

ตัวควบคุม PIDx(n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วยด้วยการแปลงแบบ
Delayed First Order Hold

DISCRETE-TIME PIDx(n-2) STAGE PD CASCADE CONTROLLERS WITH
DELAYED FIRST ORDER HOLD DISCRETIZATION



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอัตโนมัติ
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2560
KMITL-2017-EN-M-257-149

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ตัวควบคุม PIDx(n-2) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วยด้วยการแปลงแบบ

Delayed First Order Hold

DISCRETE-TIME PIDx(n-2) STAGE PD CASCADE CONTROLLERS WITH
DELAYED FIRST ORDER HOLD DISCRETIZATION



T148777



เลขทศ.
เลขทะเบียน **148777**
พิมพ์เดือนปี **23 11 2560**

b. 00267085
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอัตโนมัติ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ KMITL-2017-EN-M-257-149 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DISCRETE-TIME $PIDx(n-2)$ STAGE PD CASCADE CONTROLLERS WITH
DELAYED FIRST ORDER HOLD DISCRETIZATION



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN AUTOMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2017

KMITL-2017-EN-M-257-149

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ตัวควบคุม PID x (n-2) Stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย ด้วยการแปลงแบบ
Delayed First Order Hold
Thesis Title Discrete-Time PID x (n-2) Stage PD Cascade Controllers with Delayed First
Order Hold Discretization
นักศึกษา นายชาญณรงค์ เชียงที
รหัสประจำตัว 55613603
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมอัตโนมัติ
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.พิทยา ปานนิล
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-M-257-149

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.เชิดพงษ์ ดิเลศไพบุลย์	
รศ.ดร.ไสว พงศ์สวัสดิ์	
รศ.ประภาช อุดคคิมาพันธ์	
รศ.ดร.ธนิศย์ ตรีสุวรรณวัฒน์	
รศ.ดร.พิทยา ปานนิล	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 7 กรกฎาคม พ.ศ. 2560 เวลา 15.00-17.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ฉบับนี้ คณะวิศวกรรมศาสตร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 7 กรกฎาคม พ.ศ. 2560

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวควบคุม PID $\times(n-2)$ stage PD แบบเวลาเต็มหน่วยด้วยการแปลงแบบ Delayed First Order Hold
ชื่อนักศึกษา	นายชาญณรงค์ เชียงที
รหัสนักศึกษา	55613603
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอัตโนมัติ
พ.ศ.	2560
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รองศาสตราจารย์.ดร.พิทยา ปานนิล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอเทคนิคการออกแบบตัวควบคุมชนิด $(n-2)$ PD (Proportional-Derivative) อนุกรมเข้ากับตัวควบคุมชนิด PID (Proportional-Integral-Derivative) ให้สอดคล้องกับกระบวนการอันดับ n ใด ๆ การออกแบบในตอนแรกได้ทบทวนถึงข้อดีของระเบียบวิธีของ รศ.ดร. กิตติ ตีระเศรษฐ์ ในการออกแบบระบบควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง ซึ่งต่อจากนั้นจะใช้รูปแบบแปลงกระบวนการไม่ต่อเนื่องด้วย First Order Hold และ Delayed First Order Hold ใช้แปลงตัวควบคุมเป็นแบบเวลาเต็มหน่วย ผลลัพธ์จากการจำลองแสดงให้เห็นถึงเทคนิคการออกแบบนั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในรูปแบบของเวลาเต็มหน่วยได้ ซึ่งผลตอบสนองของคุณลักษณะที่ต้องการของระบบออกมาดีถึงดีมากกว่าเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	DISCRETE-TIME PID \times ($n-2$) STAGE PD CASCADE CONTROLLERS WITH DELAYED FIRST ORDER HOLD DISCRETIZATIONS
Student	Mr. Channarong Chiengtee
Student ID.	55613603
Degree	Master of Engineering
Programme	Automation Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Pittaya Pannil

ABSTRACT

This thesis proposes a technique to design the ($n-2$) stage PD (Proportional-Derivative) controller cascaded with the PID (Proportional-Integral-Derivative) controller in accordance with n th order plants. The Continuous-Time (CT) design is firstly reviewed to show the advantages of the Kitti's method. The proposed technique is based on the Kitti's method in combination with the use of First Order Hold (FOH) to discretize the CT plant and Delayed First Order Hold (DFOH) to discretize the CT controller for obtaining the proper Discrete-Time (DT) controller structure. The simulation results confirm that the proposed design technique can be applied to the DT framework with better specifications than it was expected.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มาจากการนำแนวความคิดของ รศ.ดร.กิตติ ตีระเศรษฐ เป็นจุดเริ่มต้น โดยมี รศ.ดร.ธนิศย์ ตรีสุวรรณวัฒน์ และ รศ.ดร.พิทยา ปานนิล เป็นผู้คอยให้คำแนะนำ และเป็นທີ່ปรึกษา จึงทำให้วิทยานิพนธ์นี้ สำเร็จลุล่วงไปได้เป็นอย่างดี ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างซึ่งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ทุกท่าน และขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ พี่ ๆ ในสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านที่ให้คำแนะนำต่าง ๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่จากส่วนงานบัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่าง ๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่อง ๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชาญณรงค์ เชียงที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	3
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 แนวคิดและหลักการของตัวควบคุม $PIDx(n-2)$ stage PD Cascade.....	5
2.1 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ.....	5
2.1.1 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ.....	5
2.1.2 ข้อกำหนดของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ.....	6
2.2 ตัวควบคุมแบบ PID.....	7
2.3 ตัวควบคุมแบบ PD.....	10
2.4 ตัวควบคุมแบบ $PIDx(n-2)$ Stage PD Cascade.....	11
บทที่ 3 ตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยและการออกแบบ.....	14
3.1 ระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย.....	14
3.1.1 ข้อดีและข้อเสียของระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย.....	15
3.1.2 แนวทางการออกแบบระบบควบคุมเวลาเต็มหน่วย.....	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1.3 การออกแบบตัวควบคุมในแบบเวลาเต็มหน่วย.....	17
3.1.4 การออกแบบกระบวนการในแบบเวลาเต็มหน่วย.....	19
3.2 การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีทางเดินรากล.....	21
3.2.1 เส้นทางเดินของรากล.....	21
3.2.2 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีทางเดินรากล.....	24
3.3 การออกแบบตัวควบคุมแบบต่าง ๆ ในระบบเวลาต่อเนื่อง.....	25
3.3.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง.....	25
3.3.2 กระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์.....	29
3.3.3 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์.....	31
3.4 การออกแบบตัวควบคุมแบบต่าง ๆ ในระบบเวลาเต็มหน่วย.....	34
3.4.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง.....	34
3.4.2 กระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์.....	36
3.4.3 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์.....	39
บทที่ 4 ผลการจำลองระบบและการเปรียบเทียบ.....	42
4.1 การเปรียบเทียบผลการจำลองในระบบเวลาต่อเนื่อง.....	42
4.1.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง.....	42
4.1.2 กระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์.....	43
4.1.3 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์.....	44
4.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองในระบบเวลาเต็มหน่วย.....	44
4.2.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งและชนิดศูนย์.....	44
4.2.2 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์.....	46
4.3 เปรียบเทียบผลจากการจำลองของระบบเมื่อใช้คาบเวลาการสุ่มต่าง ๆ.....	45
4.3.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบ เมื่อใช้ $T = 1/10$ sec.....	47
4.3.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบ เมื่อใช้ $T = 1/50$ sec.....	48
4.3.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบ เมื่อใช้ $T = 1/500$ sec.....	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	50
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	50
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	51
เอกสารอ้างอิง.....	52
ภาคผนวก.....	53
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ.....	53
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์.....	61
ประวัติผู้เขียน.....	64



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ.....	5
2.2 แสดงค่าต่าง ๆ ของระบบต่อการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุทแบบขั้นบันได.....	7
2.3 แสดงผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบ PD	10
2.4 โครงสร้างของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID× (n-2) stage PD Cascade.....	11
3.1 ระบบควบคุมแบบอินพุทเดียวเอาท์พุทเดียว.....	14
(ก) ระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย.....	14
(ข) ระบบควบคุมแบบดิจิตอล.....	14
3.2 แนวทางการออกแบบระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย.....	17
3.3 แนวทางการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย.....	17
3.4 แนวทางการออกแบบกระบวนการแบบเวลาเต็มหน่วย.....	19
3.5 ตัวอย่างตำแหน่งโพลตามจุดต่าง ๆ บนระนาบเชิงซ้อน z	23
3.6 แสดงผลการตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งเมื่อใช้ตัวควบคุม PID.....	26
3.7 แสดงผลการตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง.....	26
3.8 แสดงทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง.....	28
3.9 แสดงการตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง.....	29
3.10 เส้นทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์.....	31
3.11 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PID× (n-2) stage PD Cascade	31
3.12 เส้นทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์.....	33
3.13 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PID× (n-2) stage PD.....	34
3.14 แสดงทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งในระบบเวลาเต็มหน่วย.....	36
3.15 ผลการตอบสนองของระบบกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งเมื่อใช้ตัวควบคุม PID× (n-2) stage PD Cascade ในระบบเวลาเต็มหน่วย.....	36
3.16 แสดงทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์ในระบบเวลาเต็มหน่วย	38
3.17 ผลการตอบสนองของระบบกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์เมื่อใช้ตัวควบคุม PID× (n-2) stage PD Cascade ในระบบเวลาเต็มหน่วย	39
3.18 แสดงทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์ในระบบเวลาเต็มหน่วย.....	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.19 ผลการตอบสนองของระบบกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์เมื่อใช้ตัวควบคุม PID \times (n-2) stage PD Cascade ในระบบเวลาเต็มหน่วย.....	41
4.1 แสดงการตอบสนองระบบกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งเมื่อเพิ่มอัตราขยาย.....	43
4.2 แสดงการตอบสนองระบบกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์เมื่อเพิ่มอัตราขยาย.....	43
4.3 แสดงการตอบสนองระบบกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์เมื่อเพิ่มอัตราขยาย.....	44
4.4 แสดงการตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งเมื่อเพิ่มอัตราขยาย ของตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยหน่วย.....	45
4.5 แสดงการตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์เมื่อเพิ่มอัตราขยาย ของตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยหน่วย.....	45
4.6 แสดงการตอบสนองของกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์เมื่อเพิ่มอัตราขยาย ของตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยหน่วย.....	46
4.7 แสดงการตอบสนองของระบบ เมื่อใช้ $T = 1/10$ sec	47
4.8 แสดงการตอบสนองของระบบ เมื่อใช้ $T = 1/50$ sec	48
4.9 แสดงการตอบสนองของระบบ เมื่อใช้ $T = 1/500$ sec	49

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เป็นที่รู้จักกันว่าในกระบวนการอุตสาหกรรมส่วนใหญ่การออกแบบระบบควบคุมมีรูปแบบเป็นชนิดไม่มีอินทิกรัลในกระบวนการ และประกอบไปด้วยกระบวนการแบบหน่วงเวลาช้าหรือเวลาเร็ว โดยมีอันดับกระบวนการตั้งแต่ อันดับที่สองถึงอันดับที่ห้า รวมถึงกระบวนการแบบ Dead time plus one first order lag [1] ดังนั้น สิ่งสำคัญที่สุด คือ การเลือกตัวควบคุมที่เหมาะสม เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองของกระบวนการของระบบเป็นไปตามที่กำหนดไว้ โรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่จึงนิยมเลือกใช้เครื่องควบคุมแบบอัตโนมัติ (Automatic Controller) มาใช้ในการควบคุมกระบวนการ เพื่อให้ได้การควบคุมที่มีความแม่นยำ และมีประสิทธิภาพสูง

เครื่องควบคุมแบบอัตโนมัติที่นิยมใช้ในกระบวนการผลิต คือ ตัวควบคุมชนิด PID (Proportional – Integral – Derivative : PID Controller) ทั้งนี้เนื่องจากการปรับค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุม PID เป็นการปรับค่าที่ไม่ซับซ้อน เข้าใจง่ายและสามารถประยุกต์ใช้งานกับกระบวนการต่าง ๆ ได้อย่างหลากหลายรูปแบบ อีกทั้งยังให้ผลตอบสนองควบคุมกระบวนการได้ดี ตามความต้องการของผู้ควบคุม ส่วนการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PID นั้นมีหลายวิธี เช่น วิธีของ Ziegler-Nichols เป็นวิธีในการใช้หาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่นิยมมาก แต่บางวิธียังใช้วิธีการลองผิดลองถูกเพื่อปรับพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสำหรับกระบวนการผลิตนั้น ๆ แต่วิธีการดังกล่าวจะใช้ได้ดีและมีความเหมาะสมในอุตสาหกรรมที่มีระบบกระบวนการอันดับไม่เกินสองเท่านั้น ส่วนกระบวนการอันดับสามนั้นได้ใช้วิธีการวิเคราะห์ด้วย PIDA (Proportional-Integral-Derivative-Acceleration) [2] สำหรับกระบวนการอันดับที่มากกว่าสามหรืออันดับกระบวนการใด ๆ จะใช้การออกแบบด้วยตัวควบคุม $PID \times (n-2)$ stage PD ด้วยเทคนิคทางเดินราก ในรูปแบบเวลาต่อเนื่อง [3] แต่หากว่ากระบวนการมีอันดับที่มากกว่าสองขึ้นไป การปรับค่าพารามิเตอร์ของ PID จะเปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากตัวซีโร (Zero) ของตัวควบคุม PID มีค่าน้อยกว่าโพล (Pole) ของกระบวนการ ทำให้การจูนค่านั้นเป็นไปได้ค่อนข้างยาก ด้วยเหตุนี้รองศาสตราจารย์ ดร.กิตติ ตีระเศรษฐ์ จึงได้นำเสนอแนวความคิดการออกแบบตัวควบคุมสำหรับกระบวนการอันดับใด ๆ โดยการเพิ่มตัวควบคุมแบบ PD (Proportional – Derivative) จำนวน $(n-2)$ ตัว อนุกรมกับตัวควบคุมแบบ PID และเรียกตัวควบคุมนี้ว่า $PID \times (n-2)$ stage PD [3] แนวความคิดนี้ใช้สำหรับกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสองได้เป็นอย่างดี ในการวิเคราะห์และออกแบบในระบบเวลาต่อเนื่อง (Continuous – Time System) แต่ในปัจจุบันได้มีการประยุกต์ใช้คอมพิวเตอร์ในการควบคุมกระบวนการทางอุตสาหกรรมมากขึ้น การส่งสัญญาณจะใช้วิธีการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล โดยส่งสัญญาณในรูปแบบการสุ่มค่าสัญญาณ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Sampler) ทำให้สัญญาณนั้นอยู่ในรูปแบบของสัญญาณไม่ต่อเนื่อง (Discrete Signal) นำไปสู่การวิเคราะห์และ การออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย (Discrete-Time System)

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย โดยก่อนหน้านี้ได้มีตัวควบคุมที่ได้นำเสนอรูปแบบการแปลงตัวควบคุมแบบ PID $x(n-2)$ stage PD [3,4,5,6] ไปแล้วนั้นจะเห็นได้ว่าตัวควบคุมเหล่านี้ช่วยลดค่าพุงเกินกว่าค่าปกติจากการออกแบบคุณลักษณะที่ต้องการในกระบวนการที่มีอันดับที่สาม หรือสำหรับกระบวนการที่มีอันดับ n ใด ๆ โดยการแปลงกระบวนการและตัวควบคุมให้อยู่ในรูปแบบระบบเวลาเต็มหน่วย ในแบบวิธีการดังที่ได้ดังกล่าวมาแล้ว ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมสำหรับกระบวนการที่มีอันดับ n ใด ๆ ด้วยการแปลงสัญญาณไม่ต่อเนื่องแบบ First order hold (FOH) และแบบ Delayed First Order Hold (DFOH) ซึ่งวิธีการแปลงตัวควบคุมในรูปแบบเวลาเต็มหน่วยนี้สามารถควบคุมกระบวนการดังกล่าวให้มีคุณลักษณะตามที่กำหนดและผลตอบสนองดีกว่าในระบบเวลาต่อเนื่องเพียงทำการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายของตัวควบคุมและคาบเวลาการสุ่มสัญญาณเท่านั้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

เนื่องจากตัวควบคุมแบบ PID มีจำนวนซีโรเพียงสองตัว เมื่อนำไปควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสอง ด้วยตัวควบคุมแบบ PID เพียงอย่างเดียว ไม่เพียงพอที่จะควบคุมกระบวนการให้ได้ผลการตอบสนองเป็นไปตามที่ออกแบบไว้ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงได้แก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วยการเพิ่มตัวควบคุมแบบ PD เข้าไปในระบบจำนวน $(n-2)$ ตัว อนุกรมกับตัวควบคุมแบบ PID โดยการออกแบบและวิเคราะห์ผลของตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

การออกแบบตัวควบคุมที่นำเสนอมีขั้นตอนและวิธีการคล้ายกับการออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาต่อเนื่อง โดยนำฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการในระบบควบคุมในระบบเวลาต่อเนื่องมาแปลงให้อยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมสัญญาณไม่ต่อเนื่อง การออกแบบระบบจะพิจารณาเลือกใช้คาบเวลาการสุ่ม (Sampling Time) ในการสุ่มสัญญาณของระบบให้เหมาะสม จากนั้นทำการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีเทคนิคทางเดินราก โดยการกำหนดตำแหน่งของตัวซีโรของตัวควบคุมภายใต้เงื่อนไขของมุม (Angle Condition) และเลือกวางตำแหน่งของซีโรที่เพิ่มเข้าไป ให้มีตำแหน่งใกล้ ๆ กับตำแหน่งด้านซ้ายของโพลของกระบวนการมากที่สุด โดยเหลือซีโรไว้จำนวนหนึ่งตัวเพื่อใช้ในการกำหนดให้เส้นทางเดินของรากผ่านจุดของโพลวงปิดเด่นชัด (Dominant Close-loop Pole) ที่ต้องการ ซึ่งเป็นตำแหน่งที่มีคุณลักษณะผลตอบสนองตามที่ได้กำหนดไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

ตัวควบคุม PID $x(n-2)$ stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วย เมื่อเทียบกับตัวควบคุมแบบ PID ในแบบพื้นฐาน จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมแบบ PID ไม่สามารถควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสอง ให้ได้ผลตอบสนองที่กำหนดไว้ได้ แต่ตัวควบคุม PID $x(n-2)$ stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วย สามารถควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสองได้ผลตอบสนองตามข้อกำหนดที่ออกแบบทุกประการ เมื่อเปรียบเทียบผลการควบคุมระหว่างตัวควบคุม PID $x(n-2)$ stage PD Cascade ในแบบเวลาต่อเนื่องกับในแบบเวลาเต็มหน่วยจะเห็นได้ว่าตัวควบคุมในแบบเวลาเต็มหน่วยจะมีค่าพ่วงเกินน้อยกว่ามากและเมื่อเปรียบเทียบหลังจากเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุมพบว่าใช้เวลาเข้าที่ได้เร็วกว่าระบบควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง แต่ผลที่ได้ขึ้นอยู่กับเลือกราคาเวลาการสุ่มที่เหมาะสมกับกระบวนการ

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้กล่าวถึงตัวควบคุม PID และ PID $x(n-2)$ stage PD เพื่อเป็นพื้นฐานในการพัฒนาและการออกแบบตัวควบคุม PID $x(n-2)$ stage PD Cascade Controllers แบบเวลาเต็มหน่วย โดยการใช้การแปลงกระบวนการด้วย First Order Hold และใช้การแปลงแบบ Delayed First Order Hold สำหรับแปลงตัวควบคุม โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบตัวควบคุมที่ใช้เวลาในการเข้าที่ได้รวดเร็วกว่าตัวควบคุม PID $x(n-2)$ stage PD Cascade ที่ใช้ในระบบเวลาต่อเนื่อง โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงผลการควบคุมของตัวควบคุมที่ออกแบบเปรียบเทียบกับตัวควบคุมในระบบเวลาต่อเนื่อง

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎีที่ใช้ขอบเขตงานวิจัยและขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงโครงสร้างของตัวควบคุมแบบ PID โครงสร้างและการออกแบบตัวควบคุม PID $x(n-2)$ stage PD cascade Controllers สำหรับกระบวนการอันดับ n ใด ๆ

บทที่ 3 กล่าวถึงโครงสร้างของตัวควบคุมแบบ PID เพื่อใช้เป็นพื้นฐานในการออกแบบตัวควบคุมแบบ PID $x(n-2)$ stage PD สำหรับกระบวนการอันดับ n ใดๆด้วยวิธีเทคนิคทางเดินราก พร้อมทั้งยกตัวอย่างการจำลองการควบคุมกระบวนการด้วยโปรแกรม MATLAB

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการทดลองโดยการจำลองเพื่อเปรียบเทียบการควบคุมกระบวนการ
อันดับต่างๆด้วยตัวควบคุมแบบ PID และตัวควบคุมแบบ PIDx(n-2)stage PD cascade ทั้งในระบบ
เวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วย

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

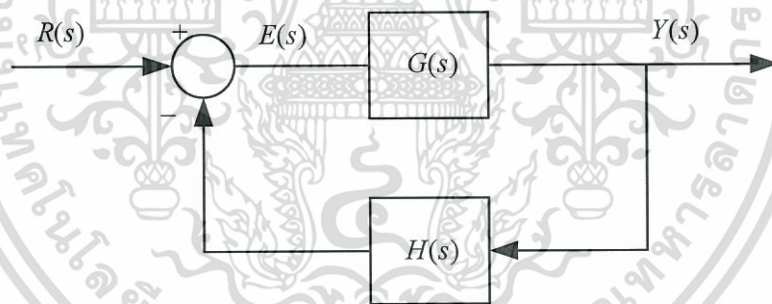
แนวคิดและหลักการของตัวควบคุม PID $(n-2)$ Stage PD Cascade

การนำตัวควบคุมไปใช้ในการควบคุมระบบนั้น จำเป็นต้องทราบถึงทฤษฎีพื้นฐานต่าง ๆ ของตัวควบคุม เพื่อทำความเข้าใจเกี่ยวกับโครงสร้างและการทำงาน ตลอดจนการออกแบบตัวควบคุมซึ่งมีความสำคัญในเชิงทฤษฎีการจำลองระบบ โดยตัวควบคุมที่ถูกนำมาศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้คือตัวควบคุมแบบพีไอดี (PID) เพื่อใช้เป็นพื้นฐานในการศึกษาตัวควบคุมแบบ PID $(n-2)$ Stage PD Cascade โดยใช้ร่วมกับหลักการเทคนิคทางเดินรากในการออกแบบหาตัวควบคุม

2.1 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

2.1.1 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

ระบบควบคุมแบบป้อนกลับแสดงดังรูปที่ 2.1 การทำงานของระบบจะนำสัญญาณจากเอาต์พุต $Y(s)$ ของกระบวนการมาเปรียบเทียบกับสัญญาณปรับตั้งค่าที่กำหนด $R(s)$ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบ $E(s)$ มาคำนวณตามระเบียบวิธีของการควบคุมเพื่อให้ได้สัญญาณควบคุมนำไปควบคุมกระบวนการ



รูปที่ 2.1 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

- โดยที่ $G(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ (Plant)
 $H(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนในส่วนป้อนกลับ
 $R(s)$ คือ สัญญาณปรับตั้ง (Set Point)
 $Y(s)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของระบบ
 $E(s)$ คือ สัญญาณคลาดเคลื่อนระหว่าง $Y(s)$ และ $R(s)$

เมื่อต้องการสัญญาณควบคุมกระบวนการของระบบควบคุม คือ ระบบควบคุมวงเปิด ส่วนด้วย หนึ่งบวกกับระบบควบคุมป้อนกลับทั้งหมด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของระบบควบคุมแบบป้อนกลับในรูปที่ 2.1 คือ

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1+G(s)H(s)} \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) จะได้สมการคุณลักษณะของระบบ (Characteristic Equation) คือ

$$F(s) = 1+G(s)H(s) = 0 \quad (2.2)$$

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

$$G(s)H(s) = \frac{K(T_a s + 1)(T_b s + 1) \cdots (T_m s + 1)}{s^N (T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \cdots (T_p s + 1)} \quad (2.3)$$

เทอมของ s^N นั้นหมายถึงจำนวนอินทิกรัลที่มีในกระบวนการโดยมีโพลที่จุดกำเนิดใช้เรียกชนิด (Type) ของกระบวนการ เช่น $N = 0$ แสดงว่ากระบวนการนั้นเป็นระบบชนิดศูนย์ หรือถ้า $N = 1$ เราจะเรียกว่าเป็นกระบวนการชนิดหนึ่ง เป็นต้น

2.1.2 ข้อกำหนดของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

ข้อกำหนด คือ ค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นต้องทราบค่าในการออกแบบตัวควบคุม ค่าเหล่านี้แสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองในสถานะชั่วคราวของระบบควบคุมต่อสัญญาณอินพุทที่เป็นสัญญาณขั้นบันไดหนึ่งหน่วย (Unit Step) และข้อกำหนดที่สำคัญประกอบด้วย

1. ค่าพุ่งเกินสูงสุด (M_p) เป็นค่าความแตกต่างระหว่างเอาต์พุทที่มีค่าสูงสุดกับเอาต์พุทที่สถานะอยู่ตัวของระบบ ในบางครั้งอาจแสดงอยู่ในรูปแบบของเปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินสูงสุด ($\%M_p$)

$$M_p = Y_{\max} - Y_{ss} \quad (2.4)$$

โดยที่ Y_{\max} คือ ค่าสูงสุดของเอาต์พุท

Y_{ss} คือ ค่าของเอาต์พุทที่สถานะอยู่ตัว

หรือ
$$\%M_p = \left| \frac{M_p}{Y_{ss}} \right| \times 100\% \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

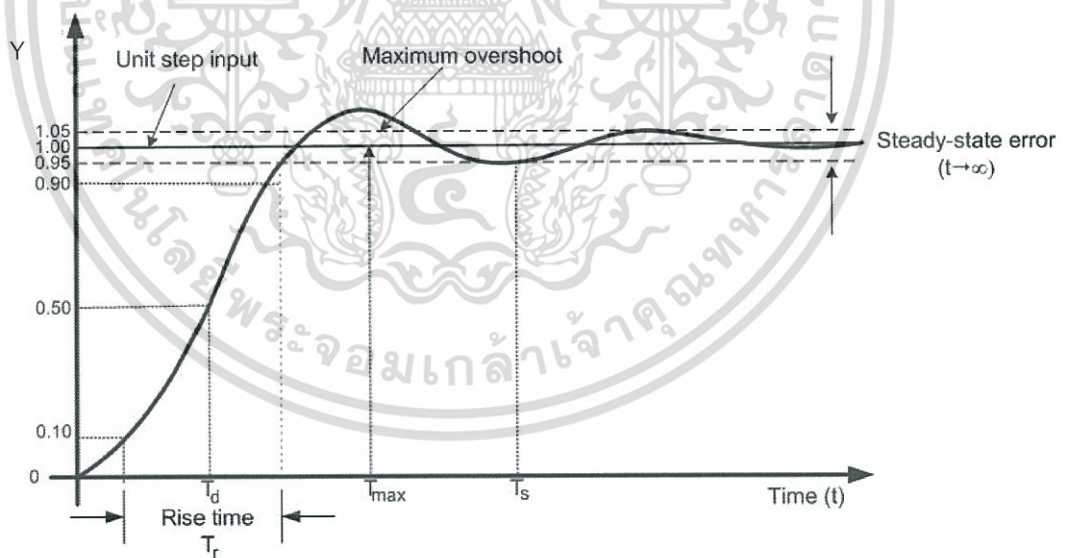
2. ค่าหน่วงเวลา (Delay Time $-t_d$) คือ ช่วงเวลาที่ผลการตอบสนองในสภาวะชั่วคราวของระบบมีค่าเข้าสู่ 50% ของค่าที่สถานะอยู่ตัว

3. ค่าช่วงเวลาขาขึ้น (Rise Time $-t_r$) เป็นช่วงเวลาที่ผลการตอบสนองในสภาวะชั่วคราวของระบบมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 10% ไปเป็น 90% ของค่าที่สถานะอยู่ตัว ในบางกรณีค่าช่วงเวลาขาขึ้นหมายถึงช่วงเวลาที่ผลการตอบสนองมีค่าจาก 5% ไปเป็น 95% หรือ 0% ไปเป็น 100% ของค่าสถานะอยู่ตัวก็ได้ ถ้าค่าช่วงเวลาขาขึ้นค่าน้อย หมายถึงระบบนั้นมีการตอบสนองเร็ว นอกจากนี้อาจหมายถึงค่าของเวลาที่ใช้สำหรับให้ผลการตอบสนองมีค่าเท่ากับค่าสุดท้ายของการตอบสนองในสภาวะอยู่ตัวเป็นครั้งแรก

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

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

6. ค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะอยู่ตัว (Steady State Error $-e_{ss}$) เป็นค่าความแตกต่างของเอาต์พุตของระบบกับค่าปรับตั้งในขณะที่ระบบอยู่ในสถานะอยู่ตัว ระบบที่ดีควรจะต้องมีความคลาดเคลื่อนที่สถานะอยู่ตัวน้อยที่สุด



รูปที่ 2.2 แสดงค่าต่าง ๆ ของระบบต่อการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย

2.2 ตัวควบคุมแบบ PID

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

$$K_{PID}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_D s \quad (2.6)$$

โดยที่ K_p คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ P (Proportional gain)

K_i คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ I (Integral gain)

K_D คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ D (Derivative gain)

นอกจากนี้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PID ยังนิยมเขียนอยู่ในรูปแบบดังนี้

$$K_{PID}(s) = K_{pid} \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.7)$$

โดยที่ K_{pid} คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PID

T_i คือ เวลาอินทิกรัลหรือ Reset time

T_d คือ เวลาคำนวณหรือเวลาอัตรา Rate time

จากสมการ (2.4) และสมการ (2.5) จะเห็นว่า $K_D = K_{pid} T_d$ และ $K_i = K_{pid} / T_i$

โดยค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบ PID ทั้งสามค่านี้จะใช้สำหรับปรับแต่งค่าให้กับตัวควบคุมเพื่อควบคุมกระบวนการที่ต้องการ

พิจารณาสมการ (2.5) เมื่อนำมาจัดรูปแบบใหม่จะได้

$$K_{PID}(s) = K_{pid} \left(\frac{T_i T_d s^2 + T_i s + 1}{s} \right) \quad (2.8)$$

จะเห็นว่าตำแหน่งของซีโรบนระนาบเอส (s-Plane) ขึ้นอยู่กับค่า T_i และ T_d ดังนี้

$$T_i T_d s^2 + T_i s + 1 = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{1,2} = \frac{-T_i \pm \sqrt{(T_i^2) - 4T_i T_d}}{2T_i T_d} \quad (2.9)$$

เมื่อพิจารณาค่ารากของสมการ

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

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

$$T_i \geq 4T_d$$

เมื่อ z_1, z_2 คือ ซีโรของตัวควบคุม

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

ดังนั้นทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID จัดรูปแบบใหม่มีซีโรอยู่บน และมีโพลอยู่ล่าง คือ

$$K_{PID}(s) = K_{pid} \frac{(s + z_1)(s + z_2)}{s} \quad (2.10)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID ในสมการ (2.8) พบว่าตัวควบคุมประกอบไปด้วย ซีโรสองตัว และโพลหนึ่งตัวอยู่ที่จุดกำเนิดบนระนาบ s ดังนั้นกระบวนการที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID จะทำให้ระบบเกิดการเปลี่ยนแปลงดังนี้

1. อันดับของระบบเพิ่มขึ้นมาอีกหนึ่งอันดับ
2. ชนิดของระบบเพิ่มขึ้นมาอีกหนึ่ง

การที่อันดับของระบบควบคุมเพิ่มขึ้น จะทำให้ระบบช้าลงและมีการล่าช้าทางเวลา (Time lag) เกิดขึ้น อาจทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพได้ ส่วนการเพิ่มขึ้นของชนิดของระบบ (Integral) เป็นผลดีต่อระบบเนื่องจากทำให้ไม่มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะอยู่ต่อสัญญาณอินพุทที่เป็นสัญญาณขั้นบันไดหนึ่งหน่วย อย่างไรก็ตาม เนื่องจากที่ตัวควบคุม PID ประกอบไปด้วยซีโรสองตัว ทำให้ตัวควบคุมดังกล่าวเหมาะสมสำหรับกระบวนการอันดับสอง เมื่อนำไปควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสองจะมีความยุ่งยาก และระบบที่ควบคุมอาจไม่มีเสถียรภาพ เนื่องจากจำนวนซีโรของตัวควบคุมมีจำนวนน้อยกว่าโพลของกระบวนการ ด้วยเหตุนี้ใน [3] จึงได้นำเสนอตัวควบคุมแบบอันดับกระบวนการใด ๆ เพื่อใช้สำหรับควบคุมกระบวนการอันดับสาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ตัวควบคุมแบบ Proportional-Derivate (PD)

การประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบ D ร่วมกับตัวควบคุมแบบ P ก็เพื่อให้ผลตอบสนองของระบบรวดเร็วขึ้น แต่จะไม่มีผลโดยตรงต่อผลตอบสนองที่สภาวะคงที่ ซึ่งสมการเอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PD แสดงดังสมการ (2.9)

$$K_{PD}(s) = K_p + K_d s = K(s + z_{pd}) \quad (2.11)$$

เมื่อ K_d คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ D (Derivative gain)

K_p คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ P (Proportional gain)

ข้อเสียของตัวควบคุมแบบนี้ก็คือ ไม่สามารถทำให้ออฟเซ็ทของระบบลดลงหรือหมดไปได้ และอาจทำให้ค่าพุ่งเกินของระบบมีค่าสูงขึ้น ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบ PD แสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบ PD

ผลการเพิ่มตัวควบคุมแบบ PD ในระบบวงปิดเมื่อเพิ่มตัวควบคุมเข้าไปในกระบวนการ พบว่า ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมจะเป็นส่วนหนึ่งของสมการคุณลักษณะของระบบ ดังนั้นการตอบสนองจึงมีการเปลี่ยนแปลงไปเมื่อมีการเพิ่มตัวควบคุมเข้าไปในระบบ การเพิ่มตัวควบคุม PD ในระบบทำให้เกิดเทอมของ สัดส่วน (Proportional) และอนุพันธ์ (Derivative) ขึ้นในระบบ ดังนั้นผลของการเพิ่มตัวควบคุม PD เข้าไปในระบบจะถูกพิจารณาเป็นกรณีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

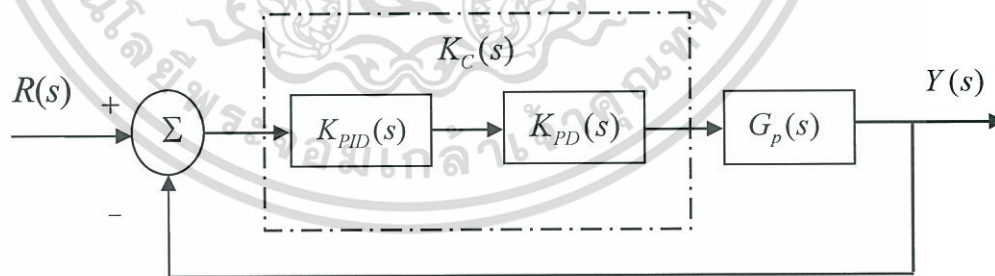
1. ผลของ Proportional Gain ต่อกระบวนการ มีผลต่อความไว (Sensitivity) และค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว การเพิ่มค่า Proportional จะทำให้ระบบเกิดการแกว่ง และอาจทำให้กระบวนการไม่มีเสถียรภาพได้ ในทางตรงข้ามการลดค่า Proportional จะทำให้เกิดค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวมากขึ้น

2. ผลของเวลาอนุพันธ์ต่อกระบวนการพจน์อนุพันธ์ทำให้เกิดการตอบสนองอย่างรวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของอินพุต ดังนั้น ถ้าอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด จะทำให้การตอบสนองของพจน์อนุพันธ์มีค่าเปลี่ยนแปลงสูงคือทำให้ระบบมีการตอบสนองเร็วขึ้น

ระบบควบคุมแบบ PD (PD Controller) จึงมีคุณสมบัติ ลด Over Shoot (M_p) ทำให้ระบบมีการแกว่งน้อยลงในช่วงเริ่มต้นและลด Setting Time (t_s) ทำให้ระบบทำงานถึงจุดคงที่ (Steady State) เร็วขึ้น

2.4 ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD Cascade

ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD Cascade จะประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบ PID และตัวควบคุมแบบ PD จำนวน (n-2) ตัว การเพิ่มจำนวนตัวควบคุม PD หรือซีโรที่เหมาะสมเข้าไปในระบบการวางตำแหน่งของซีโรที่เหมาะสมนั้น จะพิจารณาจากตำแหน่งของโพลของกระบวนการที่ต้องการควบคุมให้วางตำแหน่งของซีโรใกล้ตำแหน่งทางด้านซ้ายของโพลที่ต้องการมากที่สุด โดยเลือกวางซีโรจำนวนโพลของกระบวนการลบด้วยหนึ่ง ตัวใกล้กับโพลของกระบวนการให้มากที่สุด และเหลือซีโรอีกหนึ่งตัวเพื่อใช้ในการกำหนดให้เส้นทางเดินรากให้ผ่านจุดของโพลวงปิดเด่นชัด ซึ่ง โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD cascade แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD Cascade

เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID จากสมการที่ 2.8 และฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PD จากสมการที่ 2.9 จะได้รูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD Cascade คือ

$$K_{(n-2)}(s) = \frac{\overbrace{K_{pid}(s+z_1)(s+z_2)}^{\text{PIDController}}}{s} \times \overbrace{K_{pd}(s+z_{pd})}^{(n-2)PD}} \cdots \quad (2.12)$$

โดยที่ K_{pid} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PID
 K_{pd} คือ อัตราขยายของตัวควบคุม PD
 $z_{1,2}$ คือ ซีโรของตัวควบคุม PID
 z_{pd} คือ ซีโรของตัวควบคุม PD

สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบได้ คือ

$$K_{(n-2)}(s)G_n(s) = K_{pid}K_{pd} \cdots K_n \frac{(s+z_1)(s+z_2) \times \overbrace{(s+z_{pd})}^{(n-2)PD}}{s \cdot (s+p_1)(s+p_2) \cdots (s+p_p)} \quad (2.13)$$

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

$$K_{(n-2)}(s)G_n(s) = K \frac{(s+z_1)(s+z_2) \times \overbrace{(s+z_{pd})}^{(n-2)PD}}{s \cdot (s+p_1)(s+p_2) \cdots (s+p_p)} \quad (2.14)$$

จากสมการ (2.12) ในกรณีที่กระบวนการเป็นแบบชนิดศูนย์ พบว่ามีโพลหนึ่งตัวที่จุดกำเนิด และโพลที่เหลือจะกระจายออกไปจากจุดกำเนิด โดยให้โพลของกระบวนการที่อยู่ใกล้กับแกนจำนวนจินตภาพที่สุดเป็นโพลเด่นชัด สำหรับกระบวนการที่เป็นชนิดอื่น ๆ จะมีโพลอยู่ที่จุดกำเนิดมากขึ้นตามชนิดของกระบวนการ และถือว่าโพลที่อยู่จุดกำเนิดเป็นโพลเด่นชัดเนื่องจากมีอิทธิพลต่อการตอบสนองของระบบมากที่สุด

การออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่สภาวะชั่วคราวและสภาวะคงตัวตามที่ต้องการ โดยใช้เทคนิคทางเดินรากในการวิเคราะห์และออกแบบระบบโดยขั้นตอนแรกหาค่าอัตราการหน่วง (ζ) และหาค่าความถี่ธรรมชาติ (ω) จากคุณลักษณะที่ได้กำหนดไว้ในรูปของเปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกิน ($P.O.$) และเวลาที่ต้องการให้ระบบเข้าที่ในเวลาที่ต้องการ (t_s)

จากนั้นแทนค่าอัตราการหน่วงและความถี่ธรรมชาติ แทนในตำแหน่งของสมการ $s_d = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ เพื่อให้ได้ตำแหน่งของผลตอบสนองของสมการกำลังสองที่ต้องการ ซึ่งรากสมการจะผ่านจุด s_d ที่ระนาบ s และเมื่อได้ตำแหน่งที่รากสมการที่ต้องการแล้ว ใช้เทคนิค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางเดินรากหาผลรวมของมุม ที่จุด s_d ของระบบวงเปิด $K_{(n-2)}(s)G_n(s)$ ด้วยวิธีทางกราฟฟิกและการคำนวณ เพื่อพิจารณาหามุมที่สอดคล้องของมุม $\angle(s_d + z_{pd})$ เพื่อที่จะได้ผลรวมของมุมเป็นไปตามเงื่อนไขของมุมทางเดินราก ต่อจากนั้น หาอัตราขยาย K ของระบบตัวควบคุมจากเงื่อนไขของเทคนิคทางเดินรากและ แทนค่าพารามิเตอร์ทุกตัวที่หาได้ในสมการหลังจากนั้นตรวจสอบความถูกต้องโดยการวาดทางเดินของรากของ $K_{(n-2)}(s)G_n(s)$ เพื่อให้แน่ใจว่าทางเดินรากผ่านจุด s_d ที่กำหนดหรือไม่

จากการทดสอบกำหนดค่ากระบวนการด้วยตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD Cascade สามารถควบคุมกระบวนการที่มีอันดับตั้งแต่สองขึ้นไปได้เป็นไปตามข้อกำหนด อีกทั้งยังสามารถทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพมากขึ้นและสามารถลดค่าพุงเกิน โดยการเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า (Forward Controller) โดยใช้ตัวซีโรที่หาค่าได้เป็นตัวสร้างตัวควบคุมไปข้างหน้า ก็ทำให้ระบบมีผลการตอบสนองในภาวะชั่วคราวและในสถานะอยู่ตัวได้เป็นไปตามข้อกำหนด ซึ่งจะได้รูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมไปข้างหน้าดังนี้

$$K_{(f)}(s) = \frac{z_{pd}}{(s + z_{pd})} \quad (2.15)$$

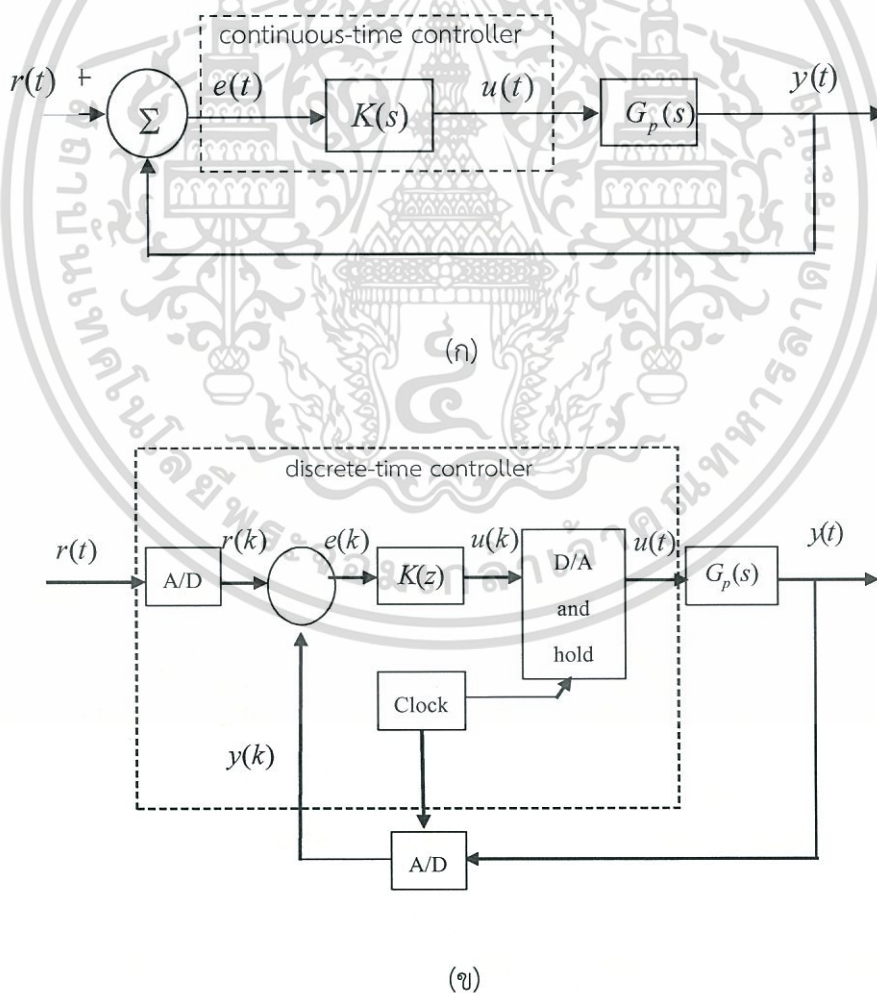
แต่อย่างไรก็ตามตัวควบคุมดังกล่าว เป็นการวิเคราะห์และออกแบบในระบบเวลาต่อเนื่องแต่วิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นที่ศึกษาและออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยสำหรับควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสอง จึงได้นำหลักการของตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD Cascade มาเป็นพื้นฐานในการออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยดังกล่าว ซึ่งจะกล่าวในบทต่อไป

บทที่ 3

ตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยและการออกแบบ

ในปัจจุบันมีการประยุกต์ใช้คอมพิวเตอร์เพื่อควบคุมระบบในอุตสาหกรรมมากขึ้น ในส่วนของการรับและการส่งสัญญาณจะอยู่ในรูปแบบของสัญญาณไม่ต่อเนื่อง จึงได้มีการพัฒนาตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยขึ้นมา เช่น ตัวควบคุมแบบ PID ระบบเวลาเต็มหน่วย และตัวควบคุมแบบ PIDA ระบบเวลาเต็มหน่วย ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอตัวควบคุมในแบบเวลาเต็มหน่วยเช่นกัน โดยการแปลงตัวควบคุม PID \times (n-2) stage PD Cascade ในระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาเต็มหน่วย ด้วย Delayed First Order Hold [10] และแปลงกระบวนการในระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาเต็มหน่วยด้วย First Order Hold [9]

3.1 ระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย (Discrete Control System)



รูปที่ 3.1 ระบบควบคุมแบบมีอินพุทหนึ่งและเอาต์พุทหนึ่ง

(ก) ระบบควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
(ข) ระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยสามารถอธิบายได้จากระบบควบคุมแบบอนาลอกในรูปที่ 3.1 รูป (ก) เป็นระบบควบคุมแบบอนาลอก รูป (ข) เป็นระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยซึ่งเป็นการแทนที่ตัวควบคุมอนาลอกในรูป (ก) ด้วยตัวควบคุมดิจิทัล ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล (A/D) และตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก (D/A)

จากรูปที่ 3.1 แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างระหว่างระบบควบคุมแบบอนาลอกและระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย โดยระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยมีลักษณะดังนี้

1. ตัวควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยจะถูกสร้างขึ้นบนคอมพิวเตอร์ ไมโครโปรเซสเซอร์ หรือเทคโนโลยีฝังตัวอื่น ๆ
2. สัญญาณขาเข้าของตัวควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยเป็นสัญญาณสุ่มค่าของผลต่างระหว่างค่าสัญญาณและค่าผลตอบสนองจริง (Sampled Error Signal)
3. สัญญาณขาออกของตัวควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยเป็นสัญญาณสุ่มค่า และจะถูกแปลงเป็นสัญญาณอนาลอกด้วยตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก (D/A)
4. อัตราการสุ่มค่าสัญญาณของตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล และตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกก็จะต้องเข้าจังหวะกัน (Synchronize) โดยสัญญาณนาฬิกา (Clock) ตัวเดียวกัน

3.1.1 ข้อดีและข้อเสียของระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย

ข้อดีของการใช้ระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยเมื่อเปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบอนาลอก

1. เนื่องจากตัวควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยถูกสร้างขึ้นบนคอมพิวเตอร์ หรือไมโครโปรเซสเซอร์ จึงสามารถที่จะทำการเก็บ ถ่ายโอน หรือปรับเปลี่ยนโปรแกรมได้ง่าย
2. สามารถต่อใช้งานได้โดยตรงกับตัวแปรสัญญาณแบบดิจิทัล (digital transducer) ที่ปัจจุบันถูกผลิตออกมาใช้งานมากขึ้นเรื่อย ๆ โดยตัวแปรสัญญาณแบบดิจิทัลเป็นอุปกรณ์ที่ให้สัญญาณขาออกแบบสัญญาณดิจิทัลที่เป็นรหัสเลขฐานสอง ข้อดีของการส่งสัญญาณแบบดิจิทัลคือ เกิดสัญญาณรบกวนน้อยกว่าการส่งสัญญาณแบบอนาลอก
3. ระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยเป็นระบบควบคุมที่มีความไวต่อสัญญาณสูง ทำให้ระบบควบคุมสามารถต่อการใช้งานโดยตรงกับอุปกรณ์ควบคุมที่มีความไวสูงและมีระดับของสัญญาณ (Amplitude) ต่ำได้เป็นอย่างดี ซึ่งทำให้เกิดภาระต่ออุปกรณ์ควบคุมน้อยลง
4. การส่งสัญญาณดิจิทัลสามารถส่งสัญญาณได้ไกลโดยต้องการช่องสัญญาณเพียงหนึ่งช่อง ก็สามารถส่งสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องไปสู่ระบบควบคุมได้หลาย ๆ ระบบควบคุมโดยอาศัยหลักการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing)

5. สัญญาณดิจิทัลสามารถช่วยให้เกิดความสะดวกในการออกแบบและพัฒนาระบบควบคุมที่มีความยุ่งยากซับซ้อนได้ง่ายขึ้น เพราะการประมวลผลแบบดิจิทัลสามารถคำนวณทางคณิตศาสตร์

6. ในกรณีที่ต้องการออกแบบตัวควบคุมเวลาเต็มหน่วยให้มีคุณสมบัติเหมือนตัวควบคุมเวลาต่อเนื่องสามารถทำได้โดยการออกแบบคาบเวลาสุ่มสัญญาณค่าที่เร็วพอจะได้คุณสมบัติของระบบที่ใกล้เคียงกันและปราศจากสัญญาณรบกวน

7. ตัวควบคุมเวลาเต็มหน่วยจะไม่เปลี่ยนแปลงตามสภาวะแวดล้อมหรือเวลาที่เปลี่ยนแปลงไป

ข้อเสียของระบบควบคุมดิจิทัล

1. การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ในการออกแบบตัวควบคุมเวลาเต็มหน่วยในบางครั้งมีความยุ่งยากเกินไปและอาจใช้เวลานานเมื่อเทียบกับระบบควบคุมเวลาต่อเนื่อง

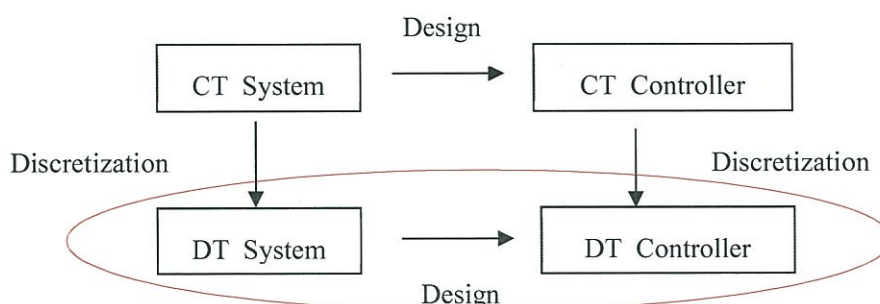
2. เกิดความล่าช้าในการแปลงสัญญาณ เนื่องจากระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยต้องใช้เวลาในการแปลงสัญญาณเวลาต่อเนื่องเป็นสัญญาณเวลาไม่ต่อเนื่องและการแปลงสัญญาณไม่เวลาต่อเนื่องเป็นสัญญาณเวลาต่อเนื่อง

3. การผิดพลาดด้านซอฟต์แวร์ (Software Error) ในระบบควบคุมกระบวนการที่ซับซ้อนและยุ่งยากอาจทำให้ซอฟต์แวร์ทำงานผิดพลาดได้

3.1.2 แนวทางการออกแบบระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย

การออกแบบระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วยควบคุมกระบวนการแบบดิจิทัลโดยตรงสามารถทำได้สองวิธี คือ การออกแบบระบบควบคุมโดยการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมชนิดเวลาต่อเนื่อง (Continuous-Time: CT) ขึ้นก่อนเพื่อให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมใน s -domain จากนั้นจึงแปลงระบบควบคุมชนิดสัญญาณต่อเนื่องเป็นระบบควบคุมชนิดเวลาเต็มหน่วย (Discrete-Time: DT) ที่อยู่ในแซดโดเมน (z -Domain) ภายหลัง และการออกแบบระบบควบคุมชนิดแบบเวลาเต็มหน่วยโดยตรงด้วยการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการในระบบเดิมเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมสัญญาณแบบเวลาเต็มหน่วยก่อน และออกแบบระบบควบคุมหรือชดเชยระบบควบคุมโดยใช้ทฤษฎีการแปลงแซด (Z -Transform) [8] ร่วมกับเทคนิคทางเดินราก

แนวทางในการออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วิธีนำกระบวนการที่อยู่ในระบบเวลาต่อเนื่องมาแปลงให้เป็นกระบวนการที่อยู่ในรูปแบบสัญญาณแบบเวลาเต็มหน่วย ดังแสดงในรูปที่ 3.2

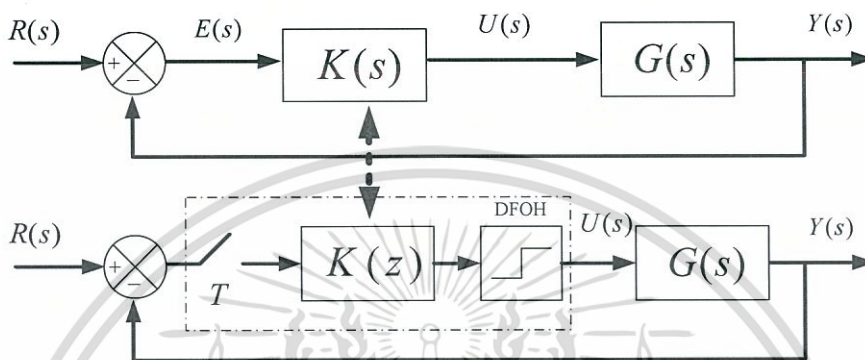


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.2 แนวทางการออกแบบระบบควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 การออกแบบตัวควบคุมในแบบเวลาเต็มหน่วย

การออกแบบระบบตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย จะทำการออกแบบจากระบบเวลาต่อเนื่องก่อน จากนั้นจึงทำการแปลงตัวควบคุมในแบบเวลาต่อเนื่องให้เป็นตัวควบคุมในแบบเวลาเต็มหน่วย (Discretized Controller) ที่อยู่ในรูป z -domain โดยวิธี Delayed First Order Hold (DFOH)



รูปที่ 3.3 แนวทางการออกแบบตัวควบคุมแบบเวลาเต็มหน่วย

วิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้ Delayed First Order Hold (DFOH) [9] เพื่อใช้เป็นฐานในการออกแบบตัวควบคุม $PID \times (n-2)$ stage PD ในระบบเวลาเต็มหน่วย โดยอ้างอิงรูปแบบโครงสร้างนี้ในการแปลงตัวควบคุมในระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาเต็มหน่วยในรูปแบบสมการดังนี้

$$K(z) = (1 - 2z^{-1} + z^{-2}) \mathcal{F} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{K(s)}{Ts^2} \right) \right\} \quad (3.1)$$

$$= \left(\frac{z-1}{z^2} \right)^2 \mathcal{F} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{K(s)}{Ts^2} \right) \right\} \quad (3.2)$$

จากตัวควบคุมแบบ PID ในระบบเวลาต่อเนื่องอนุกรมกับตัวควบคุมแบบ PD จะได้สมการดังนี้

$$K(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) (K_p + K_d s) \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{(b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0)}{s} \quad (3.4)$$

อนุกรมพหามิตอเรียในการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์

$$\frac{K(s)}{Ts^2} = \frac{1}{Ts^2} \left(\frac{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{s} \right) \quad (3.5)$$

$$\frac{K(s)}{Ts^2} = \left\{ \frac{b_3}{T} + \frac{b_2}{Ts} + \frac{b_1}{Ts^2} + \frac{b_0}{Ts^3} \right\} \quad (3.6)$$

ทำการแปลงตัวแปรในโดเมนเอส (s-Domain) เป็นโดเมนแซด (z-Domain) ด้วยวิธีการแปลงแซด (Z-Transform) ในสมการที่ 3.6 เทียบตารางแปลงแซดจะได้รูปแบบสมการที่ 3.7

$$\mathcal{L} \left(\frac{K(s)}{Ts^2} \right) = \left\{ \frac{b_3}{T} + \frac{b_2}{T} \left(\frac{z}{z-1} \right) + \frac{b_1}{T} \left(\frac{Tz}{(z-1)^2} \right) + \frac{b_0}{T} \left(\frac{T^2z(z+1)}{2(z-1)^3} \right) \right\} \quad (3.7)$$

อนุกรมตัว Delayed จากสมการที่ 3.1 เข้ากับสมการที่ 3.7

$$K(z) = \left(\frac{(z-1)^2}{z^2} \right) \left\{ \frac{b_3}{T} + \frac{b_2}{T} \left(\frac{z}{z-1} \right) + \frac{b_1}{T} \left(\frac{Tz}{(z-1)^2} \right) + \frac{b_0}{T} \left(\frac{T^2z(z+1)}{2(z-1)^3} \right) \right\} \quad (3.8)$$

$$= \frac{(z-1)^2 \left\{ \frac{b_3}{T} + \frac{b_2z}{T(z-1)} + \frac{b_1z}{(z-1)^2} + \frac{1}{2} \frac{b_0Tz(z+1)}{(z-1)^3} \right\}}{z^2}$$

$$= \frac{(z-1)^2 b_3}{z^2 T} + \frac{(z-1)b_2}{zT} + \frac{b_1}{z} + \frac{1}{2} \frac{b_0 T(z+1)}{z(z-1)}$$

$$= \frac{1}{2} \frac{(z^2 b_0 + z b_0) T}{z^2 (z-1)} + \frac{1}{2} \frac{2z^2 b_1 - 2z b_1}{z^2 (z-1)} + \frac{1}{2} \frac{(2b_2 + 2b_3) z^3 + (2b_2 + 6b_3) z - 2b_3}{z^2 (z-1) T}$$

$$= \frac{1}{2T} \frac{(2b_2 + 2b_3) z^3 + (T^2 b_0 + 2T b_1 - 4b_2 - 6b_3) z^2 + (T^2 b_0 - 2T b_1 + 2b_2 + 6b_3) z - 2b_3}{z^2 (z-1)} \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นจัดรูปแบบสัมประสิทธิ์ให้อยู่รูปแบบสมการยกกำลังจะได้สมการของตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย (Discrete-Time Controller) ดังนี้

$$K(z) = \frac{\beta_3 z^3 + \beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{z^2(z-1)} \quad (3.10)$$

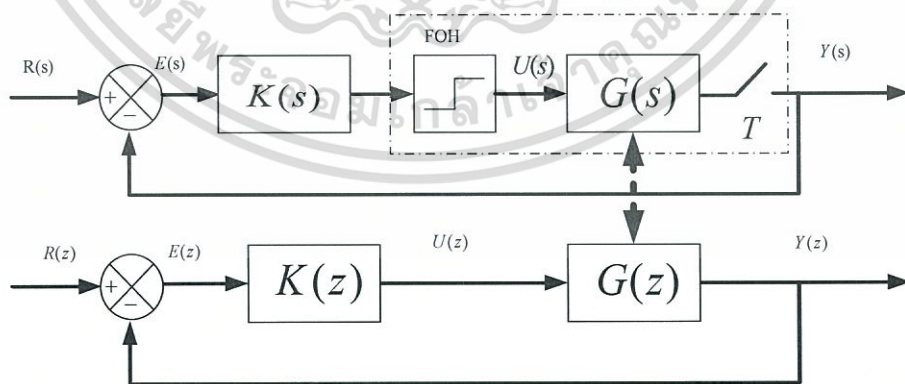
จัดรูปแบบสมการที่ 3.10 ให้อยู่ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID \times (n-2) stage PD Cascade ในแบบเวลาเต็มหน่วย สำหรับกระบวนการอันดับสาม คือ

$$K(z) \equiv K \frac{(z-z_a)(z-z_b)(z-z_c)}{z^2(z-1)} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ 3.11 จะเห็นได้ว่า ตัวควบคุมที่ใช้การแปลงแบบ DFOH จะมีซีโร จำนวนสามตัว และมีโพล จำนวนสามตัว ซึ่งมีจำนวนซีโรเท่ากับ ตัวควบคุม PID \times (n-2) Stage PD Cascade ในระบบเวลาต่อเนื่องเช่นกัน และสามารถใช้อ้างอิงในการควบคุมกระบวนการอันดับ n ใด ๆ ในระบบเวลาต่อเนื่องเช่นกัน

3.1.4 การออกแบบกระบวนการแบบเวลาเต็มหน่วย

การแปลงกระบวนการแบบเวลาต่อเนื่องใน s -Domain จากนั้นจึงแปลงกระบวนการเวลาต่อเนื่องให้เป็นกระบวนการแบบเวลาเต็มหน่วย (Discretized Plant) ที่อยู่ในรูป z -Domain ด้วยการแปลงแบบ First Order Hold [8]



รูปที่ 3.4 แนวทางการออกแบบกระบวนการแบบเวลาเต็มหน่วย

ส่วนการแปลงกระบวนการที่จะควบคุมนั้นวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้การแปลงแบบ First Order Hold (FOH) [8] เพื่อใช้แปลงกระบวนการอันดับ n ใด ๆ ในระบบเวลาต่อเนื่อง (s -Domain) ให้เป็นระบบเวลาเต็มหน่วย (z -Domain) โดยอ้างอิงรูปแบบโครงสร้างนี้ในการแปลงกระบวนการในระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาเต็มหน่วยในรูปแบบสมการ ดังนี้

$$G(z) = \frac{(z-1)^2}{Tz} \mathcal{F} \left\{ \frac{1}{s^2} G(s) \right\}. \quad (3.12)$$

โดยกำหนดกระบวนการอันดับสาม ดังนี้

$$G_3(s) = \frac{1}{(s+1)(s+3)(s+6)}$$

แทนกระบวนการ $G(s)$ ในระบบเวลาต่อเนื่องในสมการ จะได้

$$G(z) = \frac{(z-1)^2}{Tz} \mathcal{F} \left\{ \frac{F(s)}{s^2 \cdot (s+1)(s+3)(s+6)} \right\}, \quad (3.13)$$

แยกสัดส่วนให้กับกระบวนการอันดับสาม ดังนี้

$$F(s) \equiv \frac{a}{s^2} + \frac{b}{s} + \frac{c}{(s+1)} + \frac{d}{(s+3)} + \frac{e}{(s+6)} \quad (3.14)$$

$$F(s) = \left(\frac{\left(\frac{1}{18}\right)}{s^2} + \frac{\left(\frac{-27}{324}\right)}{s} + \frac{\left(\frac{1}{10}\right)}{(s+1)} + \frac{\left(\frac{1}{-54}\right)}{(s+3)} + \frac{\left(\frac{1}{540}\right)}{(s+6)} \right) \quad (3.15)$$

ทำการแปลงโดเมนเอส (s-Domain) เป็นโดเมนแซต (z-Domain) ด้วยวิธีการแปลงแซต (Z-Transform) ในสมการที่ 3.14

$$\mathcal{F} \{ F(s) \} = \left\{ \left(\frac{1}{18} \right) \left[\frac{Tz}{(z-1)^2} \right] + \left(\frac{-27}{324} \right) \left[\frac{z}{(z-1)} \right] + \left(\frac{1}{10} \right) \left[\frac{z}{(z-e^{-T})} \right] + \left(\frac{1}{-54} \right) \left[\frac{z}{(z-e^{-3T})} \right] + \left(\frac{1}{540} \right) \left[\frac{z}{(z-e^{-6T})} \right] \right\}. \quad (3.16)$$

อนุกรมตัวพารามิเตอร์จากสมการที่ 3.12 เข้ากับสมการที่ 3.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G(z) = \left[\frac{(z-1)^2}{Tz} \left[\frac{1}{540} \frac{z}{z-e^{-6T}} - \frac{1}{54} \frac{z}{z-e^{-3T}} + \frac{1}{10} \frac{z}{z-e^{-T}} \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots - \frac{1}{12} \frac{z}{z-1} + \frac{1}{18} \frac{Tz}{(z-1)^2} \right] \right] \quad (3.17)$$

$$G(z) = \left\{ \left(\frac{1}{18} \right) + \left(\frac{-27}{324} \right) \left[\frac{z-1}{T} \right] + \left(\frac{1}{10} \right) \left[\frac{(z-1)^2}{T(z-e^{-T})} \right] \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{-54} \right) \left[\frac{(z-1)^2}{T(z-e^{-3T})} \right] + \left(\frac{1}{540} \right) \left[\frac{(z-1)^2}{T(z-e^{-6T})} \right] \right\} \quad (3.18)$$

กำหนดค่าสัมสัญญาณ $T=1/50$

$$G(z) = \frac{\beta_3 z^3 + \beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{(z-e^{-T})(z-e^{-3T})(z-e^{-6T})}$$

ได้ค่าของซีโรและโพลของกระบวนการ

$$\begin{aligned} \beta_3 &= 3.203 \times 10^{-7}, & e^{-T} &= 0.98. \\ \beta_2 &= 3.386 \times 10^{-6}, & \text{และ } e^{-3T} &= 0.942. \\ \beta_1 &= 3.254 \times 10^{-6}, & e^{-6T} &= 0.887. \\ \beta_0 &= 2.841 \times 10^{-7}, \end{aligned}$$

จัดรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการอันดับสามในแบบเวลาเต็มหน่วย คือ

$$G(z) = 10^{-5} \frac{(z+9.5139)(z+0.9608)(z+0.970)}{(z-0.9802)(z-0.9418)(z-0.8869)} \quad (3.19)$$

3.2 การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีทางเดินราก

3.2.1 เส้นทางเดินของราก

การสร้างเส้นทางเดินรากปกติของระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องโดยเปลี่ยนแปลงค่ากระบวนการ K จาก 0 ถึง ∞ และจากเส้นทางรากเสริม โดยเปลี่ยนแปลงค่ากระบวนการจาก 0 ถึง $-\infty$ เส้นทางรากปกติและเส้นทางรากเสริมของระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องสามารถสร้างโดยวิธีเดียวกับการสร้างเส้นทางรากของระบบควบคุมชนิดสัญญาณต่อเนื่อง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. เส้นทางเดินของรากปกติเริ่มต้นจากโพลจำนวน n เส้นทางเท่ากับจำนวนโพลของฟังก์ชันถ่ายโอน เมื่อ $K = 0$ และเส้นทางรากจะสิ้นสุดเมื่อ $K = +\infty$ ที่ซีโรจำนวน m ฟังก์ชันถ่ายโอน ถ้าจำนวนโพลที่หาค่าได้จริงมากกว่าจำนวนของซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอน แสดงฟังก์ชันถ่ายโอน มีซีโร จำนวน $n-m$ ที่ตำแหน่ง ∞ ทำให้เส้นทางรากที่เหลือจากจำนวนซีโรที่หาค่าได้จริงจำนวน $n-m$ สิ้นสุดที่ตำแหน่งห่างจากจุดกำเนิดมาก

ในทำนองเดียวกันเส้นทางเดินของรากเสริมเริ่มต้นจากโพลจำนวน n เส้นทางเท่ากับจำนวนโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนเมื่อ $K = 0$ และเส้นทางรากจะสิ้นสุดเมื่อ $K = -\infty$ ที่ซีโรจำนวน m ของฟังก์ชันถ่ายโอนถ้าจำนวนโพลที่หาค่าได้จริงมากกว่าจำนวนของซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอน แสดงว่าฟังก์ชันถ่ายโอน มีซีโร จำนวน $n-m$ ที่ตำแหน่ง $-\infty$ ทำให้เส้นทางรากที่เหลือจากจำนวนซีโรที่หาค่าได้จริงจำนวน $n-m$ สิ้นสุดที่ตำแหน่งห่างจากจุดกำเนิดมากเช่นเดียวกัน

2. เส้นทางเดินของรากของระบบควบคุมมีจำนวนเท่ากับจำนวนโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมวงเปิดเสมอ

3. เส้นทางเดินของรากของระบบควบคุมจะต้องอยู่บนแกนจริงหรือสมมาตรกับแกนจริงเสมอ

4. เส้นทางเดินของรากปกติบนแกนจริงจะอยู่ในตำแหน่งที่ด้านขวามีจำนวนโพลและจำนวนซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนบนแกนจริงรวมกันเป็นจำนวนคี่เสมอ และเส้นทางรากเสริมบนแกนจริงจะอยู่ในตำแหน่งที่ด้านขวามีจำนวนโพลและจำนวนซีโรฟังก์ชันถ่ายโอนบนแกนจริงรวมกันเป็นจำนวนคู่เสมอ

5. มุมของเส้นกำกับ (Asymptote)

เส้นทางรากปกติ เมื่อ K มีค่ามากเข้าใกล้ ∞ มีค่า

มุมของเส้นกำกับ

$$\theta_k = \frac{(2k+1)\pi}{n-m}, \quad n > m \quad (3.20)$$

โดยที่ $k = 0, 1, 2, \dots, n-m-1$

เส้นทางรากเสริม เมื่อ K มีค่ามากเข้าใกล้ $-\infty$ มีค่า

มุมของเส้นกำกับ

$$\theta_k = \frac{(2k)\pi}{n-m}, \quad n > m \quad (3.21)$$

โดยที่ $k = 0, 1, 2, \dots, n-m-1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. จุดตัดของเส้นกำกับ (Centroid) จุดตัดของเส้นกำกับจำนวน $n-m$ ของเส้นทางเดินรากต้องอยู่บนแกนของเลขจำนวนจริงในระนาบ s ที่ตำแหน่ง σ หาได้จากสมการที่ 3.22

$$\sigma = \frac{\sum_{j=1}^n (-p_j) - \sum_{i=1}^m (-z_i)}{n-m}, \quad n > m \quad (3.22)$$

7. มุมเริ่มต้นของเส้นทางรากจากตำแหน่งโพลและมุมสิ้นสุดของเส้นทางรากจากตำแหน่งซีโร หรือ ซีโรที่ตำแหน่งที่ไกลมาก ๆ

เส้นทางรากปกติ

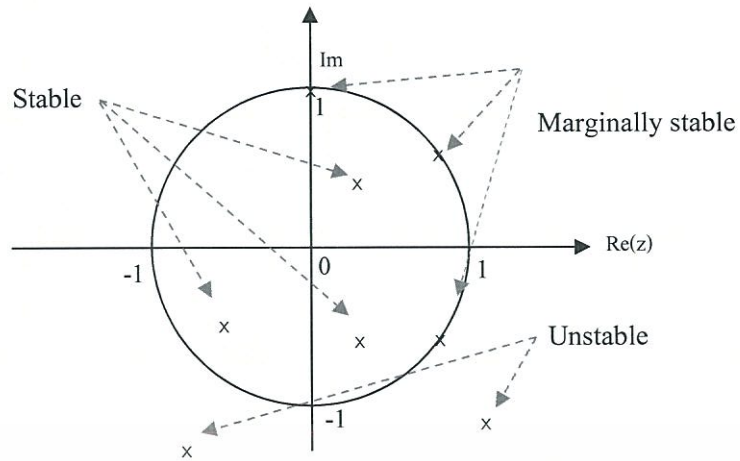
$$\angle K_c(z)G_p(z) = (2k+1)\pi \quad \text{เมื่อ } k = 0, 1, 2, \dots \quad (3.23)$$

เส้นทางเดินของรากเสริม

$$\angle K_c(z)G_p(z) = (2k)\pi \quad \text{เมื่อ } k = 0, 1, 2, \dots \quad (3.24)$$

8. จุดตัดของทางเดินของรากกับเส้นรอบวงของวงกลมรัศมีขนาด 1 หน่วยรอบจุดกำเนิด การหาค่า K ของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันที่ทำให้เส้นทางรากของระบบควบคุมตัดเส้นรอบวงของวงกลมสามารถคำนวณโดยใช้หลักการของ Routh-Hurwitz Criterion และวิธีการแทนค่าโดยตรง การวิเคราะห์เส้นทางรากของระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องต่างจากการวิเคราะห์เส้นทางรากของระบบสัญญาณต่อเนื่องคือ

- ระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องจะมีเสถียรภาพ เมื่อเส้นทางรากเด่นชัดของระบบควบคุมอยู่ในรัศมี 1 หน่วยรอบจุดกำเนิดของระนาบเชิงซ้อน z
- ระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องมีคุณสมบัติและการตอบสนองเปลี่ยนแปลงตามตำแหน่งรากของระบบควบคุมภายในวงกลมรัศมี 1 หน่วยรอบจุดกำเนิดของระนาบเชิงซ้อน z ซึ่งการแปลง z ของฟังก์ชันถ่ายโอนสามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและผลตอบสนองชั่วคราวของระบบ โดยการพิจารณาความถี่เสถียรภาพของระบบเวลาเต็มหน่วยดูจากตำแหน่งของโพลในระนาบเชิงซ้อน z กล่าวคือ ถ้าโพลทุกตัวของระบบใด ๆ อยู่ในพื้นที่วงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยของระนาบเชิงซ้อน z แล้ว ระบบนั้นจะเป็นระบบที่มีเสถียรภาพ แต่ถ้าโพลเพียงตัวหนึ่งตัวของระบบนั้น ๆ อยู่นอกพื้นที่วงกลมรัศมีหนึ่งหน่วยของระนาบเชิงซ้อน z แล้ว ระบบนั้นจะเป็นระบบที่ไม่มีเสถียรภาพ ตำแหน่งโพลในระนาบเชิงซ้อน z ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ตัวอย่างตำแหน่งโพลตามจุดต่างๆ บนระนาบเชิงซ้อน z

3.2.2 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีเทคนิคทางเดินราก

จากการออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาต่อเนื่อง เป็นการออกแบบให้เส้นทางเดินของรากของโพลผ่านตรงจุด s_d ซึ่งอยู่ในตำแหน่ง $s_d = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ จะเป็นการกำหนดค่าของตัวแปรต่างๆ คือ ค่าอัตราการหน่วง และความถี่ธรรมชาติ แต่ในการควบคุมแบบระบบเวลาเต็มหน่วยนั้นจะออกแบบให้เส้นทางเดินของรากผ่านตรงจุด z_d คือ

$$z_d = e^{T_s} = e^{T(-\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})} \quad (3.25)$$

จะเห็นว่าจุด z_d นั้นจะเปลี่ยนแปลงตามค่าของคาบเวลาของการสุ่มค่าสัญญาณ ดังนั้นการเลือกคาบเวลาการสุ่มค่าสัญญาณ จึงมีความสำคัญเป็นอย่างมาก จำเป็นที่จะต้องเลือกคาบเวลาการสุ่มค่าให้เหมาะสม การสุ่มค่าสัญญาณในระบบควบคุมแบบสัญญาณไม่ต่อเนื่องตามทฤษฎีการสุ่มค่าสัญญาณสามารถใช้ความถี่ในการสุ่มค่าสัญญาณ มีค่า 2 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณต่อเนื่องในระบบควบคุมได้ แต่เนื่องจากการออกแบบระบบควบคุมส่วนใหญ่ต้องพิจารณาเสถียรภาพและคุณสมบัติของอื่นๆ ของระบบควบคุม ความถี่ในการสุ่มค่าสัญญาณที่มีค่าเพียง 2 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณต่อเนื่องจึงไม่เพียงพอ สำหรับระบบทั่วไปจึงเลือกใช้ความถี่ในการสุ่มค่าสัญญาณประมาณ 10-20 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณต่อเนื่องในระบบควบคุม

การออกแบบเพื่อหาตำแหน่งของซีโรเพื่อให้ได้การตอบสนองที่สภาวะชั่วครู่และสภาวะคงตัวตามที่ต้องการในการควบคุมด้วยสัญญาณแบบ Unit-Step โดยต้องกำหนดค่าพุงเกิน $P.O. < 5\%$,เวลาเข้าที่ $t_s(\pm 2\%)$ และค่าสุ่มสัญญาณ T จากนั้นทำตามขั้นตอนเพื่อหาค่าดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้วยประการใดๆ
 ขั้นตอนที่ 2 หาค่าตำแหน่งของ z_d โดยใช้สมการที่ 3.25 เพื่อหาตำแหน่งที่มีผลตอบสนอง
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่กำหนดไว้แต่ตำแหน่งของ z_d จะเปลี่ยนแปลงตามค่าสัมสัญญาณเช่นกัน ดังนั้นการหาค่าตำแหน่งของซีโรในการควบคุมระบบนั้นก็จะมีตำแหน่งที่เปลี่ยนไปเช่นกัน เพราะกระบวนการในระบบเวลาเต็มหน่วยก็ได้ค่ามาจากการสัมสัญญาณเช่นกัน

ขั้นตอนที่ 3 เพื่อให้ได้ตำแหน่งของผลตอบสนองของสมการกำลังสองที่ต้องการ ซึ่งรากสมการจะผ่านจุด z_d ที่ระนาบ z และเมื่อได้ตำแหน่งที่รากสมการที่ต้องการแล้วใช้เทคนิคทางเดินรากหาผลรวมของมุมวางตำแหน่งของ z_d รวมทั้งตำแหน่งของโพลและซีโร จาก $K_c(z)G_n(z)$ ในระนาบ z

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณหาผลรวมของมุมที่จุด z_d โดยหาตำแหน่งของซีโรของฟังก์ชันถ่ายวงเปิดของระบบ $K_c(z)G_n(z)$ ที่มีผลทำให้ทางเดินรากเป็นไปตามเงื่อนไขด้วยวิธีทางกราฟฟิก และจากการคำนวณ เพื่อที่จะทำให้ผลรวมของมุมเป็นไปตามเงื่อนไขทางเดินราก

$$\angle K_c(z)G_p(z) = \pm(2k+1)\pi, k=0,1,2,\dots$$

ขั้นตอนที่ 5 เมื่อทราบค่ามุมที่หามาได้จากขั้นตอนที่ 4 จะได้ตำแหน่งของซีโรของตัวควบคุม

ขั้นตอนที่ 6 หาอัตราขยาย K ที่จุด z_d จากเงื่อนไขของวิธีการทางเดินของราก

$$K = \frac{1}{|K_c(z_d)G_p(z_d)|}$$

ขั้นตอนที่ 7 นำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ออกแบบได้ ไปจำลองกระบวนการหาผลการตอบสนองของระบบ ถ้าผลการตอบสนองของระบบไม่ได้ตามข้อกำหนดของระบบสามารถปรับแต่งอัตราขยายของตัวควบคุมจนกว่าผลการตอบสนองตรงตามข้อกำหนด

3.3 การออกแบบตัวควบคุมกระบวนการอันดับต่าง ๆ ในระบบเวลาต่อเนื่อง

การออกแบบตัวควบคุมเพื่อทดลองเปรียบเทียบหาผลตอบสนองการควบคุมกระบวนการโดยใช้ตัวควบคุมแบบ PID และ PID×(n-2) stage PD Cascade ทั้งนี้ได้เปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบ โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB

3.3.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง

กำหนดตัวอย่างกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง มีฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ คือ

$$G_3(s) = \frac{1}{s(s+1)(s+6)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นโดยที่กำหนดเงื่อนไขดังนี้ $P.O. \leq 5\%$ และ $t_s(\pm 2\%) \leq 2 \text{ sec}$ และ $e_{ss}(t) = 0$ ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ก. ออกแบบโดยใช้ตัวควบคุม PID

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PID จากสมการที่ 2.10 คือ

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

ด้วยวิธีเทคนิคทางเดินรากเลือกวางตำแหน่งซีโรของตัวควบคุม 1 ตัว ให้อยู่ใกล้ด้านซ้ายของโพลของกระบวนการให้มากที่สุด ดังนั้นจึงกำหนดให้ $z_1 = 6.1$

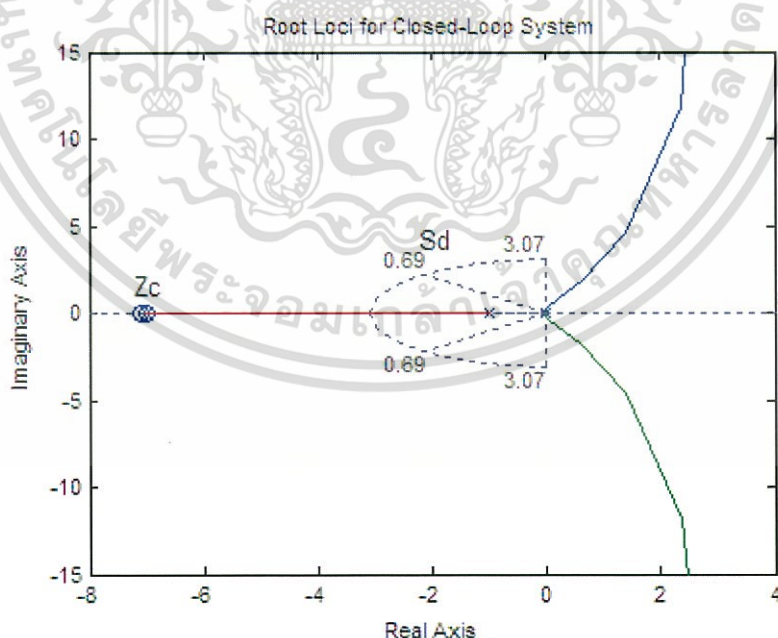
คำนวณหามุม $\angle(s+z_2)$ ได้ $\theta_2 = 204.43^\circ$ ที่มุม θ_2 ได้ตำแหน่งของ $z_2 = 7.007$

คำนวณหาอัตราขยายของตัวควบคุมจากเงื่อนไขทางเดินของราก ได้ค่า $K_{pid} = 4.287$

ดังนั้นสมการคุณลักษณะของระบบควบคุมนี้คือ

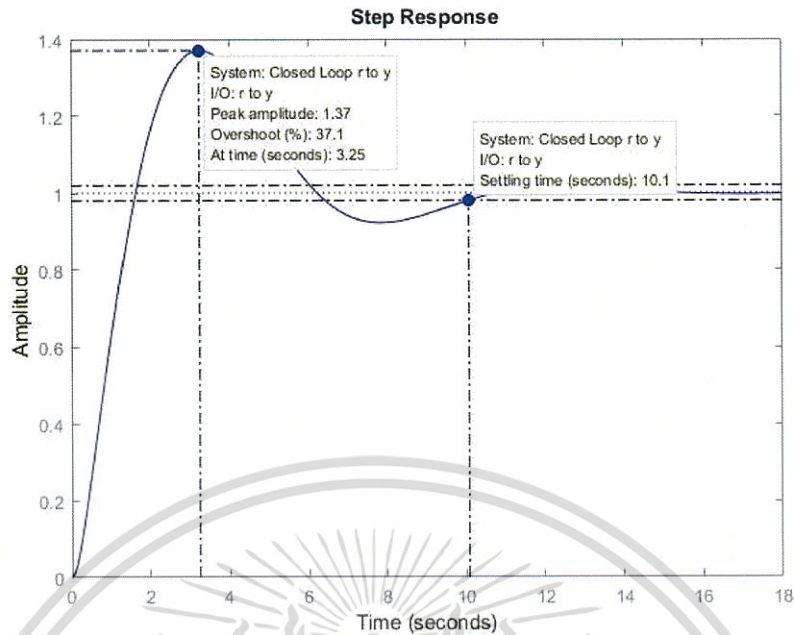
$$K_{PID}(s)G_3(s) = 4.287 \frac{(s+6.1)(s+7.007)}{s^2(s+1)(s+6)}$$

นำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ออกแบบได้ นำไปจำลองกระบวนการหาผลการตอบสนองของระบบ



รูปที่ 3.6 ทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 ผลการตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง เมื่อใช้ตัวควบคุม PID

จากรูปที่ 3.7 แสดงให้เห็นผลการตอบสนองของกระบวนการเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PID ควบคุมกระบวนการอันดับสามพบว่าผลตอบสนองต่อค่าพุ่งเกินและเวลาเข้าที่ไม่สามารถปรับให้เป็นไปตามค่าที่ต้องการออกแบบได้

ข. การออกแบบโดยหลักการของ PID \times (n-2) stage PD Cascade

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมสำหรับกระบวนการอันดับสาม จากสมการที่ 2.14 คือ

$$K_3(s) = K \frac{(s+z_1)(s+z_2)(s+z_{pd})}{s^3}$$

ออกแบบโดยให้ซีโรของตัวควบคุมอยู่ที่ตำแหน่ง $z_1 = 1.1$ และ $z_2 = 6.1$ แล้วหาค่า z_{pd} สมการคุณลักษณะของระบบควบคุมนี้ คือ

$$K_3(s)G_3(s) = K \frac{(s+1.1)(s+6.1)(s+z_{pd})}{s^2(s+1)(s+6)}$$

คำนวณหามุมของ θ_{pd} จากเงื่อนไขของมุม

- มุมของโพลที่ตำแหน่งต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\sum \theta_p &= \theta_{p_0} + \theta_{p_1} + \theta_{p_2} + \theta_{p_3} \\ &= \angle(s_d) + \angle(s_d + 0) + \angle(s_d + 1) + \angle(s_d + 6) \\ &= 133.68^\circ + 133.68^\circ + 116.77^\circ + 29.78^\circ = 413.91^\circ\end{aligned}$$

- หามุมของซีโรที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum \theta_z &= \theta_a + \theta_b + \theta_{pd} \\ &= \angle(s_d + 1.1) + \angle(s_d + 6.1) + \angle(s_d + z_{pd}) \\ &= 114.67^\circ + 29.15^\circ + \theta_{pd} = 143.82^\circ + \theta_{pd}\end{aligned}$$

หามุมที่สอดคล้องตามเงื่อนไขของมุมจากทฤษฎีทางเดินของรากจะได้

$$\begin{aligned}\sum \theta_z - \sum \theta_p &= (143.82^\circ + \theta_c) - (413.91^\circ) \\ 270.09^\circ + \theta_{pd} &= \pm 180^\circ (2k + 1), \quad k = 0, 1, 2, \dots\end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้ $\theta_{pd} = 90.08^\circ$

คำนวณตำแหน่งของ z_{pd} เมื่อทราบมุมของ θ_{pd}

$$z_{pd} = \left| \operatorname{Re}(s_d) \right| + \frac{|\operatorname{Im}(s_d)|}{\tan(\theta_c)} = -2.118$$

หาอัตราขยาย K_3 ที่จุด s_d คือ

$$\left| K \frac{(s_d + 1.1)(s_d + 2.118)(s_d + 6.1)}{s_d^2 (s_d + 1)(s_d + 6)} \right| = 1$$

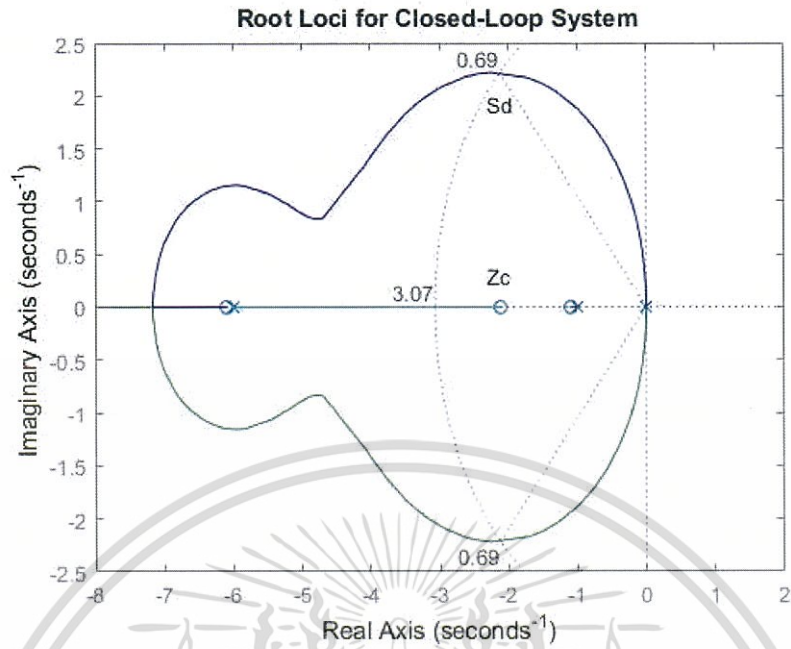
ดังนั้นจะได้ $K = 4.232$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบ คือ

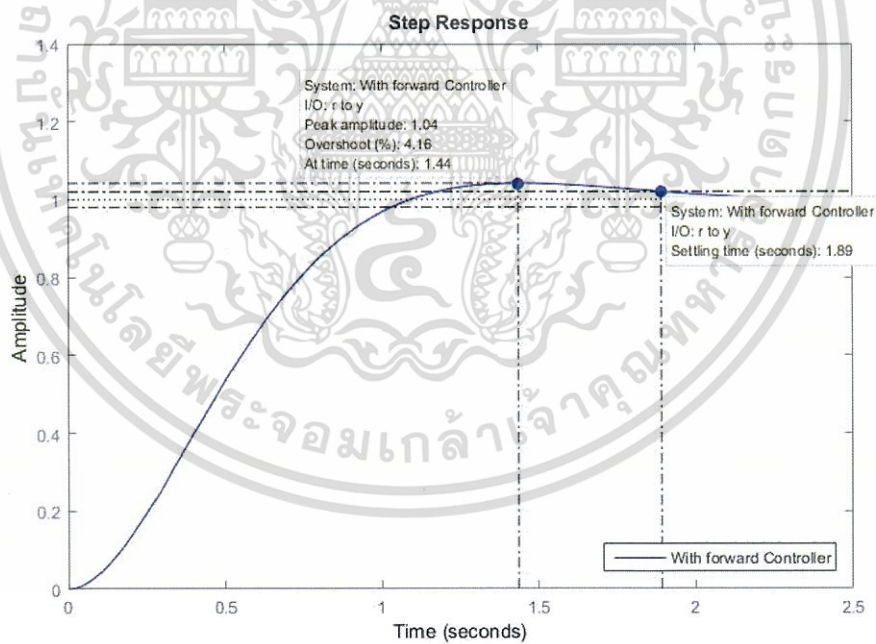
$$K_3(s)G_3(s) = 4.232 \frac{(s + 1.1)(s + 2.118)(s + 6.1)}{s^2 (s + 1)(s + 6)}$$

ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ออกแบบได้ นำไปจำลองกระบวนการเพื่อหาผลตอบสนองของระบบต่อสัญญาณอินพุทหนึ่งหน่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 ทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง



รูปที่ 3.9 การตอบสนองของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง

จากรูปที่ 3.9 แสดงให้เห็นผลการตอบสนองของกระบวนการเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PIDx(n-2)stage PD Cascade สามารถควบคุมกระบวนการอันดับสามให้ผลตอบสนองต่อค่าพุ่งเกิน และเวลาเข้าที่สามารถปรับให้เป็นไปตามค่าที่ต้องการออกแบบได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 กระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์

ยกตัวอย่างการควบคุมกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์ มีฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการดังนี้

$$G_3(s) = \frac{1}{(s+1)(s+3)(s+6)}$$

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

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

ออกแบบโดยใช้ตัวควบคุมแบบ PID \times (n-2) stage PD Cascade

เมื่อกระบวนการที่ต้องการควบคุมมีอันดับ 3 จึงใช้ตัวควบคุมแบบ PID และตัวควบคุมแบบ PD จำนวน 1 ตัว ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดสำหรับตัวควบคุม จากสมการที่ 2.14 คือ

$$K_{(n-2)}(s)G_3(s) = K_{pid} K_{pd} \frac{(s+z_1)(s+z_2)(s+z_{pd1})}{s \cdot (s+1)(s+3)(s+6)}$$

ให้ $K = K_{pid} K_{pd}$

เมื่อกำหนดให้ $z_1 = 6.1$ และ $z_2 = 3.1$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบ คือ

$$K_{(n-2)}(s)G_3(s) = K \frac{(s+3.1)(s+6.1)(s+z_{pd1})}{s \cdot (s+1)(s+3)(s+6)}$$

คำนวณหาผลรวมของมุมที่จุด s_d จากขงโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $K_{(n-2)}(s)G_3(s)$ ด้วยวิธีทางกราฟฟิกและวิธีการคำนวณ จากนั้นทำการคำนวณหาผลรวมของ $\angle(s+z_{pd1})$ เพื่อนำไปรวมกับผลรวมของมุมทั้งหมด

- หามุมของโพลที่ตำแหน่งต่างๆ ดังนี้

$$\begin{aligned} \sum \theta_p &= \theta_{p_0} + \theta_{p_1} + \theta_{p_2} + \theta_{p_3} \\ &= \angle(s_d) + \angle(s_d+1) + \angle(s_d+3) + \angle(s_d+6) \\ &= 133.68^\circ + 116.77^\circ + 68.376^\circ + 29.78^\circ = 348.606^\circ \end{aligned}$$

- หามุมของซีโรที่ตำแหน่งต่างๆ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \sum \theta_z &= \theta_{z_1} + \theta_{z_2} + \theta_{z_{pd1}} \\
 &= \angle(s_d + 3.1) + \angle(s_d + 6.1) + \angle(s_d + z_{pd1}) \\
 &= 66.139^\circ + 29.147^\circ + \theta_{z_{pd1}} = 95.286^\circ + \theta_{z_{pd1}}
 \end{aligned}$$

หามุมที่สอดคล้องเงื่อนไขของมุมจากทฤษฎีทางเดินของรากจะได้

$$\begin{aligned}
 \sum \theta_z - \sum \theta_p &= (95.286^\circ + \theta_{z_{pd1}}) - (348.457^\circ) \\
 -253.171^\circ + \theta_{z_{pd1}} &= \pm 180^\circ (2k+1), \quad k = 0, 1, 2, \dots
 \end{aligned}$$

จะได้ $\theta_{z_{pd1}} = 73.171^\circ$

หาค่าแห่งของซีโรที่มุม $\theta_{z_{pd1}}$ จะได้ตำแหน่งของ $z_{pd1} = 2.789$.

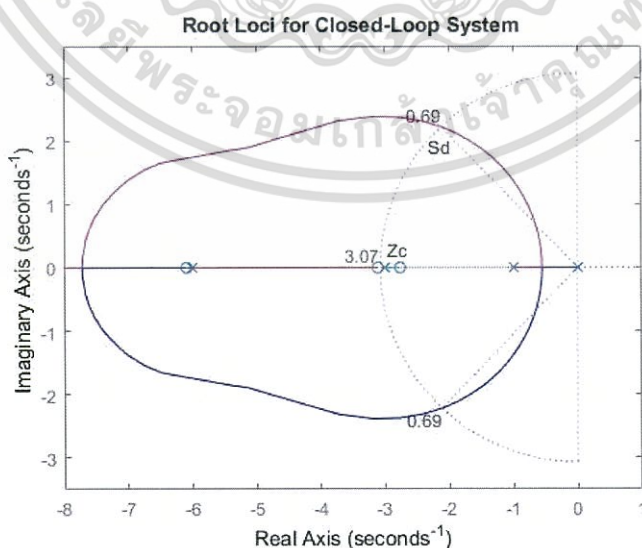
หาอัตราขยาย K ที่จุด s_d

$$\left| K \frac{(s_d + 3.1)(s_d + 6.1)(s_d + 2.789)}{s_d(s_d + 1)(s_d + 3)(s_d + 6)} \right| = 1$$

ดังนั้น $K = 3.174$.

ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบคือ

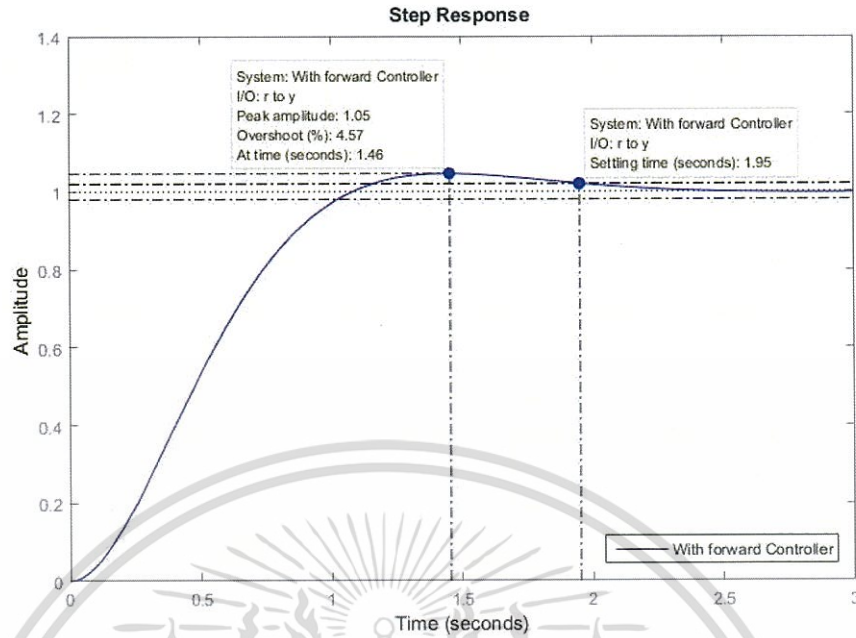
$$K_{(n-2)}(s)G_n(s) = 3.174 \frac{(s + 3.1)(s + 6.1)(s + 2.789)}{s \cdot (s + 1)(s + 3)(s + 6)}$$



รูปที่ 3.10 เส้นทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD Cascade

จากรูปที่ 3.11 แสดงให้เห็นผลการตอบสนองของกระบวนการเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2)stage PD Cascade สามารถควบคุมให้ผลตอบสนองเป็นไปตามค่าที่ต้องการออกแบบได้

3.3.3 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์

ยกตัวอย่างการควบคุมกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์ มีฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการดังนี้

$$G_4(s) = \frac{1}{(s+1)(s+3)(s+6)^2}$$

โดยที่กำหนดเงื่อนไขดังนี้ $P.O. \leq 5\%$, $t_s(\pm 2\%) \leq 2 \text{ sec}$. และ $e_{ss}(t) = 0$ จะได้ $\zeta = 0.69$, $\omega_n = 3.069 \text{ rad/sec}$ และ $s_d = -2.12 \pm j2.22$

ออกแบบโดยใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD

เมื่อกระบวนการที่ต้องการควบคุมมีอันดับ 4 จึงใช้ตัวควบคุมแบบ PID และตัวควบคุมแบบ PD จำนวน 2 ตัว ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดสำหรับตัวควบคุม จากสมการที่ 2.14 คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในห้องเรียน ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากอาจารย์ผู้สอน
 ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $K = K_{pid}K_{pd}K_{pd}$

เมื่อกำหนดให้ $z_1 = z_2 = 6.1$ และ $z_{pd_1} = 3.1$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบคือ

$$K_{(n-2)}(s)G_4(s) = K \frac{(s+3.1)(s+6.1)^2(s+z_{pd_2})}{s \cdot (s+1)(s+3)(s+6)^2}$$

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

- หามุมของโพลที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum \theta_p &= \theta_{p_0} + \theta_{p_1} + \theta_{p_2} + \theta_{p_3} + \theta_{p_4} \\ &= \angle(s_d) + \angle(s_d+1) + \angle(s_d+3) + \angle(s_d+6) + \angle(s_d+6) \\ &= 133.639^\circ + 116.771^\circ + 68.376^\circ + 29.776^\circ + 29.776^\circ = 378.338^\circ\end{aligned}$$

- หามุมของซีโรที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum \theta_z &= \theta_{z_1} + \theta_{z_2} + \theta_{z_{pd_1}} + \theta_{z_{pd_2}} \\ &= \angle(s_d+3.1) + \angle(s_d+6.1) + \angle(s_d+6.1) + \angle(s_d+z_{pd_2}) \\ &= 66.181^\circ + 29.152^\circ + 29.152^\circ + \theta_{z_{pd_2}} = 124.485^\circ + \theta_{z_{pd_2}}\end{aligned}$$

หามุมที่สอดคล้องเงื่อนไขของมุมจากทฤษฎีทางเดินของรากจะได้

$$\begin{aligned}\sum \theta_z - \sum \theta_p &= (124.485^\circ + \theta_{z_{pd_2}}) - (378.338^\circ) \\ -253.853^\circ + \theta_{z_{pd_2}} &= \pm 180^\circ (2k+1), \quad k = 0, 1, 2, \dots\end{aligned}$$

จะได้ $\theta_{z_{pd_2}} = 73.853^\circ$

หาดำแหน่งของซีโรที่มุม $\theta_{z_{pd_2}}$ จะได้ตำแหน่งของ $z_{pd_2} = 2.743$

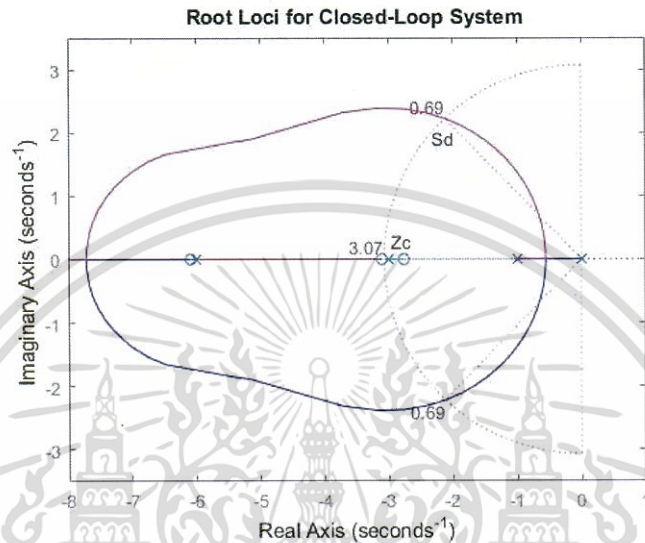
หาอัตราขยาย K ที่จุด s_d

$$\left| K \frac{(s_d+3.1)(s_d+6.1)^2(s_d+2.743)}{s_d(s_d+1)(s_d+3)(s_d+6)^2} \right| = 1$$

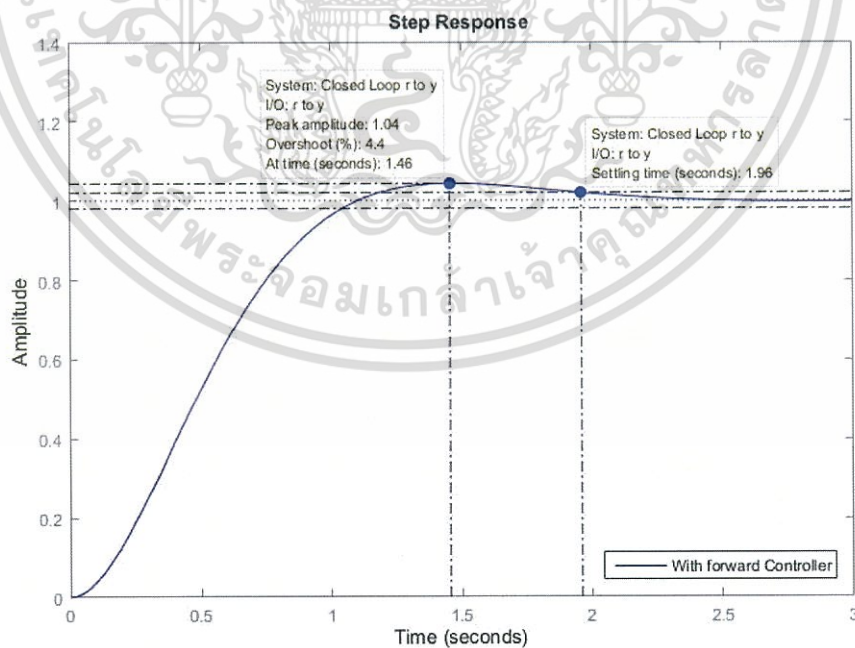
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ดังนั้น $K = 3.124$ ให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบคือ

$$K_{(n-2)}(s)G_n(s) = 3.124 \frac{(s+3.1)(s+6.1)^2(s+2.743)}{s \cdot (s+1)(s+3)(s+6)^2}$$



รูปที่ 3.12 เส้นทางเดินของรากของระบบการอันดับสี่ชนิดศูนย์



รูปที่ 3.13 ผลการตอบสนองของระบบควบคุมระบบการอันดับสี่ชนิดศูนย์เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD Cascade

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การออกแบบตัวควบคุมกระบวนการอันดับต่าง ๆ ในระบบเวลาเต็มหน่วย

การออกแบบตัวควบคุมได้ออกแบบเพื่อทดลองเปรียบเทียบผลการควบคุมกระบวนการใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD Cascade ในระบบเวลาเต็มหน่วย มาเปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบในเวลาต่อเนื่อง โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB

3.4.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง

กำหนดตัวอย่างกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง มีฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ คือ

$$G_3(s) = \frac{1}{s(s+1)(s+6)}$$

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

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

หาค่าตำแหน่งของ Close-loop pole: z_d เมื่อกำหนดค่า $T = 1/50$ จะได้

$$z_d = e^{Ts_d} = e^{T(-\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})} = 0.957 \pm j0.043$$

ออกแบบโดยใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วย ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วย จากสมการที่ 3.11 และกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งที่แปลงด้วย First Order Hold (FOH) คือ

$$G_3(z) = \frac{(10^{-7})(z+9.629)(z+0.098)(z+0.972)}{(z-1)(z-0.980)(z-0.887)}$$

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

ให้ $K = K_{pid} \cdot K_{pd}$

เลือกวงตำแหน่งของ z_1 และ z_2 กำหนดตำแหน่ง $z_1 = 0.970$ และ $z_2 = 0.877$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุม คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เฉพาะการวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นได้

$$K_{(n-2)}(z)G_3(z) = \frac{K(10^{-7})(z+9.629)(z+0.098)(z-0.972)(z-0.970)(z-0.877)(z-z_{pd})}{z^2(z-1)^2(z-0.980)(z-0.887)}$$
 ทารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาผลรวมของมุมที่จุด z_d จากของโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายวงเปิด

- มุมของโพลที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum \theta_p &= \angle(z_d - 1) + \angle(z_d - 0.980) + \angle(z_d + 0.887) + \angle(z_d - 0) + \angle(z_d - 0) + \angle(z_d - 1) \\ &= 135^\circ + 118.14^\circ + 31.56^\circ + 2.57^\circ + 2.57^\circ + 135^\circ \\ &= 424.84^\circ\end{aligned}$$

- มุมของซีโรที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum \theta_z &= \angle(z_d + 9.629) + \angle(z_d + 0.098) + \angle(z_d - 0.972) + \angle(z_d - 0.970) + \dots \\ &\quad \angle(z_d - 0.887) + \theta_{z_{pd}} \\ &= 0.233^\circ + 2.333^\circ + 109.23^\circ + 106.821^\circ + 31.56^\circ + \theta_{z_{pd}} = 250.177^\circ + \theta_{z_{pd}}\end{aligned}$$

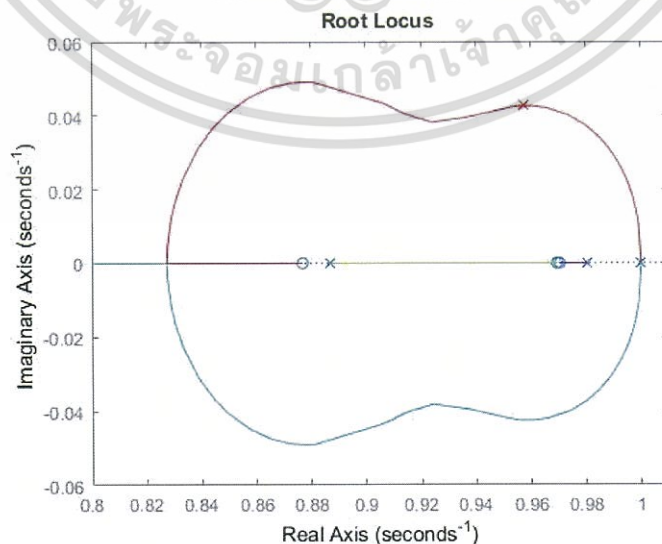
$$\theta_{z_{pd}} = -180 - (\sum \theta_z - \sum \theta_p) = 5.337^\circ$$

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

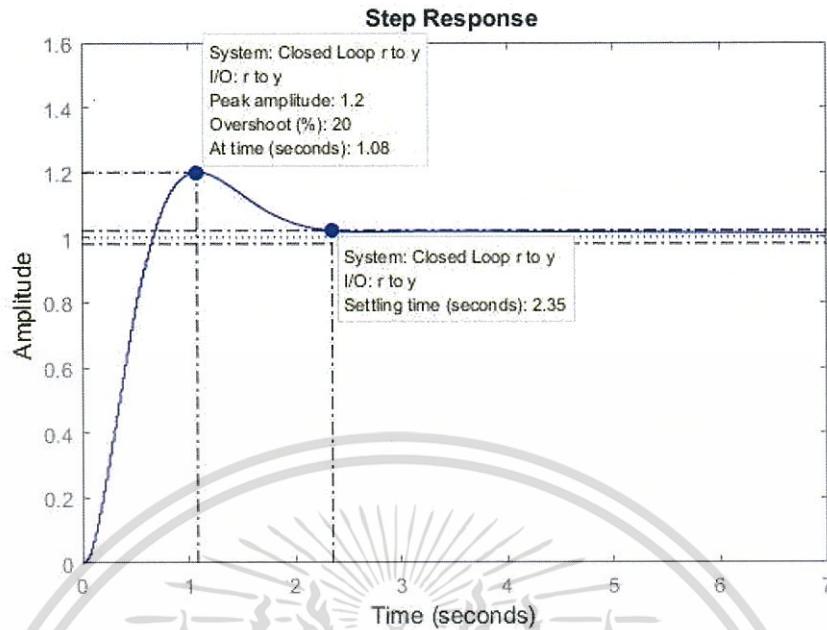
ได้ค่าอัตราขยาย $K = 3.41 \times 10^{-3}$

แทนค่าพารามิเตอร์ทุกตัวในสมการ

$$K_{(n-2)}(z)G_3(z) = \frac{3.41 \times 10^{-3} (z + 9.629)(z + 0.098)(z - 0.972)(z - 0.970)(z - 0.877)(z - 0.969)}{z^2 (z - 1)^2 (z - 0.980)(z - 0.887)}$$



รูปที่ 3.14 ทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งในระบบเวลาเต็มหน่วย
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้ในการเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 ผลการตอบสนองของระบบกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งเมื่อใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD Cascade ในระบบเวลาเต็มหน่วย

3.4.2 กระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์

ยกตัวอย่าง กระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์ในระบบเวลาต่อเนื่อง คือ

$$G_3(s) = \frac{1}{(s+1)(s+3)(s+6)}$$

เมื่อแปลงกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์ด้วย First Order Hold (FOH) และกำหนดค่า

$$T = 1/50 \text{ sec}$$

$$G_3(z) = \frac{(10^{-5})(z+9.5139)(z+0.9608)(z+0.970)}{(z-0.9802)(z-0.9418)(z-0.8869)}$$

โดยที่กำหนดเงื่อนไข ดังนี้ $P.O. \leq 5\%$, $t_s(\pm 2\%) \leq 2 \text{ sec}$. และ $e_{ss}(t) = 0$ จะได้ค่าอัตรา
การหน่วง $\zeta = 0.69$ และ $\omega_n = 3.069 \text{ rad/sec}$ จากนั้นทำตามขั้นตอนเพื่อหาค่าตำแหน่งของ
Closed-loop pole: z_d ที่อยู่บน z -Plane มีตำแหน่ง ดังนี้

$$z_d = e^{Ts_d} = e^{T(-\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})} = 0.957 \pm j0.043$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแบบโดยใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วย
ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วยจาก
สมการที่ 3.11 โดยกระบวนการที่ใช้ออกแบบเป็นอันดับสามชนิดศูนย์ ดังนั้น จึงมีจำนวนซีโรเพิ่ม
เข้ามาจำนวนหนึ่งตัว คือ

$$K_{(n-2)}(z) = \frac{K(z-z_1)(z-z_2)(z-z_{pd1})}{z^2(z-1)}$$

โดยเลือกวางที่ตำแหน่ง $z_1 = 0.9518$ และ $z_2 = 0.8969$

ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดสำหรับตัวควบคุม คือ

$$K_{(n-2)}(z) = \frac{K(z-0.9518)(z-0.8969)(z-z_{pd1})}{z^2(z-1)}$$

คำนวณหาผลรวมของมุมที่จุด z_d จากของโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด จะได้

- หามุมของซีโรที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum \theta_z &= \angle(z_d - 0.9518) + \angle(z_d - 0.8969) + \angle(z_d + 9.5139) + \dots \\ &\quad \angle(z_d + 0.9608) + \angle(z_d + 0.970) + \theta_{z_{pd1}} \\ &= 83.104^\circ + 35.582^\circ + 0.235^\circ + 1.284^\circ + 1.278^\circ + \theta_{z_{pd1}} \\ \sum \theta_z &= 121.483^\circ + \theta_{z_{pd1}}\end{aligned}$$

- หามุมของโพลที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sum \theta_p &= \angle(z_d - 0.9802) + \angle(z_d - 0.9418) + \angle(z_d + 0.8869) + \dots \\ &\quad \angle(z_d) + \angle(z_d) + \angle(z_d - 1) \\ &= 118.348^\circ + 70.532^\circ + 1.336^\circ + 2.573^\circ + 2.573^\circ + 135^\circ \\ \sum \theta_p &= 330.362^\circ\end{aligned}$$

หามุมที่สอดคล้องเงื่อนไขของมุมจากเทคนิคทางเดินราก

$$\theta_{z_{pd1}} = -180 - (\sum \theta_z - \sum \theta_p)$$

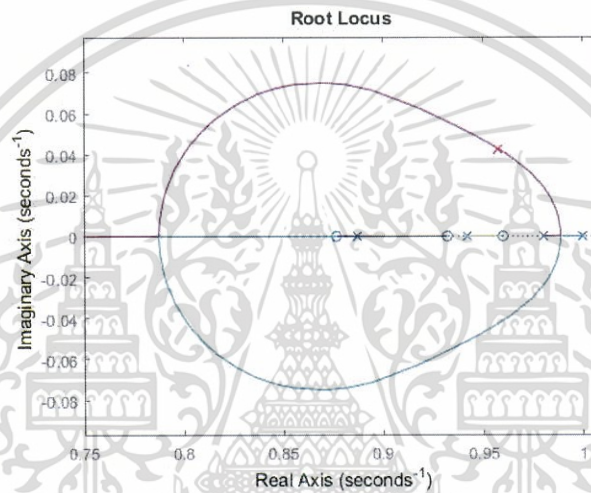
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $\theta_{z_{pd1}} = 57.562^\circ$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทราบมุมของ $\theta_{z_{pd}}$ จะได้ตำแหน่งของ $z_{pd_1} = 0.931$

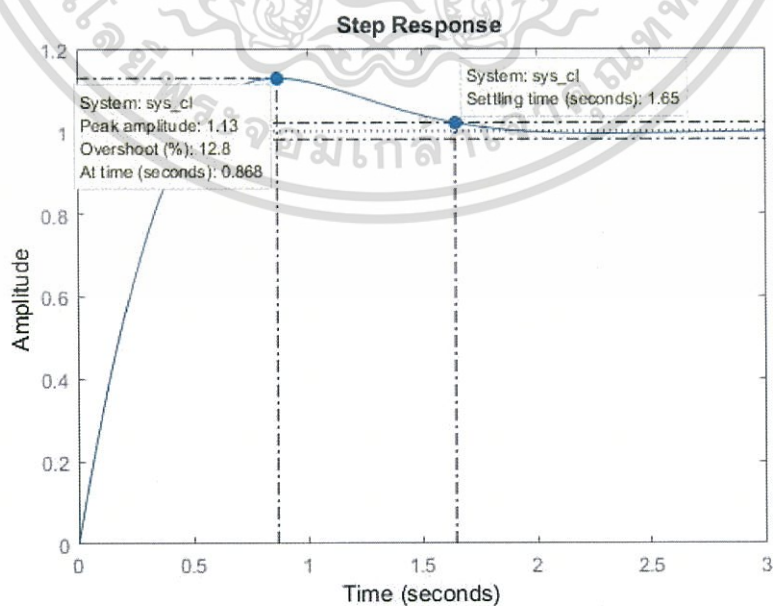
หาอัตราขยาย K ที่จุด z_d จากเงื่อนไข จะได้อัตราขยาย $K(10^{-9}) = 2.92 \times 10^{-4}$

แทนค่าพารามิเตอร์ทุกตัวลงในสมการ

$$K_{(n-2)}(z)G_n(z) = \frac{2.92 \times 10^{-4}(z + 9.5139)(z + 0.9608)(z + 0.970)(z - 0.9518)(z - 0.8969)(z - 0.931)}{z^2(z - 1)(z - 0.9802)(z - 0.9418)(z - 0.8869)}$$



รูปที่ 3.16 ทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์ในระบบเวลาเต็มหน่วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไว้รองรับการใช้นโยบายการศึกษาระดับอุดมศึกษาที่มุ่งเน้นการนำเทคโนโลยีมาใช้ในการศึกษา
รูปที่ 3.17 ผลการตอบสนองของระบบกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์เมื่อใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD Cascade ในระบบเวลาเต็มหน่วย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีข้อตกลงว่าเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.3 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์

ยกตัวอย่าง กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์ในระบบเวลาต่อเนื่อง คือ

$$G_4(s) = \frac{1}{(s+1)(s+3)(s+6)^2}$$

เมื่อแปลงกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์ด้วย First Order Hold (FOH) และกำหนดค่า

$$T = 1/50 \text{ sec}$$

$$G_4(z) = \frac{(10^{-9})(z+22.01)(z+2.202)(z+0.4081)(z+0.0408)}{(z-0.9802)(z-0.9418)(z-0.8869)(z-0.8869)}$$

โดยที่กำหนดเงื่อนไขดังนี้ $P.O. \leq 5\%$, $t_s(\pm 2\%) \leq 2 \text{ sec}$. และ $e_{ss}(t) = 0$ จะได้ค่าอัตราการหน่วง $\zeta = 0.69$ และ $\omega_n = 3.069 \text{ rad/sec}$ จากนั้นทำตามขั้นตอนเพื่อหาค่าตำแหน่งของ Closed-loop pole: z_d ที่อยู่บน z -Plane มีตำแหน่งดังนี้

$$z_d = e^{Ts_d} = e^{T(-\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})} = 0.957 \pm j0.043$$

ออกแบบโดยใช้ตัวควบคุม PID \times (n-2) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วย ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PID \times (n-2) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วยจากสมการที่ 3.11 โดยเพิ่มกระบวนการเป็นอันดับสี่ ดังนั้นจึงมีจำนวนซีโรเพิ่มเข้ามาจำนวนสองตัว คือ

$$K_{(n-2)}(z) = \frac{K(z-z_1)(z-z_2)(z-z_{pd1})(z-z_{pd2})}{z^3(z-1)}$$

โดยเลือกวางที่ตำแหน่ง $z_{1,2} = 0.8769$ และ $z_{pd1} = 0.9318$

ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดสำหรับตัวควบคุมคือ

$$K_{(n-2)}(z) = \frac{K(z-0.8769)(z-0.8769)(z-0.9318)(z-z_{pd2})}{z^3(z-1)}$$

คำนวณหาผลรวมของมุมที่จุด z_d จากของโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด จะได้

- หามุมของซีโรที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
\Sigma \theta_z &= \angle(z_d + 22.01) + \angle(z_d + 2.202) + \angle(z_d + 0.101) + \dots \\
&\quad \angle(z_d - 0.4081) + \angle(z_d - 0.0408) + \angle(z_d - 0.8769) \\
&\quad \angle(z_d - 0.8769) \angle(z_d - 0.9318) + \theta_{z_{pd2}} \\
&= 0.06^\circ + 0.32^\circ + 0.57^\circ + 87.88^\circ + 87.88^\circ + 113.13^\circ + \theta_{z_{pd2}} \\
\Sigma \theta_z &= 289.72^\circ + \theta_{z_{pd2}}
\end{aligned}$$

- หามุมของโพลที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนี้

$$\begin{aligned}
\Sigma \theta_p &= \angle(z_d - 0.9802) + \angle(z_d - 0.9418) + \angle(z_d + 0.8869) + \angle(z_d + 0.8869) + \dots \\
&\quad \angle(z_d) + \angle(z_d) + \angle(z_d) + \angle(z_d - 1) \\
&= 126.29^\circ + 117.03^\circ + 93.36^\circ + 93.36^\circ + 3(0.63^\circ) + 133.96^\circ \\
\Sigma \theta_p &= 565.86^\circ
\end{aligned}$$

หามุมที่สอดคล้องกับเงื่อนไขของมุมตามเทคนิคทางเดินราก จะได้

$$\theta_{z_{pd2}} = -180 - (\Sigma \theta_z - \Sigma \theta_p)$$

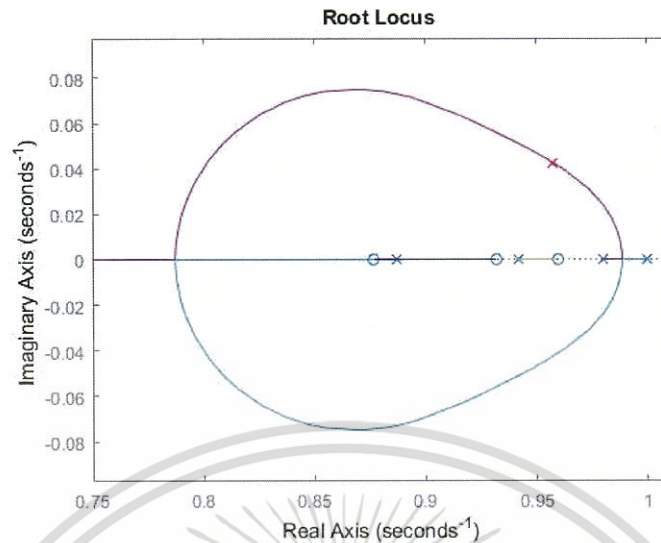
$$\theta_{z_{pd2}} = 276.02^\circ$$

เมื่อทราบมุมของ $\theta_{z_{pd}}$ จะได้ตำแหน่งของ $z_{pd2} = 0.969$

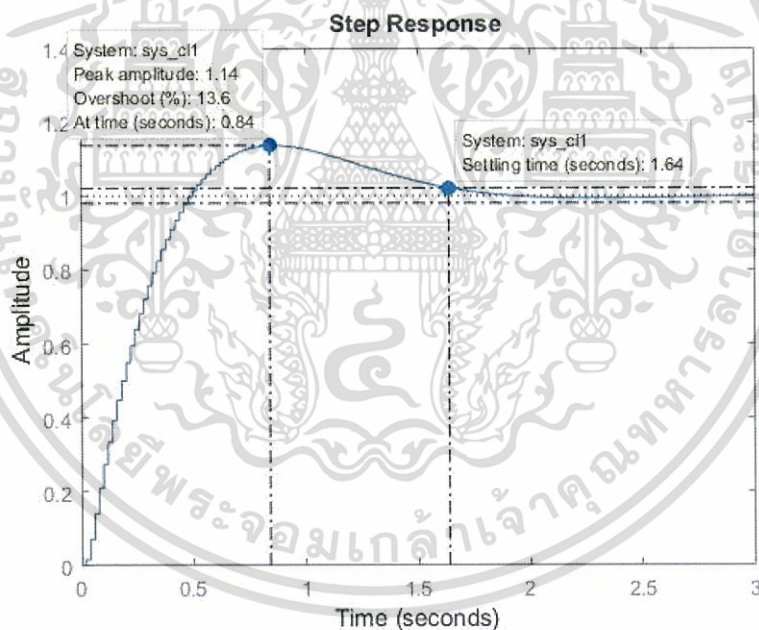
หาอัตราขยาย K ที่จุด z_d จากเงื่อนไข จะได้อัตราขยาย $K(10^{-9}) = 7.48 \times 10^{-4}$

แทนค่าพารามิเตอร์ทุกตัวลงในสมการ

$$\begin{aligned}
&K_{(n-2)}(z)G_n(z) \\
&= \frac{7.48 \times 10^{-4} (z + 9.845)(z + 0.995)(z + 0.101)(z - 0.989)^2 (-0.991)(z - 0.994)}{z^3 (z - 1)(z - 0.998)(z - 0.995)(z - 0.990)^2}
\end{aligned}$$



รูปที่ 3.18 ทางเดินของรากของกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์ในระบบเวลาเต็มหน่วย



รูปที่ 3.19 ผลการตอบสนองของระบบกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์เมื่อใช้ตัวควบคุม $PID \times (n-2)$ stage PD Cascade ในระบบเวลาเต็มหน่วย

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า เมื่อใช้ตัวควบคุม $PID \times (n-2)$ stage PD Cascade ในแบบเวลาเต็มหน่วย จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมนี้สามารถควบคุมกระบวนการที่มีอันดับสองขึ้นไป ให้มีเสถียรภาพได้เป็นไปตามที่กำหนดไว้เช่นเดียวกับตัวควบคุม $PID \times (n-2)$ stage PD Cascade ในระบบเวลาต่อเนื่อง ซึ่งผลตอบสนองได้ค่าคุณลักษณะของระบบตรงตามที่กำหนดไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การเปรียบเทียบผลการจำลองระบบ

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการทดลองและการจำลองการควบคุมกระบวนการด้วยตัวควบคุม $PID \times (n-2)$ stage PD Cascade แบบเวลาต่อเนื่องและแบบเวลาเต็มหน่วย เปรียบเทียบผลการตอบสนองของตัวควบคุมเมื่อเพิ่มอัตราขยาย และเปรียบเทียบผลของการใช้คาบเวลาสุ่มต่าง ๆ โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB

4.1 การเปรียบเทียบผลการจำลองในระบบเวลาต่อเนื่อง

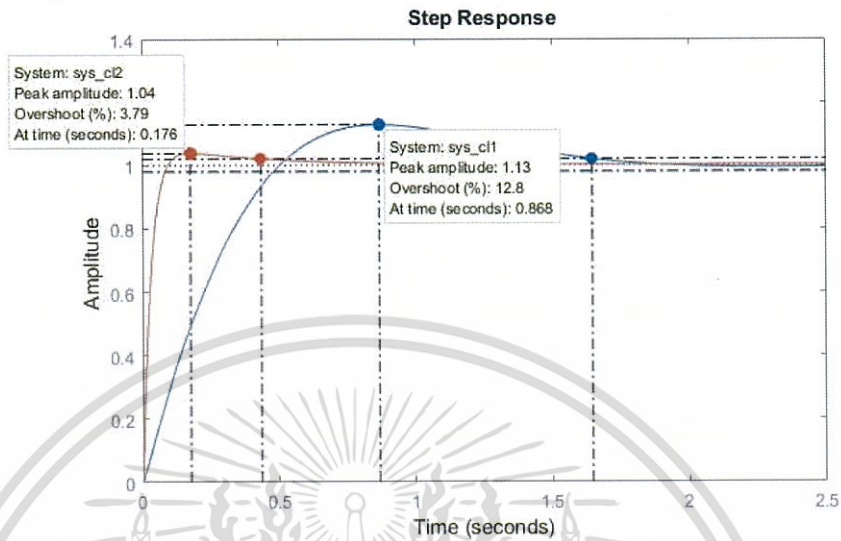
เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบจากการออกแบบในกระบวนการอันดับต่าง ๆ โดยการออกแบบตัวควบคุมกระบวนการอันดับมากกว่าสอง ด้วยตัวควบคุมแบบ PID ทั่วไป และตามหลักการของ รศ.ดร.กิตติ ตีระเศรษฐ์ จะเห็นว่าตัวควบคุมแบบ PID ไม่สามารถนำมาใช้ควบคุมกระบวนการให้เป็นไปตามข้อกำหนดที่ต้องการได้ เนื่องจากตัวควบคุมแบบ PID เมื่อนำไปควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสอง ระบบมีผลการตอบสนองที่ไม่มีเสถียรภาพ

และเมื่อเปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ $PID \times (n-2)$ stage PD Cascade ในระบบเวลาต่อเนื่องและในระบบเวลาเต็มหน่วยแล้วนั้น ทั้งสองแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุม ผลการตอบสนองของระบบที่ออกแบบด้วยหลักการของ รศ.ดร.กิตติ ตีระเศรษฐ์ นี้ในกระบวนการที่มีอันดับสี่ยังมีค่าพุ่งเกินสูงอยู่ แต่จากการทดลองสามารถเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้า และเพิ่มอัตราขยาย จำนวน K เท่า ดังแสดงในรูปการจำลองด้วยโปรแกรม พบว่า ระบบมีผลการตอบสนองที่ดีขึ้น คือใช้เวลาเข้าสู่ค่าคงตัวน้อยและยังมีค่าพุ่งเกินน้อยลงอีกด้วย ซึ่งจะเห็นได้ว่าการออกแบบด้วยหลักการของ รศ.ดร.กิตติ ตีระเศรษฐ์ ในระบบเวลาต่อเนื่องนั้นจะต้องใช้ตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าเพื่อลดค่าพุ่งเกิน และในระบบเวลาเต็มหน่วยถ้าต้องการลดค่าพุ่งเกินสามารถเพิ่มค่าอัตราขยายเท่านั้นซึ่งทำได้ง่าย และเมื่อนำเปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบ $PID \times (n-2)$ stage PD Cascade ซึ่งเป็นการใช้ตัวควบคุมแบบ PID ทำงานร่วมกับตัวควบคุมแบบ PD โดยตัวควบคุมแบบนี้เมื่อนำไปควบคุมกระบวนการอันดับสามจะเหมือนกับตัวควบคุมแบบ PIDA ที่ใช้หลักการเดียวกันในการออกแบบระบบ ผลการตอบสนองที่ได้จึงเหมือนกันทุกประการ

4.1.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่ง

จากการควบคุมกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งพบว่ามีความถี่ธรรมชาติในกระบวนการจำนวนหนึ่งตัวทำให้ระบบมีค่าตอบสนองของกระบวนการที่เร็ว จากการทดลองออกแบบตัวควบคุมตัวควบคุม $PID \times (n-2)$ stage PD Cascade นำมาควบคุมกระบวนการดังกล่าวทำให้ผลการตอบสนองเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

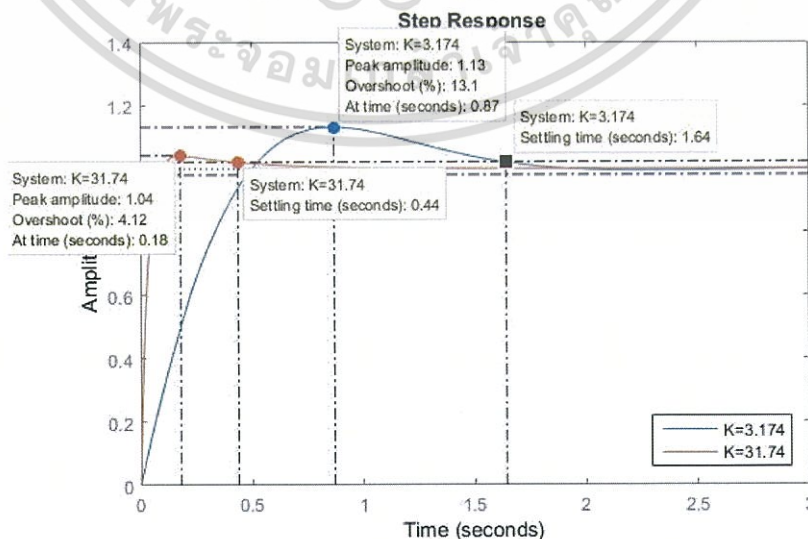
ที่มีเสถียรภาพแต่มีค่าพุ่งเกินสูงกว่าที่กำหนด จึงเพิ่มตัวควบคุมแบบไปข้างหน้าและเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุมทำให้ระบบมีการตอบสนองเร็วขึ้นและให้ค่าพุ่งเกินน้อยลง รวมทั้งเวลาเข้าที่ก็น้อยลงตามด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การตอบสนองระบบกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งเมื่อเพิ่มอัตราขยาย

4.1.2 กระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์

จากการควบคุมกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์ มีโพลในกระบวนการจำนวนสามตัว จากการทดลองออกแบบตัวควบคุม ตัวควบคุม PID $(n-2)$ stage PD Cascade นำมาควบคุมกระบวนการดังกล่าวทำให้ผลการตอบสนองที่มีเสถียรภาพ แต่สามารถเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุมทำให้ระบบมีการตอบสนองเร็วขึ้นและให้ค่าพุ่งเกินน้อยลงได้กว่าเดิมจากที่ได้ออกแบบคุณลักษณะที่ต้องการ รวมทั้งเวลาเข้าที่ก็น้อยลงตามด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.2



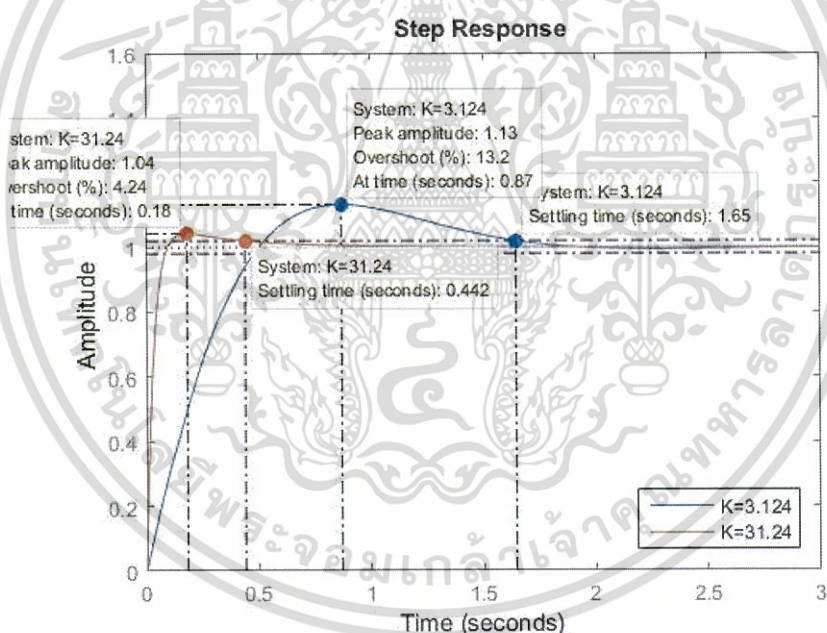
รูปที่ 4.2 การตอบสนองระบบกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์เมื่อเพิ่มอัตราขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์

เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบโดยการออกแบบกระบวนการจากบทที่ 3 ที่ผ่านมามีตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD Cascade แบบเวลาต่อเนื่อง จะเห็นว่าการใช้ตัวควบคุม ควบคุมกระบวนการจะมีค่าพุ่งเกินมาก ดังกล่าวจะเห็นว่าผลการตอบสนองของระบบ PID×(n-2) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วยมีค่าพุ่งเกินน้อยกว่าในระบบต่อเนื่อง ซึ่งในแบบเวลาเต็มหน่วยเราสามารถวางตำแหน่งตัวควบคุมได้ใกล้โพลของกระบวนการมากกว่าในแบบเวลาต่อเนื่อง

เมื่อพิจารณาผลการตอบสนองของระบบเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PID×(n-2) stage PD Cascade ในตัวอย่างเดียวกัน พบว่าการออกแบบระบบด้วยตัวควบคุมชนิดนี้ ในตอนแรกผลการตอบสนองของระบบมีค่าพุ่งเกินสูงกว่าข้อกำหนดที่ออกแบบไว้ อีกทั้งยังใช้เวลาเข้าที่ช้า แต่เมื่อเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุม แสดงในรูปที่ 4.3 พบว่า ระบบใช้เวลาเข้าสู่ค่าคงตัวเร็วขึ้นและยังมีค่าพุ่งเกินน้อยกว่า แสดงถึงระบบมีเสถียรภาพที่ดีขึ้นแล้วยังทำให้ระบบยังมีความคงทนยิ่งขึ้นด้วย



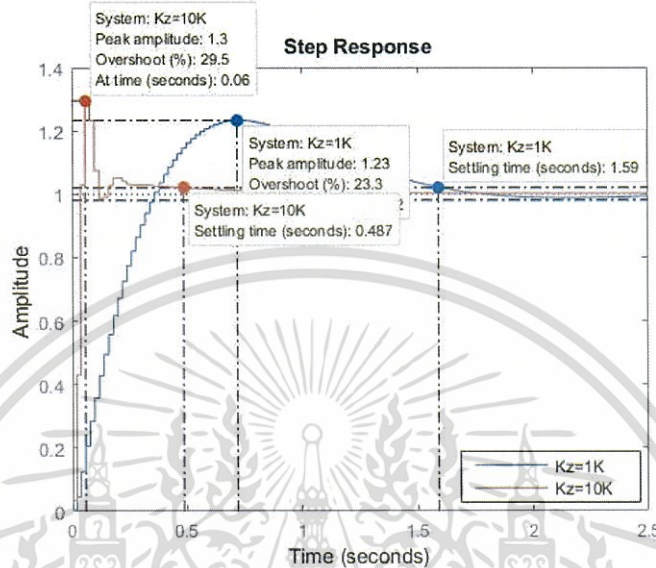
รูปที่ 4.3 การตอบสนองระบบกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์เมื่อเพิ่มอัตราขยาย

4.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองในระบบเวลาเต็มหน่วย

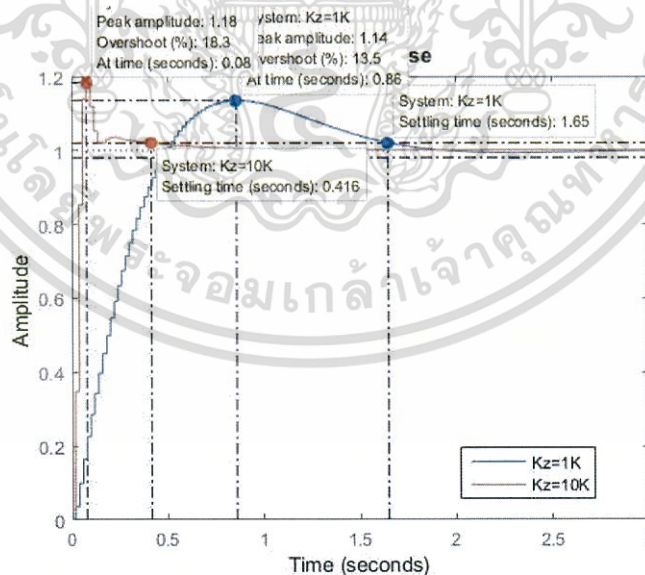
4.2.1 กระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งและชนิดศูนย์

เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบจากการออกแบบที่ผ่านมาจากบทที่แล้วได้ใช้ตัวควบคุม PID×(n-2) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วย พบว่าการออกแบบระบบด้วยตัวควบคุมชนิดนี้ ในตอนแรกผลการตอบสนองของระบบมีค่าพุ่งเกินสูงกว่าข้อกำหนดที่ออกแบบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไว้ แต่เมื่อเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุม แสดงในรูปที่ 4.4 พบว่า ระบบใช้เวลาเข้าสู่เข้าค่าคงตัวเร็วขึ้นและยังมีค่าพุงเกินน้อยกว่า และแสดงในรูปที่ 4.5 จะแสดงถึงผลตอบสนองที่มีค่าระบบมีเสถียรภาพที่ดีขึ้นแล้วยังทำให้ระบบยังมีเวลาเข้าที่ได้ตรงตามออกแบบได้เร็วยิ่งขึ้นด้วยเช่นกัน



รูปที่ 4.4 การตอบสนองของระบบในกระบวนการอันดับสามชนิดหนึ่งเมื่อเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย

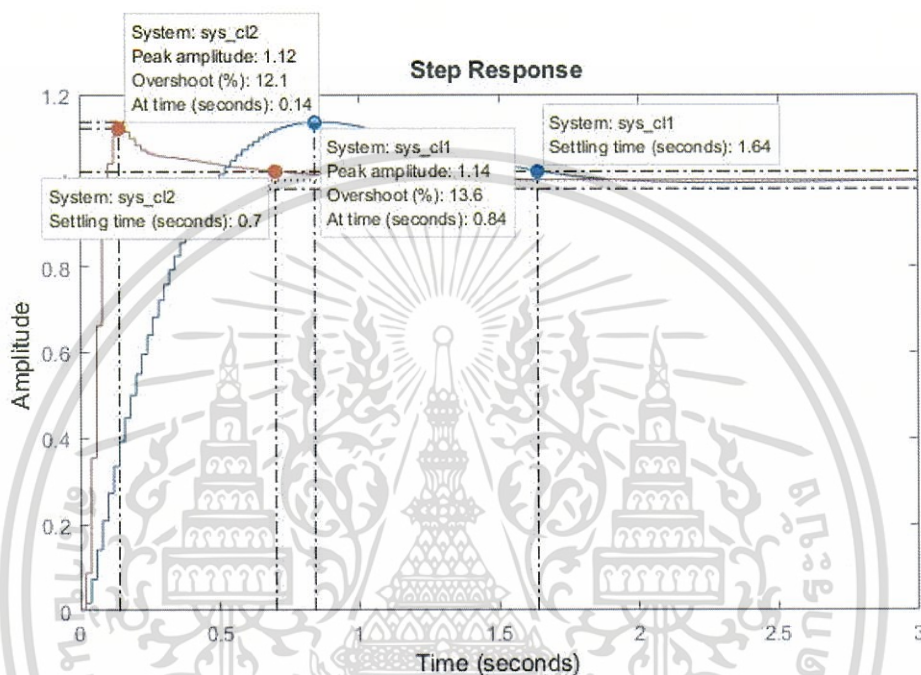


รูปที่ 4.5 การตอบสนองของระบบในกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์เมื่อเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วย

4.2.2 กระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการควบคุมกระบวนการอันดับสี่ ถ้าตัวควบคุมแบบ PID จะให้ผลการตอบสนองที่ไม่มีเสถียรภาพ เนื่องจากโพลของกระบวนการมีมากกว่าซีโรของตัวควบคุม ดังนั้นจึงใช้ ตัวควบคุม PID x (n-2)stage PD Cascade นำมาควบคุมกระบวนการดังกล่าวให้ผลการตอบสนองที่มีเสถียรภาพ แต่มีค่าพุ่งเกินสูงกว่าที่กำหนด จึงเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุมทำให้ระบบมีการตอบสนองเร็วขึ้น และให้ค่าพุ่งเกินน้อยลง รวมทั้งเวลาเข้าที่ก็น้อยลงด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 การตอบสนองของระบบในกระบวนการอันดับสี่ชนิดศูนย์เมื่อเพิ่มอัตราขยายในระบบเวลาเต็มหน่วย

ดังนั้นเมื่อเปรียบเทียบผลการจำลองการตอบสนองของกระบวนการเมื่อใช้การออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาต่อเนื่องและระบบเวลาเต็มหน่วย จากตัวอย่างทั้งสองระบบนี้ แสดงให้เห็นว่าผลการตอบสนองของระบบทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกันมาก โดยตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยจะให้ค่าพุ่งเกินน้อยกว่าแต่ก็ใช้เวลาเข้าที่มากกว่าเล็กน้อย แต่เมื่อเปรียบเทียบผลหลังจากเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุม พบว่าผลการตอบสนองของระบบเวลาเต็มหน่วย ใช้เวลาเข้าที่น้อยกว่าตัวควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง แต่ออกแบบตัวควบคุมในระบบทั้งสองก็ให้ผลการตอบสนองตามข้อกำหนดทุกประการ

4.3 การเปรียบเทียบผลจากการจำลองของระบบเมื่อใช้คาบเวลาการสุ่มต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ เมือผู้ดูเห็นหน้าเว็บไซต์นี้โปรดอย่าเผยแพร่ข้อมูลใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

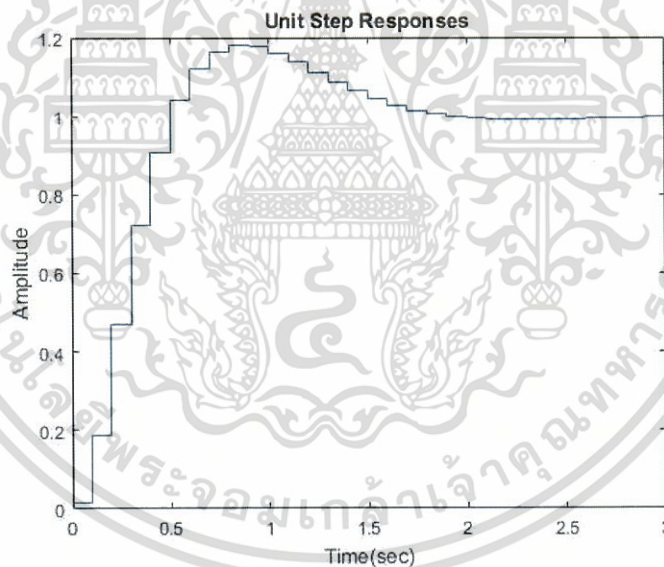
เมื่อกำหนดตัวอย่างกระบวนการอันดับสามชนิดศูนย์ มีฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการคือ

$$G_3(s) = \frac{1}{(s+1)(s+3)(s+6)}$$

โดยที่กำหนดเงื่อนไขดังนี้ $P.O. \leq 5\%$, $t_s(\pm 2\%) \leq 2 \text{ sec}$. และ $e_{ss}(t) = 0$
จะได้ $\zeta = 0.69$, $\omega_n = 3.069 \text{ rad/sec}$

4.3.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบ เมื่อใช้ $T = 1/10 \text{ sec}$ คือ

$$K_c(z)G_3(z) = (1.731 \times 10^{-2}) \dots \frac{(z + 8.169)(z + 0.819)(z - 0.7736)(z - 0.7508)(z - 0.5588)(z - 0.08205)}{z^2(z-1)(z-0.9048)(z-0.7408)(z-0.5488)}$$



รูปที่ 4.7 การตอบสนองของระบบ เมื่อใช้ samples $T = 1/10 \text{ sec}$

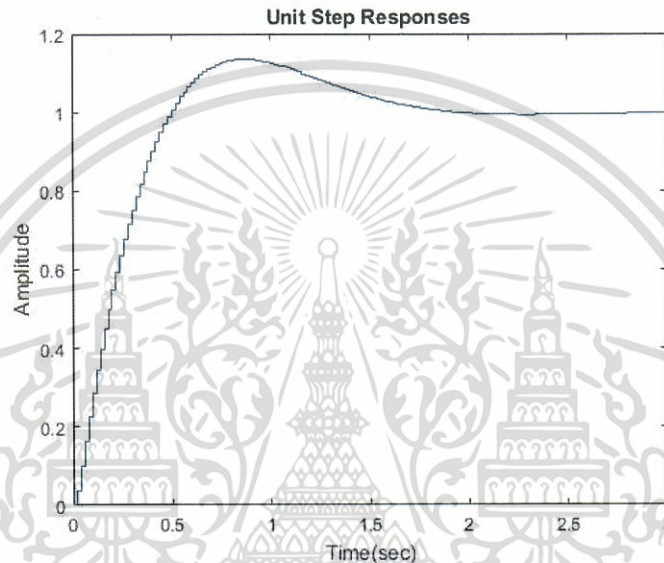
จากผลการตอบสนองของระบบควบคุมแสดงในรูปที่ 4.7 เห็นได้ว่าเมื่อใช้คาบการสุ่มมีค่ามาก จำนวนสัญญาณการสุ่มจะมีค่าน้อยทำให้สัญญาณนี้ต่างจากสัญญาณเดิม

4.3.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบ เมื่อใช้ samples $T = 1/50 \text{ sec}$ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_c(z)G_3(z) = \frac{2.92 \times (10^{-2})(z - 0.952)(z - 0.896)(z - 0.931)(z + 9.513)(z + 0.960)(z + 0.970)}{z^2(z - 1)(z - 0.980)(z - 0.941)(z - 0.886)}$$

จากรูปที่ 4.8 แสดงผลการตอบของกระบวนการเมื่อใช้ $T = 1/50$ sec พบว่า ผลการตอบสนองของระบบมีเสถียรภาพดี แต่มีค่าพุ่งเกินสูงกว่าที่กำหนดไว้ ถึงแม้จะเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุมก็ตาม

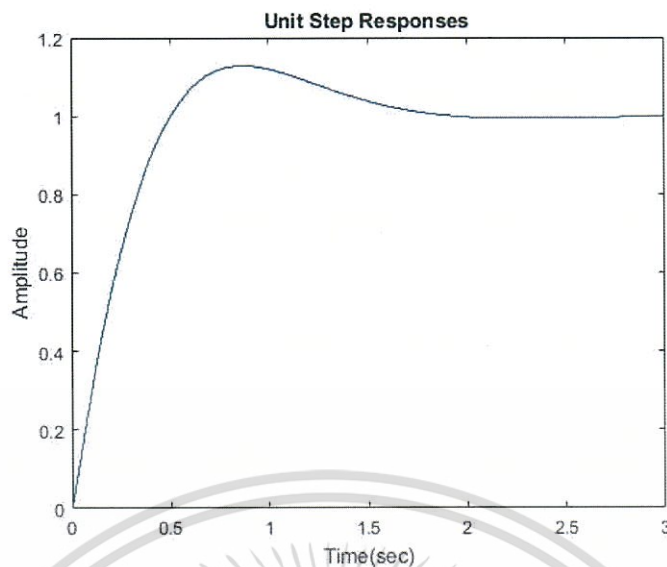


รูปที่ 4.8 การตอบสนองของระบบ เมื่อใช้ samples $T = 1/50$ sec

4.3.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบ เมื่อใช้ samples $T = 1/500$ sec คือ

$$K_c(z)G_3(z) = \frac{2.76 \times (10^{-2})(z + 9.859)(z + 0.996)(z + 0.100)(z - 0.995)(z - 0.989)(z - 0.9993)}{z^2(z - 1)(z - 0.998)(z - 0.994)(z - 0.988)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 การตอบสนองของระบบ เมื่อ samples $T = 1/500$ sec

จากรูปที่ 4.9 แสดงผลการตอบสนองของระบบเมื่อใช้คาบเวลาการสุ่ม $T = 1/500$ sec พบว่าระบบมีการตอบสนองของระบบมีค่าพุ่งเกินสูง แต่มีผลตอบสนองที่เรียบมากขึ้นกว่าสัญญาณสุ่มที่น้อย และสามารถลดค่าพุ่งเกินด้วยการเพิ่มอัตราขยายตัวควบคุมเพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพดีกว่าข้อกำหนดได้

สรุปได้ว่า การเลือกค่าสัญญาณเวลาในการสุ่มค่าในการควบคุมในระบบสัญญาณไม่ต่อเนื่อง มีผลต่อผลตอบสนองของระบบ ดังนั้นในการออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยจึงต้องเลือกคาบเวลาในการสุ่มที่เหมาะสม

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์ในการศึกษาและออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยเพื่อควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสองขึ้นไป จึงได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุม PID \times ($n-2$) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วย การออกแบบตัวควบคุมในนี้จะนำกระบวนการที่อยู่ในรูปแบบ s-Domain มาแปลงให้อยู่ในรูปแบบของ z-Domain แล้วจึงใช้ตัวควบคุม PID \times ($n-2$) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วยควบคุม จากการทดลองการจำลองผลการตอบสนองพบว่าตัวควบคุมนี้สามารถควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสองได้เป็นอย่างดี อีกทั้งยังสามารถทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพมากขึ้นโดยการเพิ่มค่าของอัตราขยายของตัวควบคุมให้มากขึ้นเพื่อให้ได้ผลเป็นไปตามข้อกำหนด

จากผลการทดสอบการทำงานของตัวควบคุมควบคุม PID \times ($n-2$) stage PD แบบเวลาเต็มหน่วย เปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบ PID ด้วยโปรแกรม MATLAB พบว่าตัวควบคุมแบบ PID เมื่อนำไปควบคุมกระบวนการที่มีอันดับมากกว่าสองทำได้ยากหรืออาจไม่สามารถควบคุมกระบวนการให้มีเสถียรภาพได้ เมื่อพิจารณาใช้ตัวควบคุม PID \times ($n-2$) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วย ตัวควบคุมนี้สามารถควบคุมกระบวนการดังกล่าวให้มีเสถียรภาพตามข้อกำหนดและเมื่อเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุม และสัญญาณรบกวนค่าที่เหมาะสม ทำให้ได้ผลตอบสนองดีกว่าข้อกำหนดที่ต้องการ ระบบก็มีผลการตอบสนองที่ดีขึ้น รวมทั้งมีความคงทนดีขึ้นเช่นกัน

ผลการจำลองเปรียบเทียบของตัวควบคุม PID \times ($n-2$) stage PD Cascade ในแบบระบบเวลาเต็มหน่วยกับตัวควบคุมในระบบเวลาต่อเนื่อง ผลการควบคุมกระบวนการทั้งสองระบบให้ตัวควบคุมการตอบสนองที่คล้ายกัน แต่ตัวควบคุมในระบบเวลาเต็มหน่วยอาจมีค่าพุงเกินน้อยกว่าตัวควบคุมที่อยู่ในระบบเวลาต่อเนื่องเล็กน้อย

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

การออกแบบตัวควบคุม PID \times ($n-2$) stage PD Cascade แบบเวลาเต็มหน่วยจะต้องรู้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการเสียก่อนจึงจะสามารถควบคุมระบบได้ การออกแบบตัวควบคุมใช้วิธีทางเดินราก ซึ่งจะต้องกำหนดเลือกวางตำแหน่งซีโรของตัวควบคุมที่เหมาะสมถึงสามารถลดผลกระทบของโพลที่มีต่อระบบได้ และการเลือกค่าการรบกวนสัญญาณมีความสำคัญในการออกแบบ เนื่องจากถ้าใช้ค่าการรบกวนน้อยก็จะได้สัญญาณรบกวนที่มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณชนิดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อเนื่องเดิมมาก แต่จะได้สัญญาณสุ่มเป็นจำนวนมาก แต่ถ้าหากค่าคาบเวลาการสุ่มมีค่ามากเกินไป จะเป็นการลดสัญญาณการสุ่มสัญญาณจะแตกต่างจากสัญญาณต่อเนื่องเดิมมาก

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นเพียงการทดลองการจำลองผ่านคอมพิวเตอร์เท่านั้น ดังนั้นแนวทางในการพัฒนาตัวควบคุมนี้อาจนำตัวควบคุมไปทดลองควบคุมกระบวนการจริง หรือทดลองกับกระบวนการจำลองในห้องปฏิบัติการ โดยอาศัยผลงานวิจัยนี้เป็นต้นแบบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] David W. Pessen, "A New Look at PID Controller Tuning", *Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 116, pp. 553-557, Sept. 1994.
- [2] Seul Jung and Richard C. Dorf, "Analytic PID Controller Design Technique for a Third Order System," *Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control*, pp. 2513-2518, Kobe, Japan, December, 1996.
- [3] Thanit Trisuwannawat, Kitti Tirasesth, Jongkol Ngamwiwit and Michihiko Iida, "PID \times (n-2) stage PD cascade controller for SISO systems," *SICE'98 Proceedings of the 37th SICE Annual Conference, International session Papers*, pp. 965-968, 1998.
- [4] Pittaya Pannil, Suksiri Kanchanasomranvong, Prapart Ukakimaparn, Thanit Trisuwannawat, and Kitti Tirasesth, "Discrete PID \times (n-2) stage Cascade Controller for SISO Systems," *SICE Annual Conference*, pp. 1784-1787, The University Electro-Communications, Japan, August 20-22, 2008.
- [5] Krit Smerpitak, Prapart Ukakimaparn, Thanit Trisuwannawat, and Prera Lavanprakai, "Bilinear Discrete PID \times (n-2) stage PD Cascade Controller for SISO Systems," *2012 12th International Conference on Control, Automation and Systems*, pp. 1591-1596, in ICC (International Convention Center), Jeju Island, Korea, Oct. 17-21, 2012.
- [6] Suralak Charoonsote, Prapart Ukakimaparn, Pittaya Pannil, and Thanit Trisuwannawat, "Discrete PID \times (n-2) Stage PD Cascade Controllers Proposed by Kitti," *Proceedings of the 4th IIAE International Conference on Industrial Application Engineering*, pp. 258-262, B-Con Plaza, Beppu, Japan, March 26-30, 2016.
- [7] Hiroshi Fujimoto, "General Framework of Multirate Sampling Control and Applications to Motion Control Systems", *Ph.D. Dissertation, The University of Tokyo*, submitted in December 2000 and published in March 2001.
- [8] Ryoza Nagamune, MECH468/550P: Modern Control Engineering / Foundations in Control Engineering, *Lecture Note # 6, Department of Mechanical Engineering, University of British of Columbia (UBC), Canada, 2008/2009.*

Hold Sampling of Positive Real Systems And Subspace Identification of Positive Real Models,” *Proceeding of the 2004 American Control Conference*, pp. 861-866, Boston, Massachusetts, June 30 - July 2, 2004.

- [10] Masayoshi Tomizuka, Tsu-Chin Tsao and Kok-Kia Chew, “Analysis and Synthesis of Discrete-Time Repetitive Controllers,” *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Transaction of the ASME*, pp. 353-358, Vol.111, September, 1989.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%%%%%%%%%% PID x n-2 PD %%%%%%%%%
j=sqrt(-1) ;
PO=5 ; % Percent Overshoot (%)
Ts=1 ; % Settling Time (secs)
zeta=sqrt( ((log(PO/100))^2) / ( ((pi)^2)+((log(PO/100))^2) ) )
%%%%%%%%%%
p1=-1 ;
p2=-2 ;
p3=-4 ;
p4=-4 ;
pp1=[ 1 -p1 ] ;
pp2=[ 1 -p2 ] ;
pp3=[ 1 -p3 ] ;
pp4=[ 1 -p4 ] ;
pp12=conv(pp1,pp2) ;
pp34=conv(pp3,pp4) ;
pp1234=conv(pp12,pp34) ;
plntpole=roots(pp1234) ;
%%%%%%%%%%

%%คำนวณหามุมของโพลและซีโรต่างๆ ณ จุด sd %%
Mag_sd=abs(sd) ; % Abs(sd)
Ang_sd=(180/pi)*angle(sd) ; % Arg(sd)
X_sd=real(sd) ; % Re(sd)
Y_sd=imag(sd) ; % Im(sd)
Ang_p0=(180/pi)*angle(sd-0) ;
Ang_p1=(180/pi)*angle(sd-p1) ;
Ang_p2=(180/pi)*angle(sd-p2) ;
Ang_p3=(180/pi)*angle(sd-p3) ;
Ang_p4=(180/pi)*angle(sd-p4) ;
Ang_pole=Ang_p0+Ang_p1+Ang_p2+Ang_p3 +Ang_p4 ;
%%%%%%%%%%

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

z2=-4.5;
z3=-4.5;
% หาค่า      zc=? ;
Ang_z1=(180/pi)*angle(sd-z1) ;
Ang_z2=(180/pi)*angle(sd-z2) ;
Ang_z3=(180/pi)*angle(sd-z3) ;
Ang_zero=Ang_z1+Ang_z2 +Ang_z3 ;
Ang_zc=-180+Ang_pole-Ang_zero ;      %      degree
Arg_zc=Ang_zc*(pi/180) ;      %      radian

%%%%%%%%%% หาค่าหนึ่งของ zc %%%%%%%%%%%%%%%
zc_plus=abs(X_sd) + ( abs(Y_sd) / tan(Arg_zc) ) ;
zc=-zc_plus

%%%%%%%%%% หาค่า K ณ จุด sd %%%%%%%%%%%%%%%
mag_num=abs(sd-zc)*abs(sd-z1)*abs(sd-z2)*abs(sd-z3) ;
mag_den=abs(sd)*abs(sd-p1)*abs(sd-p2)*abs(sd-p3)*abs(sd-p4);
K_sd=mag_den/mag_num ;

%%%%%%%%%% root locus plot %%%%%%%%%%%%%%%

num_c=poly([ zc ; z1 ;z2;z3 ]) ;
den_c=poly([ 0 ; p1 ; p2 ; p3 ;p4 ]) ;

figure(1) ;
rlocus(num_c , den_c) ;
axis([ -10 +2 -4.5 +4.5]) ;
axis([ -12.5 +3.5 -6 +6 ]) ;
sgrid(zeta , wn) ;
text( zc-0.2 , 0.3 , 'Zc' ) ;
text( real(sd)-0.2 , imag(sd)-0.3 , 'Sd' ) ;
xlabel( 'Real Axis' ) ;
ylabel( 'Imaginary Axis' ) ;
title( 'Root Loci for Closed-Loop System' ) ;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%%%%%%%%%%%%%      Unit Step Response      %%%%%%%%%%%%%%
figure(2)          ;
[ NUMc , DENC ]=cloop( K_sd*num_c , den_c , -1 ) ;
T = 0 : 0.01 : 3 ;
step( NUMc , DENC , T )      ;
Poles_K=roots(DENC) ;
hold on ;
title('Step Responses');
xlabel('Time (secs));
ylabel('Amplitude');
y1=step( NUMc , DENC , T )      ;

%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%      DISCRETE CONTROLS SYSTEM      %%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%
plntpole=roots(pp1234)      ;
num_con = 1.0      ;
den_con = pp1234      ;
Tsamp = 1/400      %      SAMPLING TIME
%%%%%%%%%%%%%
zd=exp(Tsamp*sd)      %      CORRESPONDING sd IN z PLANE      %%%%%%%%%%
[ num_G , den_G ] = c2dm( num_con , den_con , Tsamp , 'zoh' )
num_G
den_G
G_zeros = roots(num_G)      ;
G_poles = roots(den_G)      ;
Gz1=G_zeros(1)
Gz2=G_zeros(2)
Gz3=G_zeros(3)
Gp1=G_poles(1)
Gp2=G_poles(2)
Gp3=G_poles(3)
Gp4=G_poles(4)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารประกอบการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Gz1d=[ 1 Gz1 ] ;
Gz2d=[ 1 Gz2 ] ;
Gz3d=[ 1 Gz3 ] ;

Gp1d=[ 1 Gp1 ] ;
Gp2d=[ 1 Gp2 ] ;
Gp3d=[ 1 Gp3 ] ;
Gp4d=[ 1 Gp4 ] ;

Mag_zd=abs(zd) ; % Abs(zd)
Ang_zd=(180/pi)*angle(zd) ; % Arg(zd)
X_zd=real(zd) ; % Re(zd)
Y_zd=imag(zd) ; % Im(zd)

deg=180/pi ;
Ang_Gz1d=(deg)*angle(zd-Gz1)
Ang_Gz2d=(deg)*angle(zd-Gz2)
Ang_Gz3d=(deg)*angle(zd-Gz3)
Ang_Gp1d=(deg)*angle(zd-Gp1)
Ang_Gp2d=(deg)*angle(zd-Gp2)
Ang_Gp3d=(deg)*angle(zd-Gp3)
Ang_Gp4d=(deg)*angle(zd-Gp4)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Kz1=0.989
Kz2=0.989
Kz3=0.9941

Kp1=0
Kp2=0
Kp3=0
Kp4=1

Kz1d=[ 1 Kz1 ] ;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Kz2d=[1 \ Kz2] \quad ;$$

$$Kz3d=[1 \ Kz3] \quad ;$$

$$Kp1d=[1 \ Kp1] \quad ;$$

$$Kp2d=[1 \ Kp2] \quad ;$$

$$Kp3d=[1 \ Kp3] \quad ;$$

$$Kp4d=[1 \ Kp4] \quad ;$$

$$\text{Ang_Kz1d}=(\text{deg})*\text{angle}(zd-Kz1)$$

$$\text{Ang_Kz2d}=(\text{deg})*\text{angle}(zd-Kz2)$$

$$\text{Ang_Kz3d}=(\text{deg})*\text{angle}(zd-Kz3)$$

$$\text{Ang_Kp1d}=(\text{deg})*\text{angle}(zd-Kp1)$$

$$\text{Ang_Kp2d}=(\text{deg})*\text{angle}(zd-Kp2)$$

$$\text{Ang_Kp3d}=(\text{deg})*\text{angle}(zd-Kp3)$$

$$\text{Ang_Kp4d}=(\text{deg})*\text{angle}(zd-Kp4)$$

$$\text{Ang_KGz}=(\text{Ang_Kz1d} + \text{Ang_Kz2d} + \text{Ang_Kz3d}) + (\text{Ang_Gz1d} + \text{Ang_Gz2d} + \text{Ang_Gz3d}) \quad ;$$

$$\text{Ang_KGp}=(\text{Ang_Kp1d} + \text{Ang_Kp2d} + \text{Ang_Kp3d} + \text{Ang_Kp4d}) + (\text{Ang_Gp1d} + \text{Ang_Gp2d} + \text{Ang_Gp3d} + \text{Ang_Gp4d})$$

$$\text{Ang_KGzp}=\text{Ang_KGz} - \text{Ang_KGp}$$

$$\text{Ang_Kzcd}=-180-(\text{Ang_KGzp})$$

$$Zcd=\text{abs}(\text{real}(zd)) - (\text{abs}(\text{imag}(zd)) / (\tan((\text{pi}/180)*\text{Ang_Kzcd})/1))$$

$$\text{mag_numz}=[\text{abs}(zd-Zcd)*\text{abs}(zd-Kz1)*\text{abs}(zd-Kz2)*\text{abs}(zd-Kz3)]*[\text{abs}(zd-Gz1)*\text{abs}(zd-Gz2)*\text{abs}(zd-Gz3)];$$

$$\text{mag_denz}=[\text{abs}(zd-Kp1)*\text{abs}(zd-Kp2)*\text{abs}(zd-Kp3)*\text{abs}(zd-Kp4)]*[\text{abs}(zd-Gp1)*\text{abs}(zd-Gp2)*\text{abs}(zd-Gp3)*\text{abs}(zd-Gp4)];$$

$$Kz_zd=\text{mag_denz}/\text{mag_numz}$$

$$\text{numKGz}=\text{poly}([Zcd ; Kz1 ; Kz2 ; Kz3 ; Gz1 ; Gz2 ; Gz3]); \%<-----*$$

$$\text{denKGz}=\text{poly}([Kp1 ; Kp2 ; Kp3 ; Kp4 ; Gp1 ; Gp2 ; Gp3 ; Gp4]); \%<-----*$$

figure(3) ;

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

rlocus(numKGz,denKGz)
sgrid( 1 , 1 ) ;
sgrid( -1 , -1 ) ;
xmin=-15 ;
xmax=5 ;
ymin=(-3/8)*(xmax-xmin) ;
ymax=(+3/8)*(xmax-xmin) ;
axis([ xmin xmax ymin ymax ]) ;

figure(4) ;
K=0:0.001:10*Kz_zd ;
rlocus(numKGz,denKGz )
xmin=.95 ;
xmax=1 ;
ymin=(-3/8)*(xmax-xmin) ;
ymax=(+3/8)*(xmax-xmin) ;
axis([ xmin xmax ymin ymax ]) ;
xlabel( 'Real Axis' ) ;
ylabel( 'Imaginary Axis' ) ;
title( 'Root Loci for Closed-Loop System' ) ;
hold on ;
plot( real(zd) , imag(zd) , 'rx' ) ;
sgrid( 1 , 1 )
sgrid( -1 , -1 ) ;

figure(5) ;
sys_ol=tf(numKGz*Kz_zd,denKGz,Tsamp) ;
sys_cl=feedback(sys_ol,1,-1) ;
Tstop=3 ;
[Y,T]=step(sys_cl,Tstop) ;
stairs(T,Y) ;
title('Step Responses');
xlabel('Time (secs)');

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

ylabel('Amplitude');
Tstop=3 ;

figure(6) ;
sys_ol2=tf(numKGz*Kz_zd,denKGz,Tsamp) ;;%;<-----*
sys_cl2=feedback(sys_ol2,1,-1) ;
[Y2,T]=step(sys_cl2,Tstop) ;
stairs(T,Y2) ;

hold on ;
[Y,T]=step(sys_cl,Tstop) ;
stairs(T,Y) ;
title('Step Responses');
xlabel('Time (secs)');
ylabel('Amplitude');

figure(8) ;
[ NUMc2 , DENC2 ]=cloop( 10*K_sd*num_c , den_c , -1 ) ;
step( NUMc2 , DENC2 , T ) ;
Y1=step( NUMc , DENC , T ) ;
stairs(T,Y1,'r')
hold on ;
Y4=step( NUMc2 , DENC2 , T ) ;
stairs(T,Y4,'r') ;
hold on ;
sys2=tf(10*numKGz*Kz_zd,denKGz,Tsamp) ;;%;<-----*
sys2=feedback(sys2,1,-1) ;
[Y5,T]=step(sys2,Tstop) ;
stairs(T,Y5,'b') ;

hold on ;
stairs(T,Y2,'b') ;

hold on ;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

C.Chientee P. Pannil, , P. Ukakimaparn, and T. Trisuwannawat , “ Discrete-Time PID \times (n-2) stage PD cascade controllers with First Order Hold and Delayed First Order Hold Discretizations”, The International Multiconference of Engineers and Computer Scientists 2017 , pp. 251-255, Hong Kong, March. 15-17, 2017

Lecture Notes in Engineering and Computer Science

IMECS 2017

International MultiConference of
**Engineers and Computer
 Scientists 2017**

Volume I

**Hong Kong
 15-17 March, 2017**

S. I. Ao
 Oscar Castillo
 Craig Douglas
 David Dagan Feng
 A. M. Korsunsky (Eds.)

IA ENG

International Association of Engineers

ISBN: 978-988-14047-3-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Levitation System	
<i>Panupong Surintraon, Pittaya Pannil, Prapart Ukakimaparn, and Thanit Trisuwannawat</i>	208
Remarks on Direct System Identification Using Hypercomplex-Valued Neural Network with Application to Time-Series Estimation	
<i>Kazuhiko Takahashi, Junpei Ozaki, Yasunao Nakahara, Yuka Wakaume, Takahiro Hirayama, and Masafumi Hashimoto</i>	213
Similarity Model of MWA Thailand Water System for Error Estimation of Ultrasonic Flow Meter	
<i>R. Wachirapunyaonont, V. Kongratana, S. Gulphanich, T. Suesut, and N. Nunak</i>	218
Design of Guided Rocket Autopilot Based on Frequency Domain Method	
<i>Yong-chao Chen, Xin-bao Gao, Min Gao, and Tian-peng Li</i>	222
PIDA Controller Realized on Commercial IC Current Feedback Operational Amplifiers	
<i>S. Buakaew, W. Nurksarp, C. Wongtaychatham, and W. Sangpisit</i>	227
Attitude Dynamics of Spacecraft with Control by Relocatable Internal Position of Mass Center	
<i>Anton V. Doroshin</i>	231
Effect of Installation Angle of Ultrasonic Flow Meter on Water Velocity Measurement in Pipe	
<i>P. Siriparinyanan, T. Suesut, and N. Nunak</i>	236
The Analysis of Different Methods to Stabilize the Location of Descent Underwater Vehicles	
<i>Sergey Anatolevich Gayvoronskiy, Tatiana Ezangina, and Ivan Khozhaev</i> ..	240
Real-Time Implementation of a LQR-Based Controller for the Stabilization of a Double Inverted Pendulum	
<i>Amanda Bernstein, and Hien Tran</i>	245
Discrete-Time PIDx(n-2) Stage PD Cascade Controllers with First Order Hold and Delayed First Order Hold Discretizations	
<i>Channarong Chiengtee, Pittaya Pannil, Prapart Ukakimaparn, and Thanit Trisuwannawat</i>	251
Using a Dynamic Domain Name System (DDNS) Technology to Remotely Control a Building Appliances Network	
<i>Kun-Wei Lin, and Zheng-Han Jiang</i>	256

Discrete-Time PID $\times(n-2)$ Stage PD Cascade Controllers with First Order Hold and Delayed First Order Hold Discretizations

Channarong Chientee, Pittaya Pannil, Prapart Ukakimaparn, and Thanit Trisuwannawat

Abstract—This paper proposes a technique to design the $(n-2)$ stage PD (Proportional-Derivative) controller cascaded with the PID (Proportional-Integral-Derivative) controller in accordance with n th order plants. The Continuous-Time (CT) design is firstly reviewed to show the advantages of the Kitti's method. The proposed technique is based on the Kitti's method in combination with the use of First Order Hold (FOH) to discretize the CT plant and Delayed First Order Hold (DFOH) to discretize the CT controller for obtaining the proper Discrete-Time (DT) controller structure. The simulation results confirm that the proposed design technique can be applied to the DT framework with better specifications than it was expected.

Index Terms— Continuous-Time / Discrete-Time PID $\times(n-2)$ PD controllers, First Order Hold, Delayed First Order Hold

I. INTRODUCTION

It is known that most industrial plants are type 0 and consist of three to five first order lags or dead time plus one first order lag [1]. However, the PID controller is properly applied to a typical second order plant only. In order to control a third order system to obtain the given specifications, an analytic PIDA (Proportional-Integral-Derivative-Acceleration) controller design technique is then proposed [2]. For a third or higher n th order plant, a design method based on root locus technique for the PID $\times(n-2)$ stage PD cascade controllers in CT framework has been presented [3]. This design technique is aimed to satisfy the desired specifications without trial and error. Then, the forward controller is employed to decrease the overshoot, and the controlled system structure becomes two degree of freedom (2-DOF) control system as shown in Fig. 1.

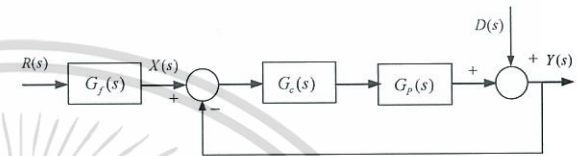


Fig. 1. Structure of the 2-DOF control system.

For DT framework, three generations of these PID $\times(n-2)$ stage PD cascade controllers have been proposed recently. The first design for the DT PID $\times(n-2)$ stage PD cascade controllers is using Zero Order Hold (ZOH) discretization method [4], while the second one is using “Tustin” or bilinear discretization method to design the controllers in z -plane [5]. The third concept to design DT controllers is also using “Tustin”, but it is required to transform the CT designed controller from s -plane to z -plane [6]. In order to be an alternative method for DT controller designs, this paper presents an effective design technique using FOH and DFOH discretizations as well as using Kitti's method. The MATLAB simulation results for verifying the controller performances are also included.

II. METHODOLOGY

Fig. 2 shows the steps for design of digital control systems [7], which are 2 major steps; plant modeling and controller design.

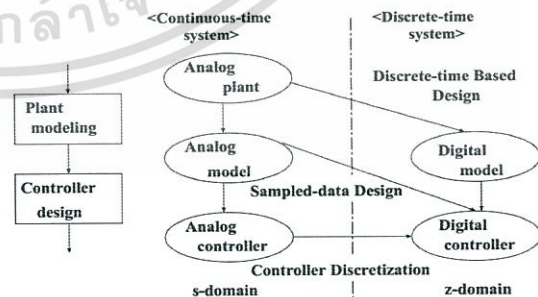


Fig. 2. Steps of the digital control system design.

A. Problem Statement

From a block diagram of Fig. 3, we need to find the PID $\times(n-2)$ stage PD cascade controllers $K(s)$ or $K(z)$ for the plant $G(s)$, so that the given desired specifications could be acceptably achieved.

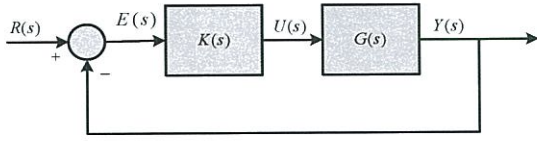


Fig. 3. Block diagram of typical control system.

B. Continuous-Time Framework

Let the n th order plant $G(s)$ be controlled by the cascade controllers $K(s)$, their transfer function is assumed to be

$$\begin{cases} G(s) = \frac{K_n}{s^N (T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \cdots (T_p s + 1)}, \\ = \frac{1}{(s+1)(s+3)(s+6)}; \quad n=3, N=0. \end{cases} \quad (1)$$

The transfer function of the PID controller can be stated as

$$K_{PID}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} K_d s = K_{pid} \frac{(s+z_1)(s+z_2)}{s}, \quad (2)$$

where K_p is a proportional gain, K_i is an integral gain, and K_d is a derivative gain. Hence, the PD controller transfer function is

$$K_{PD}(s) = K_p + K_d s = K_{pd}(s+z_{pd}). \quad (3)$$

The open-loop transfer function for the PID $\times(n-2)$ stage PD cascade controllers $K(s)$ and the plant $G(s)$ can be given by

$$\begin{cases} KG(s) = \frac{\text{PID Controller} \quad (n-2) \text{ PD}}{s \cdot s^N (s+p_1)(s+p_2) \cdots (s+p_p)} \cdot K_n, \\ = K \frac{(s+3.1)(s+6.1)(s+z_{pd})}{s \cdot (s+1)(s+3)(s+6)}. \end{cases} \quad (4)$$

By using Kitti's method, $z_1 = 3.1$ and $z_2 = 6.1$ are firstly assigned, then find only z_{pd} and K from the root locus angle and magnitude conditions as follows.

$$\begin{cases} \angle KG(s) = \pm(2k+1)\pi, \quad k=0,1,2,\dots, \\ |KG(s)| = 1. \end{cases} \quad (5)$$

The desired specifications to be designed are usually specified in terms of transient and steady state response characteristics of the control system to a unit-step input, exhibited by a pair of complex-conjugate dominant closed-loop poles $s_{d\pm} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ as follows:

$$\begin{cases} \text{Percent Overshoot (P.O.)} = e^{\left(\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)} \times 100\% = 5\%, \\ \text{Settling Time (} t_s \text{)} = \frac{-\ln(0.02\sqrt{1-\zeta^2})}{\zeta\omega_n} = 2\text{secs.} \\ \quad (\pm 2\%) \end{cases} \quad (6)$$

From the given desired specification in term of the Percent Overshoot (P.O.), the damping ratio is

$$\zeta = \sqrt{\left[\ln\left(\frac{P.O.}{100}\right)\right]^2 / \left\{\pi^2 + \left[\ln\left(\frac{P.O.}{100}\right)\right]^2\right\}} = 0.69. \quad (7)$$

From the given Settling Time $\{t_s(\pm 2\%)\}$, the undamped natural frequency is

$$\omega_n = \frac{-\ln(0.02\sqrt{1-\zeta^2})}{\zeta t_s} = 3.069 \text{ rad./sec.} \quad (8)$$

Hence, one of the dominant closed-loop poles is located at

$$s_d = -2.118 + j2.221. \quad (9)$$

The open-loop transfer function without z_{pd} at s_d is

$$\begin{cases} KG_{wozpd}(s_d) = \frac{66.139^\circ \quad 29.147^\circ}{(s_d+3.1)(s_d+6.1)} \cdot \frac{s_d}{s_d(s_d+1)(s_d+3)(s_d+6)}, \\ = \frac{133.639^\circ \quad 116.715^\circ \quad 68.333^\circ \quad 29.771^\circ}{-0.069 + j0.13} = 0.411 \angle 106.829^\circ. \end{cases} \quad (10)$$

The angle from the zero z_{pd} to s_d is

$$\arg[z_{pd}] = \pi - \arg(KG_{wozpd}(s_d)) = 73.171^\circ. \quad (11)$$

The location of the zero z_{pd} can find from

$$z_{pd} = |\text{Re}(s_d)| + \frac{|\text{Im}(s_d)|}{\tan(\arg[z_{pd}])} = 2.789. \quad (12)$$

Now, it is implied that

$$\angle KG(s_d) = \angle \left(\frac{95.286^\circ \quad 73.171^\circ}{(s_d+3.1)(s_d+6.1)(s_d+2.789)} \cdot \frac{s_d}{s_d(s_d+1)(s_d+3)(s_d+6)} \right) = -180^\circ. \quad (13)$$

The open-loop gain K can be found from the magnitude condition of the root locus technique as follows:

$$K = \frac{3.069 \quad 2.486 \quad 2.39 \quad 4.473}{\underbrace{s_d+3.1}_{2.428} \underbrace{s_d+6.1}_{4.56} \underbrace{s_d+2.789}_{2.32}} = 3.174. \quad (14)$$

To decrease the overshoot caused by adding the zero $(s+z_{pd})$ to the open-loop transfer function $KG(s)$, the forward controller can be stated as

$$K_f(s) = \frac{z_{pd}}{s+z_{pd}}. \quad (15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

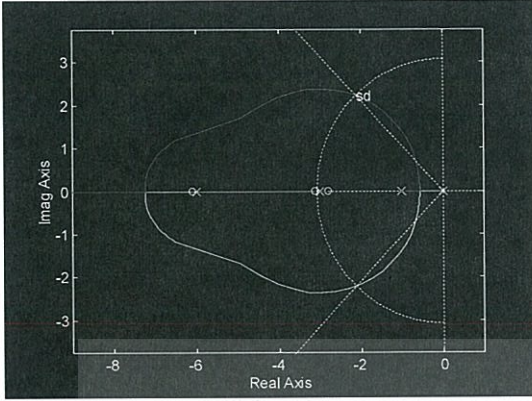


Fig. 4. Plots of root loci in s-Plane.

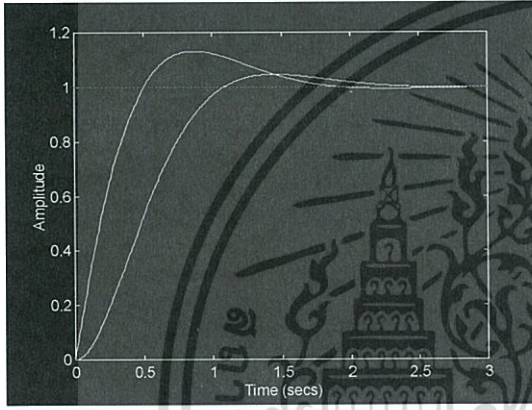


Fig. 5. Unit step responses.

The overall system is then approximated as if it is a standard second order system as follows:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{Y(s)}{R(s)} &= \left(\frac{z_{pd}}{s+z_{pd}} \right) \left(\frac{K(s+z_{pd})}{s(s+1)+K(s+z_{pd})} \right) \\ &= \frac{8.854}{s^2 + 2 \cdot \underbrace{0.701}_{\zeta} \cdot \underbrace{2.976}_{\omega_n} s + \underbrace{8.854}_{\omega_n^2}} \end{aligned} \right. \quad (16)$$

Fig. 4 shows the plots of root loci in s-Plane. The unit step responses with and without the forward controller are shown in Fig. 5, respectively.

C. Discrete-Time Framework

To design the DT controller, the CT plant (or CT system) and CT controller can be discretized by FOH [9] and by DFOH [10], respectively. Then we design the DT controller in the same way as the CT framework.

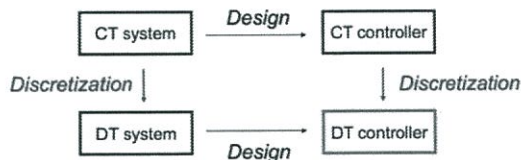


Fig. 6. Discretization.

The DT transfer function of the CT plant $G(s)$ with the sampling time T (sec/samples) is discretized by FOH as follows:

$$G(z) = \frac{(z-1)^2}{Tz} \mathcal{F} \left\{ \frac{1}{s^2} G(s) \right\}. \quad (17)$$

Hence, from (1) yields

$$G(z) = \frac{(z-1)^2}{Tz} \mathcal{F} \left\{ \frac{F(s)}{s^2 \cdot (s+1)(s+3)(s+6)} \right\}, \quad (18)$$

where

$$\left\{ \begin{aligned} F(s) &\equiv \frac{a}{s^2} + \frac{b}{s} + \frac{c}{(s+1)} + \frac{d}{(s+3)} + \frac{e}{(s+6)}, \\ F(s) &= \left(\frac{1}{18} \right) \frac{1}{s^2} + \frac{(-27)}{324} \frac{1}{s} + \left(\frac{1}{10} \right) \frac{1}{(s+1)} + \left(\frac{1}{-54} \right) \frac{1}{(s+3)} + \left(\frac{1}{540} \right) \frac{1}{(s+6)}. \end{aligned} \right. \quad (19)$$

Then,

$$\left\{ \begin{aligned} \mathcal{F}\{F(s)\} &= \left\{ \left(\frac{1}{18} \right) \left[\frac{Tz}{(z-1)^2} \right] + \left(\frac{-27}{324} \right) \left[\frac{z}{(z-1)} \right] \right. \\ &+ \left(\frac{1}{10} \right) \left[\frac{z}{(z-e^{-T})} \right] + \left(\frac{1}{-54} \right) \left[\frac{z}{(z-e^{-3T})} \right] \\ &\left. + \left(\frac{1}{540} \right) \left[\frac{z}{(z-e^{-6T})} \right] \right\}. \end{aligned} \right. \quad (20)$$

Finally, we have

$$\left\{ \begin{aligned} G(z) &= \left\{ \left(\frac{1}{18} \right) + \left(\frac{-27}{324} \right) \left[\frac{z-1}{T} \right] + \left(\frac{1}{10} \right) \left[\frac{(z-1)^2}{T(z-e^{-T})} \right] \right. \\ &\left. + \left(\frac{1}{-54} \right) \left[\frac{(z-1)^2}{T(z-e^{-3T})} \right] + \left(\frac{1}{540} \right) \left[\frac{(z-1)^2}{T(z-e^{-6T})} \right] \right\}. \end{aligned} \right. \quad (21)$$

For $T = 1/50$ sec/samples, we obtain

$$\left\{ \begin{aligned} G(z) &= \frac{\beta_3 z^3 + \beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{(z-e^{-T})(z-e^{-3T})(z-e^{-6T})}, \\ \beta_3 &= 3.203 \times 10^{-7}, & e^{-T} &= 0.98, \\ \beta_2 &= 3.386 \times 10^{-6}, & e^{-3T} &= 0.942, \\ \beta_1 &= 3.254 \times 10^{-6}, & e^{-6T} &= 0.887, \\ \beta_0 &= 2.841 \times 10^{-7}, \end{aligned} \right. \quad (22)$$

Then,

$$G(z) = 10^{-5} \frac{(z+9.5139)(z+0.9608)(z+0.970)}{(z-0.9802)(z-0.9418)(z-0.8869)}. \quad (23)$$

In this work, to obtain the structure of DT PID \times ($n-2$) Stage PD cascade controllers for a third order plant, the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFOH [10] is applied. Based on the DFOH, the desired DT transfer function can be stated as

$$K(z) = (1 - 2z^{-1} + z^{-2}) \mathcal{L}^{-1} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{K(s)}{Ts^2} \right) \right\}. \quad (24)$$

Here,

$$K(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) (K_p + K_d s), \quad (25)$$

$$= (b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0) / s.$$

Then,

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{K(s)}{Ts^2} &= \frac{1}{Ts^2} \left(\frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s} \right), \\ \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{K(s)}{Ts^2} \right) &= \left\{ \frac{b_3}{T} + \frac{b_2}{T} \left(\frac{z}{z-1} \right) \dots \right. \\ &\quad \left. + \frac{b_1}{T} \left(\frac{Tz}{(z-1)^2} \right) + \frac{b_0}{T} \left(\frac{T^2 z(z+1)}{2(z-1)^3} \right) \right\}, \quad (26) \\ K(z) &= \left(\frac{z-1}{z^2} \right)^2 \left\{ \frac{b_3}{T} + \frac{b_2}{T} \left(\frac{z}{z-1} \right) \dots \right. \\ &\quad \left. + \frac{b_1}{T} \left(\frac{Tz}{(z-1)^2} \right) + \frac{b_0}{T} \left(\frac{T^2 z(z+1)}{2(z-1)^3} \right) \right\}. \end{aligned} \right.$$

Finally, we have

$$\left\{ \begin{aligned} K(z) &= \frac{\beta_3 z^3 + \beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0}{z^2(z-1)}, \\ \begin{bmatrix} \beta_3 \\ \beta_2 \\ \beta_1 \\ \beta_0 \end{bmatrix} &= \frac{1}{2T} \begin{bmatrix} 2 & 2 & 0 & 0 \\ -6 & -4 & 2T & T^2 \\ 6 & 2 & -2T & T^2 \\ -2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_3 \\ b_2 \\ b_1 \\ b_0 \end{bmatrix}, \quad (27) \\ K(z) &\equiv K \frac{(z-z_a)(z-z_b)(z-z_c)}{z^2(z-1)}. \end{aligned} \right.$$

From (22) and (26), the open-loop transfer function used to design the DT PID \times (n-2) stage PD cascade controllers can be written as

$$\left\{ \begin{aligned} K(z)G(z) &= K \frac{(z-z_a)(z-z_b)(z-z_c) \dots}{z^2(z-1)} \\ &\quad \times 10^{-5} \frac{(z+9.5139)(z+0.9608)(z+0.970)}{(z-0.9802)(z-0.9418)(z-0.8869)}. \end{aligned} \right. \quad (28)$$

By using Kitti's Method to design the cascade controllers $K(z)$, let $z_a = 0.9518$ and $z_b = 0.8969$. Then, the open-loop transfer function without $(z-z_c)$ is

$$\left\{ \begin{aligned} KGwoz_c(z) &= K \frac{(z-0.9518)(z-0.8969) \dots}{z^2(z-1)} \\ &\quad \times 10^{-5} \frac{(z+9.5139)(z+0.9608)(z+0.970)}{(z-0.9802)(z-0.9418)(z-0.8869)}. \end{aligned} \right. \quad (29)$$

The desired specifications for design of the controller $K(z)$ are given in (6). Then the dominant closed-loop pole in z -Plane is

$$\left\{ \begin{aligned} z_d &= e^{T \cdot s_d} = 0.958 + j0.043, \\ T &= 1/50 \text{ sec/sample}. \end{aligned} \right. \quad (30)$$

Then, the necessary angle of the open-loop transfer function without the zero $(z-z_c)$ at the dominant closed-loop pole z_d is

$$\left\{ \begin{aligned} KGwoz_c(z_d) &= -0.036 + j0.057, \\ \arg [KGwoz_c(z_d)] &= 122.438^\circ. \end{aligned} \right. \quad (31)$$

From the angle condition of the root locus method, the angle from z_c to z_d can be written as

$$\arg [z_c] = \pi - \arg [KGwoz_c(z_d)] = 57.562^\circ. \quad (32)$$

Since, the angle of the zero $(z-z_c)$ is less than 90° , then z_c is located at the left hand side of z_d as follows.

$$z_c = |\text{Re}(z_d)| - \frac{|\text{Im}(z_d)|}{\tan(\arg [z_c])} = 0.931. \quad (33)$$

Another required parameter is the controller gain K , which can be found from the magnitude condition of the root locus method as follows.

$$K = 1/|K(z_d)G(z_d)| = 292.683. \quad (34)$$

Finally, the controller transfer function can be stated by

$$\left\{ \begin{aligned} K(z) &= K \frac{(z-z_a)(z-z_b)(z-z_c)}{z^2(z-1)}, \\ &= 292.683 \times \frac{(z-0.9518)(z-0.8969)(z-0.931)}{z^2(z-1)}. \end{aligned} \right. \quad (35)$$

The root loci for the DT controller with the sampling time $T = 1/50$ sec/sample are shown in Fig. 7. While, the unit step response are shown in Fig. 8, respectively.

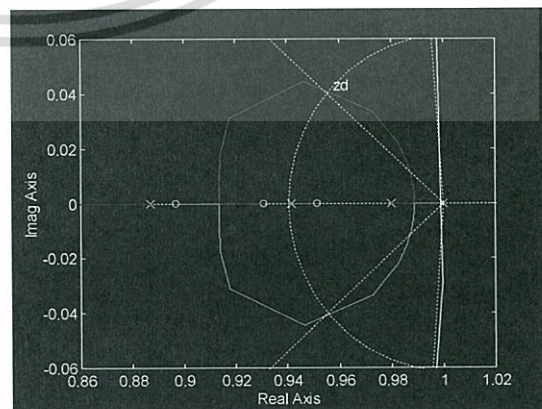


Fig. 7 Root Loci in z -Plane.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

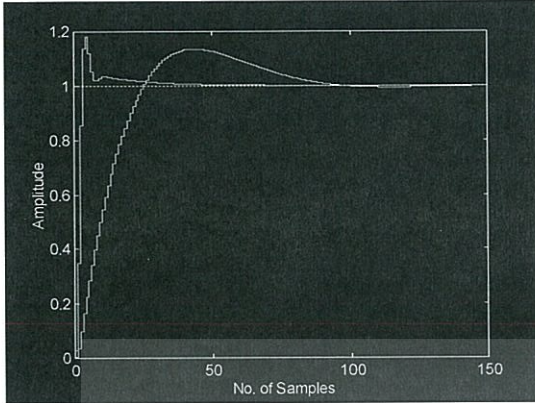


Fig. 8 Unit Step Responses.

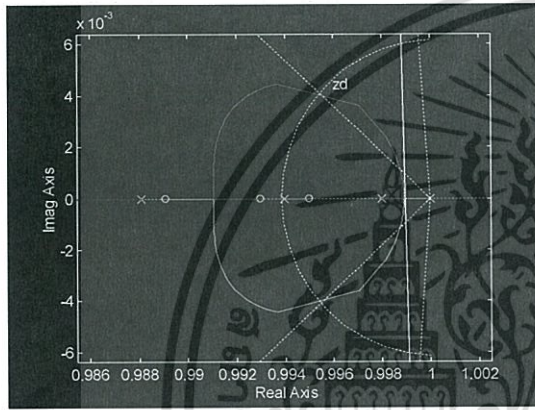


Fig. 9 Root Loci in z-Plane.

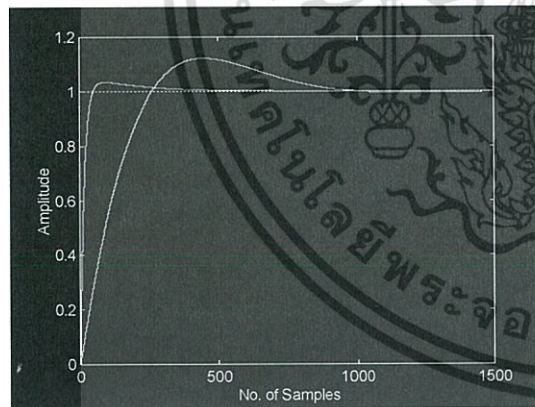


Fig. 10 Unit Step Responses.

For the sampling time $T = 1/500$ sec/samples, the corresponding root loci and unit step responses are shown in Fig. 9 and Fig. 10, respectively. Then, the plant transfer function, the controller transfer function and the dominant closed loop pole are as follows:

$$\begin{cases} G(z) = \frac{10^{-8}(z+9.8595)(z+0.9960)(z+0.1006)}{(z-0.9980)(z-0.9940)(z-0.9881)}, \\ K(z) = \frac{27660(z-0.9950)(z-0.9891)(z-0.993)}{z^2(z-1)}, \\ z_d = 0.996 + j4.423 \times 10^{-3}. \end{cases} \quad (36)$$

III. CONCLUSION

The design of $PID \times (n-2)$ stage PD cascade controllers in CT framework has been described to point out the aim of Kitti's method, which provides that all desired specifications to be designed can be achieved without trial and error steps in the design process. However, the original design based on Kitti's method uses the forward controller for decreasing undesired overshoot. Nowadays, the forward controller is rarely or never used, because there is alternate way to decrease the maximum percent overshoot by increasing the controller gain to be greater than the designed value, so that the plots of root loci are always toward the real axis along circular shape. If the sampling time is enough, all desired specifications are easily obtained.

REFERENCES

- [1] David W. Pessen, "A New Look at PID Controller Tuning", *Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 116, pp. 553-557, Sept. 1994.
- [2] Seul Jung and Richard C. Dorf, "Analytic PIDA Controller Design Technique for a Third Order System," *Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control*, pp. 2513-2518, Kobe, Japan, December, 1996.
- [3] Thanit Trisuwannawat, Kitti Tirasesth, Jongkol Ngamwiwit and Michihiko Iida, "PID \times (n-2) stage PD cascade controller for SISO systems," *SICE'98 Proceedings of the 37th SICE Annual Conference, International session Papers*, pp. 965-968, 1998.
- [4] Pittaya Pannil, Suksiri Kanchanasomranvong, Prapart Ukakimapan, Thanit Trisuwannawat, and Kitti Tirasesth, "Discrete PID \times (n-2) stage Cascade Controller for SISO Systems," *SICE Annual Conference*, pp. 1784-1787, The University Electro-Communications, Japan, August 20-22, 2008.
- [5] Krit Smerpitak, Prapart Ukakimapan, Thanit Trisuwannawat, and Prera Lavanprakai, "Bilinear Discrete PID \times (n-2) stage PD Cascade Controller for SISO Systems," *2012 12th International Conference on Control, Automation and Systems*, pp. 1591-1596, in ICC (International Convention Center), Jeju Island, Korea, Oct. 17-21, 2012.
- [6] Suralak Charoonsote, Prapart Ukakimapan, Pittaya Pannil, and Thanit Trisuwannawat, "Discrete PID \times (n-2) Stage PD Cascade Controllers Proposed by Kitti," *Proceedings of the 4th IIAE International Conference on Industrial Application Engineering*, pp. 258-262, B-Con Plaza, Beppu, Japan, March 26-30, 2016.
- [7] Hiroshi Fujimoto, "General Framework of Multirate Sampling Control and Applications to Motion Control Systems", *Ph.D. Dissertation, The University of Tokyo*, submitted in December 2000 and published in March 2001.
- [8] Ryozo Nagamune, MECH468/550P: Modern Control Engineering / Foundations in Control Engineering, *Lecture Note # 6, Department of Mechanical Engineering, University of British Columbia (UBC)*, Canada, 2008/2009.
- [9] Jesse B. Hoagg, Seth L. Lacy, R. Scott Erwin, and Dennis S. Bernstein, "First-Order-Hold Sampling of Positive Real Systems And Subspace Identification of Positive Real Models," *Proceeding of the 2004 American Control Conference*, pp. 861-866, Boston, Massachusetts, June 30 - July 2, 2004.
- [10] Masayoshi Tomizuka, Tsu-Chin Tsao and Kok-Kia Chew, "Analysis and Synthesis of Discrete-Time Repetitive Controllers," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Transaction of the ASME*, pp. 353-358, Vol.111, September, 1989.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายชาญณรงค์ เชียงที
วัน เดือน ปีเกิด	10 มกราคม พ.ศ. 2525 อำเภอเมือง จังหวัดนครพนม
ที่อยู่	179/92 หมู่ 4 ตำบลสวนพริกไทย อำเภอเมือง จังหวัดปทุมธานี 12000 โทร 08 6242 4078
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลขอนแก่น ปีการศึกษา 2548 ระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอัตโนมัติ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2555
ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย	ปี พ.ศ. 2550 - ปัจจุบัน ตำแหน่งวิศวกรไฟฟ้า กรมทางหลวงชนบท กระทรวงคมนาคม ปี พ.ศ. 2560 มีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ใน The International Multiconference of Engineers and Computer Scientists 2017 ณ เขตบริหารพิเศษฮ่องกงแห่งสาธารณรัฐประชาชนจีน (Hong Kong)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อวัตถุประสงค์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้