows the Posicast command for splitting the step input into two parts, and the orange solid line represents the response of the studied plant controlled by all controllers used in connection with the Posicast function. It is shown that the discrete-time system yields the same desired control performance as the continuous-time system. In addition, as shown in the magenta solid and green dashed line graphs on both Figures 7(a) and 7(b), it appears that the forward controller can reduce the overshoot and the Posicast function can provide no overshoot in the response to the step input.



(a) for uncontrolled system (b) for controlled system

FIGURE 6. Root loci plots for the uncontrolled and controlled systems in *z*-plane.



(a) Continuous-time system (b) Discrete-time system

FIGURE 7. Unit step responses of the studied control systems.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Conclusions. The digital controller design technique by extending the continuous-time controller design previously proposed in [6] for the 2-DOF control system connected with the Posicast function has been presented. The procedures of the proposed design method for controlling the unstable third-order magnetic levitation plant in the case study have been described. The performance of the discrete-time Posicast PID×(*n*-2) stage PD cascade controllers designed by the proposed technique has been confirmed by comparing their MATLAB simulation results with those of the continuous-time controllers. An evaluation of effects of different sampling time periods on the discrete-time controller performance is the future research of this paper.

REFERENCES

[1] T. Trisuwannawat, K. Tirasesth, J. Ngamwiwit and M. Iida, PID×(*n*-2) stage PD cascade controller for SISO systems, *Proc. of the 37th SICE Annual Conference*, Chiba, Japan, pp. 965-968, 1998.

[2] K. Tirasesth, J. Ngamwiwit, P. Julsereewong, T. Trisuwannawat and M. Iida, Robust PID×(*n*-2) stage PD cascade controller, *Proc. of the 1999 IEEE International Conference on Control Applications*, Hawaii, USA, pp. 109-114, 1999.

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

[4] K. Smerpitak, P. Ukakimaparn, T. Trisuwannawat and P. Lavanprakai, Bilinear discrete PID×(*n*-2) stage PD cascade controller for SISO systems, *Proc. of the 12th International Conference on Control, Automation and Systems*, Jeju, Korea, pp. 1591-1596, 2012.

[5] S. Charoonsote, P. Ukakimaparn, P. Pannil and T. Trisuwannawat, Discrete PID×(*n*-2) stage PD cascade controllers proposed by Kitti, *Proc. of the 4th IIAE International Conference on Industrial Application Engineering*, Beppu, Japan, pp. 258-262, 2016.

[6] P. Surintramon, P. Pannil, P. Ukakimaparn and T. Trisuwannawat, Posicast PID×(*n*-2) Stage PD Cascade Controllers for Magnetically-Levitation System, *Proc. of the 25th International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, Hong Kong, vol. I, pp. 208-212, 2017.

[7] T. H. Wong, Design of a magnetic levitation control system–an undergraduate project, *IEEE Transactions on Education*, vol.E-29, no.4, pp.196-200, 1986.

[8] G. Zhai, T. Norisada, J. Imae and T. Kobayashi, An extension of generalized bilinear transformation for digital redesign, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol.8, no.6, pp.4071-4081, 2012.

[9] J. Y. Hung, Posicast control past and present, *IEEE Multidisciplinary Education Magazine*, vol.2, no.1, pp.7-11, 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายกิตติภัทร พูลเอม
วัน เดือน ปีเกิด	15 มกราคม 2531 ที่ปทุมธานี
ที่อยู่	7/4 หมู่ที่ 7 ถ.เลียบคลองห้า ตำบล คลองห้า อำเภอ คลองหลวง จังหวัดปทุมธานี 12120 โทร.086-612-8409
ประวัติการศึกษา	2553 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1.) โปรแกรม PLC 2.) ระบบ SCADA 3.) การออกแบบตู้ควบคุม

ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย

พ.ศ.2556-2560	ตำแหน่ง Automation Engineer - บริษัท สมาร์ทเดฟโซลูชั่น จำกัด
ปัจจุบัน	ตำแหน่ง Technical support Engineer - บริษัท เอ็นไลท์เท็นเทคโนโลยี จำกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้