

ตัวควบคุมพีไอดีโหมคกระแสที่ปราศจากตัวต้านทานภายนอก

CURRENT-MODE RESISTORLESS PID CONTROLLER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาค้นคว้าหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-M-010-165

ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่ปราศจากตัวต้านทานภายนอก

CURRENT - MODE RESISTORLESS PID CONTROLLER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-M-010-165

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CURRENT - MODE RESISTORLESS PID CONTROLLER



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2016
KMUTL-2016-EN-M-010-165

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2016

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

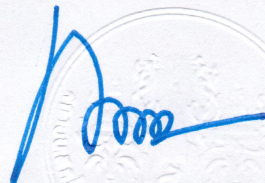
หัวข้อวิทยานิพนธ์ ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่ปราศจากตัวต้านทานภายนอก
Thesis Title Current - Mode Resistorless PID Controller
นักศึกษา นายสมเกียรติ เกิดทอง
รหัสประจำตัว 54611803
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิภา แสงพิสิทธิ์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-M-010-165

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ปราโมทย์	วาดเขียน	เทวิมก่อ
รศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	สมเกียรติ
รศ.ดร.มนตรี	ศิริปรัชญานันท์	ดร.
รศ.ดร.จิรสุดา	โกษิยามภรณ์	ศิริสุภาภรณ์
รศ.ดร.วิภา	แสงพิสิทธิ์	วิภา

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 6 กรกฎาคม พ.ศ. 2559 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคารเฉลิมพระเกียรติ ห้อง HM-303

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อเผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่ปราศจากตัวต้านทานภายนอก
นักศึกษา	นายสมเกียรติ เกิดทอง
รหัสประจำตัว	54611803
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิภา แสงพิสิทธิ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่ปราศจากตัวต้านทานภายนอก โดยตัวควบคุมสร้างขึ้นมาจากวงจรทรานส์คอนดักเตอร์จำนวน 6 วงจรต่อร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เพียงสองตัวเท่านั้นโดยไม่ใช้ตัวต้านทานภายนอก ในส่วนวงจรภายในของวงจรทรานส์คอนดักเตอร์นั้นสร้างขึ้นมาจากมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งทำให้มีคุณสมบัติพิเศษ กล่าวคือวงจรสามารถปรับค่าความนำได้ด้วย การปรับค่ากระแสไบอัส ตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอนี้ มีย่านความถี่การทำงานและใช้งานที่กว้าง และพารามิเตอร์ของวงจรสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ การจำลองการทำงานของตัวควบคุมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีได้เป็นอย่างดี และเมื่อนำตัวควบคุมพีไอดีไปประยุกต์ใช้งานกับระบบควบคุมวงรอบปิดหนึ่งหน่วยส่งผลให้สมรรถนะของระบบป้อนกลับดีขึ้นอย่างชัดเจน

Thesis	Current - Mode Resistorless PID Controller
Student	Mr.Somkiat Kerdthong
Student ID.	54611803
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr.Wipa Seangpisit

ABSTRACT

This thesis presents a new current mode resistorless proportional-integral-derivative (PID) controller. The proposed PID controller is built from the sixth transconductor circuits with two grounded capacitors without external resistors. The internal circuit of the transconductor is built from MOS transistor, which has a special feature. The conductance can be adjusted by adjusting the bias currents. An operating frequency is wide and circuit parameters can be adjusted electronically. Simulation of control by a computer program yielded consistent with the theory very well. When the PID control applications with closed loop control unit, resulting in improved system performance feedback clearly.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เกิดขึ้นและสำเร็จได้ด้วยจากความกรุณาและได้รับโอกาสอันมีค่าอย่างยิ่งจากอาจารย์ ศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ ซึ่งอาจารย์ท่านได้ชี้แนะแนวทางการศึกษา พื้นฐานทฤษฎีที่สำคัญ ความรู้ทาง วิชาการ และแนวทางปฏิบัติในการดำเนินชีวิตรวมทั้งแนวทางการทำงานแก่ข้าพเจ้า ขอขอบพระคุณ อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.วิภา แสงพิสิทธิ์ ที่คอยให้ความรู้ความช่วยเหลือและให้คำชี้แนะตลอดจนความลุ่ม ลึกทางวิชาการแก่ข้าพเจ้าเป็นอย่างดียิ่งเสมอมา

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.จรียา วงศ์เตชธรรม ที่คอยชี้แนะเสมอมารวมทั้งโอกาสในการสร้างคุณงาม ความดี ขอขอบพระคุณ ดร.วินัย ศิลาธรรม ที่ให้ความลึกซึ้งด้านวิชาการตลอดจนความช่วยเหลือเสมอมา ผศ.วิภาวัลย์ นาคทรัพย์ ดร.อนูรี หล่อสวัสดิ์ศิริ ผศ.ดร.แสงระวี บัวแก้ว รศ.ดร.ไกรสิน สงวัฒนา พี่ๆห้อง วิจัยที่ให้ความช่วยเหลือในทุกๆด้านเสมอมา อาจารย์จักรกฤษณ์ อาทิตยตั้ง เพื่อนที่คอยให้คำปรึกษา ตลอดเวลา

ขอขอบพระคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่เป็นแหล่งประสิทธิ์ ประสาทความรู้แก่ข้าพเจ้าในสายงานวิศวกรรมโทรคมนาคม บริษัทเนลิส(ประเทศไทย) ที่ให้โอกาสและช่วย ต่อ ยอดความรู้ด้านสื่อสารโทรคมนาคมให้ลึกซึ้งมากยิ่งขึ้น

ขอขอบพระคุณครอบครัวของข้าพเจ้าที่คอยเป็นกำลังใจให้เสมอมาโดยเฉพาะอาจารย์ทยาวัต และคุณช่อนกลิ่น เกิดทอง รวมทั้งอาจารย์กัญจิกา กล่อมสุวรรณ คู่ชีวิตของข้าพเจ้า

สมเกียรติ เกิดทอง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 การสร้างตัวควบคุมพีไอดี.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 ตัวควบคุมพีไอดีและฟังก์ชันถ่ายโอน.....	4
2.3 หลักการสร้างตัวควบคุมพีไอดีที่ได้ถูกเคยนำเสนอ.....	9
2.4 สรุป.....	25
บทที่ 3 วงจรพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง.....	26
3.1 กล่าวนำ.....	26
3.2 วงจรทรานสคอนดักเตอร์.....	26
3.3 สรุป.....	32
บทที่ 4 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสแบบใหม่.....	33
4.1 กล่าวนำ.....	33
4.2 หลักการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแส.....	33

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.3 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่นำเสนอ.....	35
4.4 ผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงของวงจรทรานสดักเตอร์.....	40
4.5 สรุป.....	48
บทที่ 5 การจำลองการทำงานของตัวควบคุมพีไอดีด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	49
5.1 การจำลองการทำงานของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	49
5.2 การประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแส.....	53
5.3 สรุป.....	65
บทที่ 6 บทสรุป.....	66
เอกสารอ้างอิง.....	67
ภาคผนวก ก พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์.....	69
ภาคผนวก ข การหาค่าพารามิเตอร์แบบของตัวควบคุมพีไอดีด้วยวิธีการของซีเกอร์-นิโคลส์.....	70
ภาคผนวก ค ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์ระหว่างที่ทำการศึกษา.....	73
ประวัติผู้เขียน.....	79

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 อัตราส่วนของมอสเฟสของวงจรถรานสกอนดักเตอร์ รูปที่ 3.1.....	49
5.2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอกับรูปแบบที่เคยนำเสนอมาแล้ว.....	64



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างระบบวงรอบปิด.....	4
2.2 โครงสร้างตัวควบคุมพีไอดี.....	5
2.3 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน P-Controller.....	6
2.4 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบสัดส่วน.....	6
2.5 ตัวควบคุมแบบปริพันธ์ I-Controller.....	6
2.6 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบปริพันธ์.....	7
2.7 ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ D-Controller.....	7
2.8 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบอนุพันธ์.....	7
2.9 ตัวควบคุมพีไอดี.....	8
2.10 ผลตอบสนองของตัวควบคุมพีไอดี.....	8
2.11 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจากออปแอมป์ [3].....	10
2.12 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก <i>CCII</i> [4].....	12
2.13 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก <i>OTA</i> [5].....	14
2.14 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก <i>CCCII</i> [7].....	17
2.15 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่สร้างขึ้นมาจาก <i>CCII</i> [6].....	18
2.16 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก <i>CCII</i> [6].....	20
2.17 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก <i>CDBA</i> [8].....	22
2.18 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่สร้างขึ้นมาจาก <i>DO-CCII</i> และ <i>CCII</i> โหมดกระแส[9].....	23
2.19 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก <i>DO-CCII</i> และ <i>CCII</i> โหมดแรงดัน[9].....	24
3.1 วงจรทรานสคอนดักเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส.....	26
3.2 วงจรเทียบเท่าของตัวทรานสคอนดักเตอร์สองเอาต์พุตแบบง่าย.....	27
4.1 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมโหมดกระแสที่นำเสนอ.....	35
4.2 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่นำเสนอ.....	35
4.3 วงจรสมมูลย์ของวงจรทรานสคอนดักเตอร์ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์แฝง.....	40
4.4 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่ประกอบด้วยอุปกรณ์แฝง.....	40
4.5 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่นำเสนอที่มีการชดเชยค่าความนำแฝงของวงจรทรานสคอนดักเตอร์ ที่ย่านการทำงานความถี่ต่ำ.....	47
5.1 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่นำเสนอซึ่งสร้างมาจากวงจรทรานสคอนดักเตอร์.....	50
5.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่นำเสนอ.....	50
5.3 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่นำเสนอซึ่งสร้างมาจากวงจรทรานสคอนดักเตอร์ที่มีการชดเชย ค่าความนำแฝง.....	51

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.4	ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสที่นำเสนอที่มีการชดเชยค่าความนำแฝง...52
5.5	ผลตอบสนองแบบขั้นบันไดของตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสที่นำเสนอ.....52
5.6	การประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสที่นำเสนอ.....53
5.7	ผลตอบทางความถี่ของวงจรรูปที่ 5.6.....55
5.8	ผลตอบอินพุทแบบขั้นบันไดจากวงจรรูปที่ 5.6.....55
5.9	ตำแหน่งของโพล P1 และ P2 จากสมการที่ 5.2.....56
5.10	ผลตอบสนองทางเวลาของ Plant จากสมการที่ 5.2.....56
5.11	การประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมที่นำเสนอกับระบบจากสมการที่ 5.2.....57
5.12	ผลตอบอินพุทแบบขั้นบันไดจากวงจรรูปที่ 5.11.....57
5.13	ผลตอบอินพุทแบบขั้นบันไดเมื่อทำการปรับค่า K_p ของตัวควบคุมพีไอดี.....58
5.14	ผลตอบอินพุทแบบขั้นบันไดเมื่อทำการปรับค่า T_i ของตัวควบคุมพีไอดี.....58
5.15	ผลตอบอินพุทแบบขั้นบันไดเมื่อทำการปรับค่า T_D ของตัวควบคุมพีไอดี.....59
5.16	การจำลองการประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมที่นำเสนอกับวงจรมอเตอร์กระแสตรง.....60
5.17	ผลตอบสนองทางเวลาวงจรมอเตอร์กระแสตรง.....60
5.18	ผลตอบอินพุทแบบขั้นบันไดจากวงจรรูปที่ 5.17.....61
5.19	การจำลองการทำงานของวงจรมอเตอร์กระแสตรงโดยการป้อนสัญญาณพัลส์ทางด้าน T_L61
5.20	การจำลองการทำงานของวงจรมอเตอร์กระแสตรงโดยการป้อนสัญญาณพัลส์ทางด้าน T_L ขนาด $1\mu A$62
5.21	การจำลองการทำงานของวงจรมอเตอร์กระแสตรงโดยการป้อนสัญญาณพัลส์ทางด้าน T_L ขนาด $2\mu A$62
5.22	การจำลองการทำงานของวงจรมอเตอร์กระแสตรงโดยการป้อนสัญญาณพัลส์ทางด้าน T_L ขนาด $3\mu A$63

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ตัวควบคุมแบบสัดส่วน-ปริพันธ์-อนุพันธ์ (Proportional-Integral-Derivative Controller : PID controller) หรือตัวควบคุมพีไอดี เป็นตัวควบคุมที่สำคัญชนิดหนึ่งที่ยอมรับใช้งานอย่างกว้างขวางในระบบควบคุมทางอุตสาหกรรม เนื่องจากมีความเรียบง่ายในการออกแบบ การสร้างเป็นวงจรและการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆของตัวควบคุม โดยในการใช้งานตัวควบคุมนั้นจะนำไปต่อร่วมกับระบบทางอุตสาหกรรมเป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับ เพื่อที่จะช่วยปรับปรุงคุณสมบัติของระบบให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นทั้งในด้านเสถียรภาพ ผลตอบสนองชั่วขณะและผลตอบสนองในสภาวะคงตัว [1-5]

สำหรับตัวควบคุมพีไอดีในแบบดั้งเดิมนั้นถูกสร้างให้ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้ออปแอมป์ (operational amplifier: OP-AMP) [2] เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ (active element) หลักประกอบด้วยตัวต้านทานจำนวน 8 ตัว และตัวเก็บประจุแบบลอยตัวจำนวน 2 ตัว ซึ่งตัวควบคุมพีไอดีแบบนี้มีข้อดีคือการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมทำได้ง่ายโดยการปรับค่าความต้านทานภายนอก แต่ด้วยวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแบบลอยตัวที่ต่อภายนอกทำให้ไม่เหมาะสมที่นำไปสร้างเป็นวงจรรวม เนื่องจากต้องใช้พื้นที่ชิป (chip) ขนาดใหญ่ในการสร้างตัวต้านทานและเกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่สูง นอกจากนี้ยังมีข้อจำกัดทางด้านความถี่ใช้งานเนื่องจากออปแอมป์มีความถี่ใช้งานที่ต่ำเพื่อลดข้อด้อยเหล่านี้ จึงได้มีการนำเสนอตัวควบคุมพีไอดีแบบใหม่ขึ้นซึ่งใช้อุปกรณ์แอคทีฟทั้งวงจรโอทีเอ (Operational transconductance amplifier : OTA) [5] วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (second generation current conveyor : CCII) [6] ซึ่งวงจรมีถูกออกแบบให้ทำงานได้ทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองซึ่งควบคุมด้วยกระแส (second generation current controlled conveyor : CCCII) [7] ถูกออกแบบให้ทำงานในโหมดแรงดัน วงจรซีดีบีเอ (current differencing buffered amplifier : CDBA) [8] ที่ถูกออกแบบให้ทำงานอยู่ในโหมดแรงดัน และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบสองเอาต์พุต (dual-output second generation current conveyor : DO-CCII) [9] ที่ถูกออกแบบให้ทำงานอยู่ในโหมดแรงดัน ซึ่งวงจรมีข้อดีในการทำงานที่กว้างกว่าวงจรที่ใช้ออปแอมป์ และเหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่า แต่ถึงกระนั้นวงจรที่สร้างขึ้นมาจากวงจร CCII วงจร CDBA และวงจร DO-CCII ยังมีตัวต้านทานภายนอกต่ออยู่ การปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆยังคงต้องใช้การปรับค่าตัวต้านทานซึ่งเป็นข้อด้อยอย่างหนึ่งของวงจร ซึ่งทำให้วงจรไม่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนตัวควบคุมพีไอดีที่สร้างขึ้นมาจากวงจร OTA และ วงจร CCCII นั้นสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่ยังคงมีจุดด้อยที่โครงสร้างและการออกแบบวงจรที่ซับซ้อนอยู่ในส่วนของโหมดการทำงานของตัวควบคุมพบว่าโหมดกระแสมีข้อเด่นด้านย่านการทำงานที่กว้างกว่าโหมดแรงดันอีกทั้งใช้พลังงานที่ต่ำกว่าการทำงานในโหมดแรงดัน ในส่วนของรายละเอียดจะได้กล่าวในเนื้อหาถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอวิธีลดข้อด้อยดังกล่าวมาข้างต้น เพื่อที่จะทำให้ตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสที่มีความน่าสนใจยิ่งขึ้นและเป็นประโยชน์ต่อการค้นคว้าวิจัยต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เนื่องด้วยสาเหตุที่ได้กล่าวมาในหัวข้อที่ 1.1 วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีวัตถุประสงค์ที่จะศึกษาและออกแบบตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสที่มีจุดเด่นทั้งด้านจำนวนอุปกรณ์และการปรับแต่งพารามิเตอร์ของวงจรถวาย โดยที่ตัวควบคุมไม่ใช่ตัวต้านทานภายนอกและใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เท่านั้น จึงทำให้ตัวควบคุมที่นำเสนอมีความเหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวมด้วย

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

จากหัวข้อที่ 1.1 ข้อด้อยที่สำคัญของตัวควบคุมพีไอดีที่สร้างขึ้นมาจากอุปกรณ์แอคทีฟจำพวกวงจรถวายออปแอมป์ วงจร CCII และวงจรถวาย CDBA นั้น ก็คือ วงจรเหล่านี้ใช้อุปกรณ์แอคทีฟต่อร่วมกับตัวต้านทานภายนอกจำนวนมาก และที่สำคัญวงจรถวายยังไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์อีกด้วย ในส่วนตัวควบคุมพีไอดีที่สร้างขึ้นมาจากวงจรถวาย OTA และวงจรถวาย CCII นั้นสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่เนื่องด้วยจำนวนอุปกรณ์แอคทีฟจำนวนมากและการออกแบบวงจรถวายที่โครงสร้างที่ซับซ้อนทำให้วงจรถวายเหล่านี้มีข้อด้อย

จากปัญหาที่ได้กล่าวมาในข้างต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสโดยใช้คุณสมบัติของวงจรถวายทรานสคอนดักเตอร์ (transconductor) ในการสร้างเป็นตัวควบคุม

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดในการวิจัย

เนื่องจากคุณสมบัติของวงจรถวายทรานสคอนดักเตอร์ที่นำมาสร้างเป็นตัวควบคุมพีไอดีนั้นสามารถที่จะปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจรถวาย[10] จึงทำให้ตัวควบคุมแบบนี้สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และไม่จำเป็นต้องมีตัวต้านทานภายนอกต่อร่วมเข้ากับวงจรถวาย จึงส่งผลให้วงจรถวายมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนอีกด้วย

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่ประกอบด้วยวงจรถรทรานสคอนดักเตอร์ จำนวน 6 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เพียงสองตัวเท่านั้น โดยปราศจากตัวต้านทานภายนอก ซึ่งรายละเอียดในการออกแบบและการทำงานจะกล่าวในบทถัดไป

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทกล่าวคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐาน ทฤษฎีและแนวคิด ขอบเขตการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงตัวควบคุมพีไอดีฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม และตัวควบคุมที่ได้มีการนำเสนอมาแล้ว รวมทั้งข้อดีข้อเสียในแต่ละวงจร

บทที่ 3 กล่าวถึงโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรถรทรานสคอนดักเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานในการนำมาสร้างเป็นตัวควบคุมพีไอดีในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่ปราศจากตัวต้านทานภายนอก โดยวงจรถรทรานสคอนดักเตอร์ การศึกษาผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงของวงจรถรทรานสคอนดักเตอร์ และการศึกษาการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อตรวจสอบความเป็นไปได้ในหลักการที่ได้นำเสนอ

บทที่ 5 กล่าวถึงการทดสอบตัวควบคุมโดยประยุกต์ใช้งานร่วมกับระบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

บทที่ 6 เป็นการกล่าวสรุปและวิจารณ์ผลการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 2

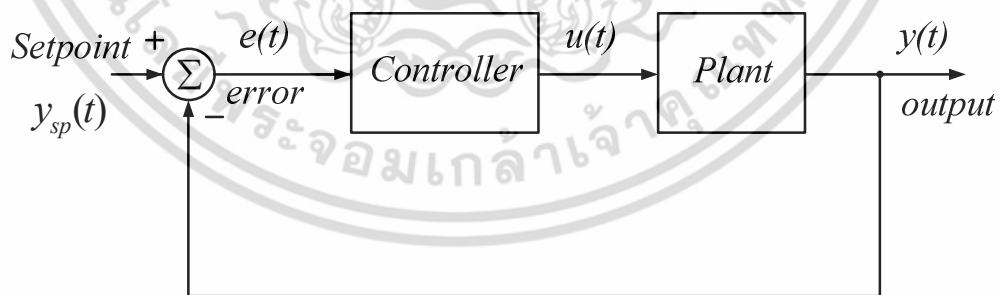
การสร้างตัวควบคุมพีไอดี

2.1 กล่าวนำ

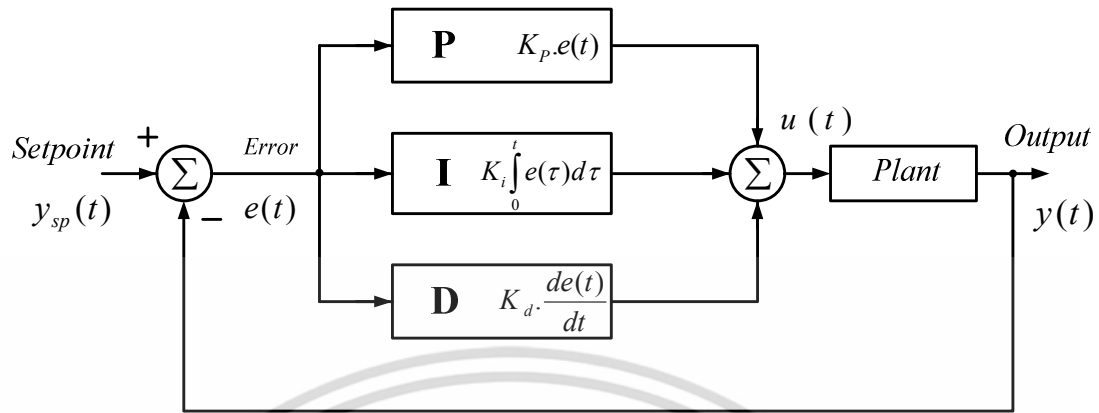
สำหรับบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างและฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดี ตัวควบคุมพีไอดีที่ได้มีการนำเสนอมาในแต่ละแบบจากในอดีตจนถึงปัจจุบัน รวมถึงข้อดีและข้อเสียของวงจรงดกล่าว ซึ่งมีรายละเอียดต่อไปนี้

2.2 ตัวควบคุมพีไอดีและฟังก์ชันถ่ายโอน

ปัจจุบันนี้ตัวควบคุมพีไอดี [1] เป็นตัวควบคุมชนิดหนึ่งที่นิยมใช้งานอย่างกว้างขวางในระบบควบคุมทางอุตสาหกรรมและระบบควบคุมทั่วไป ด้วยเหตุผลที่วงจรมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ง่ายต่อการสร้างและการออกแบบ รวมทั้งการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งในการใช้งานตัวควบคุมนั้นจะต่อตัวควบคุมเข้ากับระบบหรือแพลนต์ (plant) ให้อยู่ในลักษณะวงรอบปิดซึ่งต่อให้อยู่ในลักษณะการป้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยการทำงานของตัวควบคุมพีไอดีจะลดค่าความผิดพลาดของระบบให้เหลือน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ด้วยการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆของตัวควบคุม โดยตัวควบคุมนั้นมีส่วนประกอบพื้นฐานที่สำคัญ 3 ส่วน คือ ส่วนทำการปรับสัดส่วนของสัญญาณ (Proportional) ส่วนทำการปริพันธ์เทียบกับเวลา (Integral) และส่วนทำการอนุพันธ์เทียบกับเวลา (Derivative) ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 โครงสร้างระบบวงรอบปิด



รูปที่ 2.2 โครงสร้างตัวควบคุมพีไอดี

จากโครงสร้างของตัวควบคุมพีไอดีในรูปที่ 2.2 สามารถเขียนอัลกอริทึมของควบคุมพีไอดีแสดงดังสมการที่ 2.1

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.1)$$

โดยที่

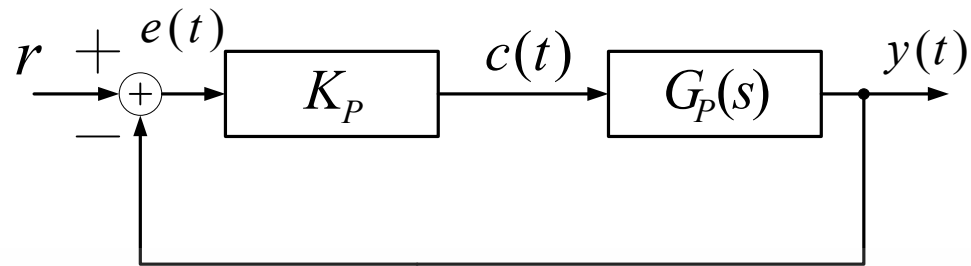
$u(t)$ คือตัวแปรของตัวควบคุมพีไอดี เกิดจากผลรวมของ 3 เทอม กล่าวคือ เทอม P เป็นส่วนขยายค่าความผิดพลาด เทอม I เป็นส่วนทำการปริพันธ์เทียบกับเวลา และเทอม D เป็นส่วนทำการอนุพันธ์เทียบกับเวลา

$e(t)$ คือค่าผิดพลาดของระบบควบคุมมีค่าเท่ากับค่าเอาต์พุต $y_{sp}(t)$ ที่ต้องการเปรียบเทียบกับค่าเอาต์พุตของระบบควบคุม $y(t)$ โดยที่ $e(t) = y_{sp}(t) - y(t)$

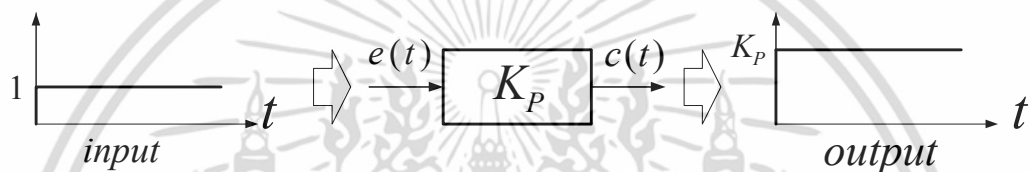
2.2.1 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Controller)

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนหรือตัวควบคุมพีไอจะนำเอาสัญญาณค่าความผิดพลาดระหว่างเอาต์พุตและสัญญาณอ้างอิงมาเป็นอินพุตของตัวควบคุม และตัวควบคุมจะทำการสร้างสัญญาณเอาต์พุตด้วยการขยายค่าความผิดพลาดด้วยอัตราขยาย (Gain) K_p ของตัวควบคุมเพื่อป้อนให้กับกระบวนการบล็อกไดอะแกรมและผลตอบสนองของตัวควบคุมแสดงดังรูปที่ 2.3 ถึง 2.4.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



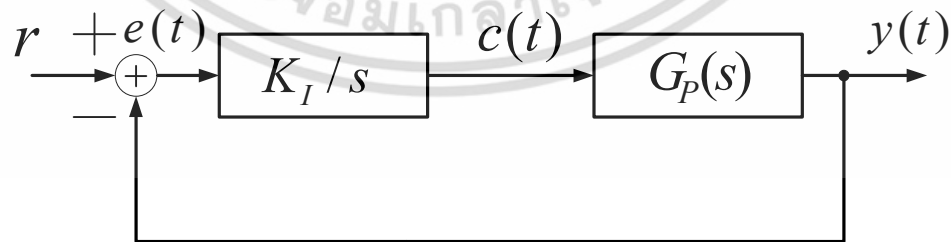
รูปที่ 2.3 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน P-Controller



รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบสัดส่วน

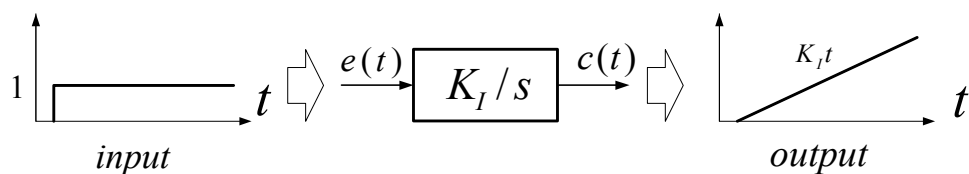
2.2.2 ตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (Integral Controller)

ตัวควบคุมแบบปริพันธ์หรือตัวควบคุมอินทิเกรตจะนำเอาสัญญาณค่าความผิดพลาดระหว่างเอาต์พุตและสัญญาณอ้างอิงจากระบบการมาป้อนอินพุตของตัวควบคุม โดยตัวควบคุมนี้จะหาผลรวมของระยะเวลาของความผิดพลาด โดยผลรวมของความผิดพลาดนี้จะถูกคูณโดยอัตราขยายปริพันธ์ผลของเทอมปริพันธ์จะถูกกำหนดโดยอัตราขยายปริพันธ์ K_I บล็อกไดอะแกรมและผลตอบสนองของตัวควบคุมแสดงดังรูปที่ 2.5 ถึง 2.6.



รูปที่ 2.5 ตัวควบคุมแบบปริพันธ์ I-Controller

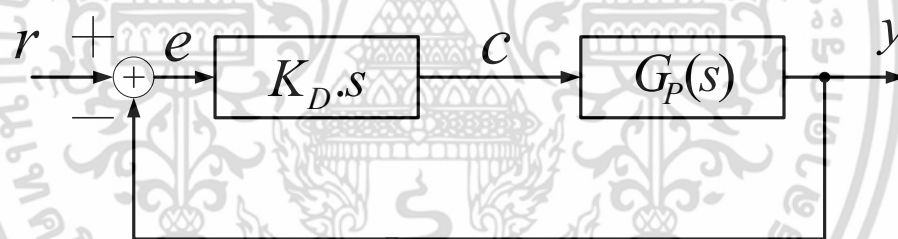
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



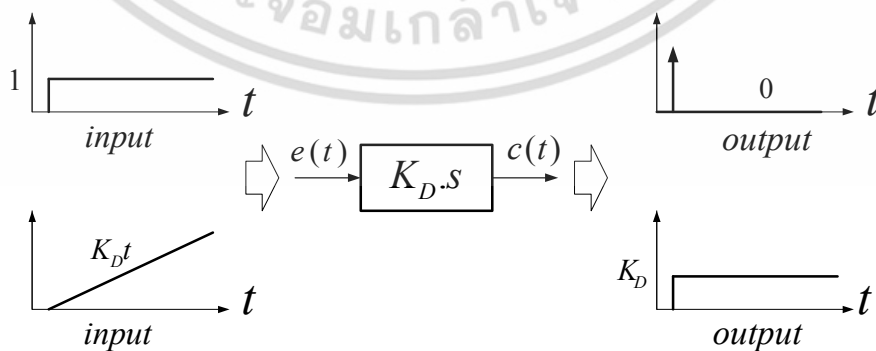
รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบปริพันธ์

2.2.3 ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Controller)

ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์หรือตัวควบคุมดีนั้นจะนำเอาสัญญาณค่าความผิดพลาดระหว่างเอาต์พุตและสัญญาณอ้างอิงมาเป็นอินพุตของตัวควบคุมจากกระบวนการ โดยตัวควบคุมดีจะหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของความผิดพลาดจากกระบวนการนั้นและนำมาคำนวณหาค่าความชันของความผิดพลาดทุกๆเวลา แล้วคูณด้วยอัตราขยายอนุพันธ์ โดยขนาดของเทอมอนุพันธ์ขึ้นกับอัตราขยายอนุพันธ์ K_D บล็อกไดอะแกรมและผลตอบสนองของตัวควบคุมแสดงดังรูปที่ 2.7 ถึง 2.8.



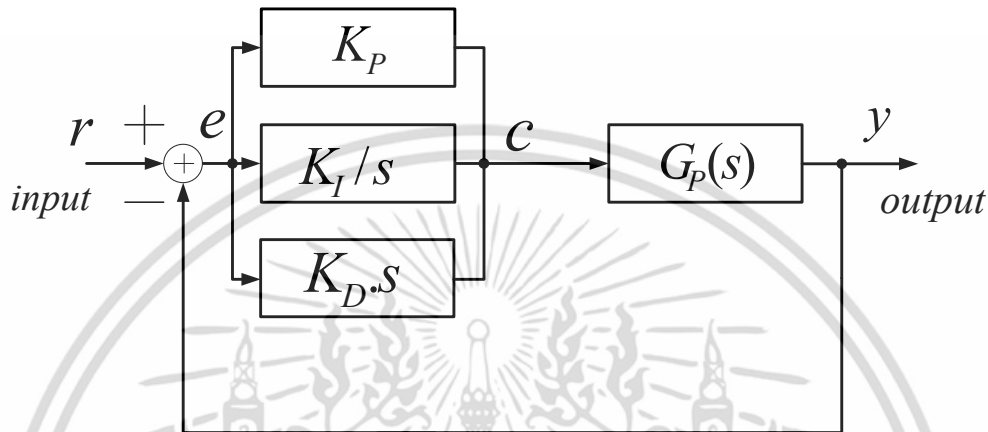
รูปที่ 2.7 ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ D-Controller



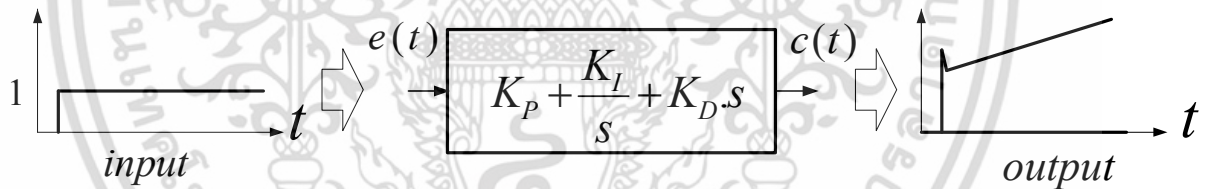
รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบอนุพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนและกระบวนการทำงานของตัวควบคุมพี ตัวควบคุมไอ และตัวควบคุมดี ที่กล่าวมาจากรูปที่ 2.3 , 2.5 และ 2.7 แล้วนั้น เมื่อนำตัวควบคุมทั้งสามแบบมาออกแบบสร้างเป็นตัวควบคุมพีไอดีดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ตัวควบคุมพีไอดี



รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองของตัวควบคุมพีไอดี

จากรูปที่ 2.10 แสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองของตัวควบคุมแต่ละแบบเมื่อเราทดสอบตัวควบคุมด้วยการป้อนสัญญาณขั้นบันได โดยผลตอบสนองส่วนแรกจะเป็นพฤติกรรมของตัวควบคุมดี และตัวควบคุมดี (PD) จากนั้นเมื่อเวลาผ่านไปจะเป็นพฤติกรรมของตัวควบคุมไอและตัวควบคุมพี (PI) จากสมการที่ 2.1 ซึ่งเป็นอัลกอริทึมของตัวควบคุมพีไอดีนั้น เมื่อเราเขียนให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน $H(s)$ ของตัวควบคุม [3] เขียนได้ดังสมการ (2.2)

$$H(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้ K_p คือค่าอัตราขยายของตัวปรับสัดส่วน

T_I คือค่าเวลาคงตัวของส่วนทำปริพันธ์

T_D คือค่าเวลาคงตัวของส่วนอนุพันธ์

สมการที่ 2.2 นี้ยังสามารถจัดรูปแบบสมการได้เป็นอีกรูปแบบหนึ่งดังสมการที่ 2.3

$$H(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (2.3)$$

ซึ่ง K_I คืออัตราขยายของส่วนทำปริพันธ์ และ K_D คืออัตราขยายของส่วนทำอนุพันธ์ โดยในที่นี้

$$K_I = \frac{K_p}{T_I} \quad (2.4)$$

$$K_D = K_p T_D \quad (2.5)$$

จากรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีที่ได้กล่าวมานั้น ทำให้สามารถสร้างตัวควบคุมพีไอดีในรูปแบบต่างๆที่มีผู้ที่ได้นำเสนอมาแล้ว โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.3 หลักการสร้างตัวควบคุมพีไอดีที่ได้เคยถูกนำเสนอ

ตัวควบคุมพีไอดีแบบแรกนั้นทำงานอยู่ในโหมดแรงดัน [3] โดยสร้างขึ้นมาจากออปแอมป์เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ซึ่งประกอบด้วยวงจรถยายแบบกลับเฟส วงจรปริพันธ์แบบกลับเฟส วงจรอนุพันธ์แบบกลับเฟส และวงจรถยายผลรวมแบบกลับเฟส เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรพีไอดีในรูปที่ 2.11 จะพบว่าแรงดันที่โหนด A ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรถยายแบบกลับเฟสในโดเมน s มีค่าเท่ากับ

$$V_A(s) = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}(s) \quad (2.6)$$

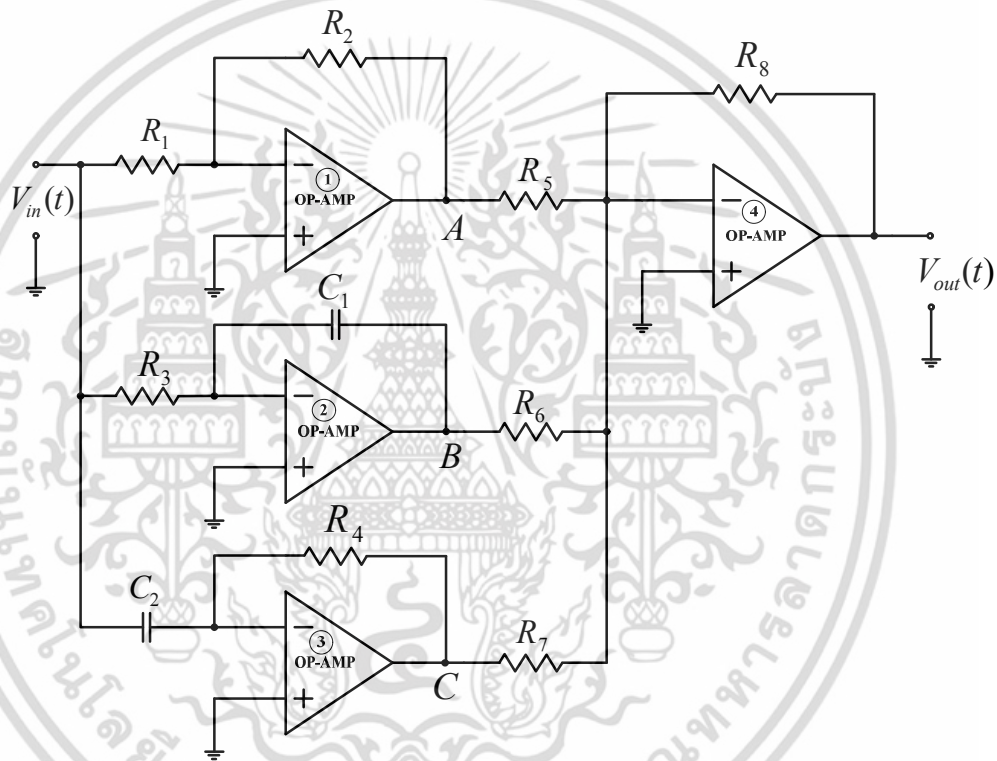
แรงดันที่โหนด B เป็นเอาต์พุตของวงจรถายปริพันธ์แบบกลับเฟสในโดเมน s มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_B(s) = -\frac{1}{R_3 C_1 s} V_{in}(s) \quad (2.7)$$

แรงดันที่โหนด C เป็นเอาต์พุตของวงจรอนุพันธ์แบบกลับเฟสในโดเมน s มีค่าเท่ากับ

$$V_C(s) = -R_4 C_2 s V_{in}(s) \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.11 ตัวควบคุมพีเอดีโหดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจากออปแอมป์ [3]

เมื่อรวมแรงดัน V_A , V_B และ V_C ป้อนเข้าเป็นอินพุตให้กับวงจรขยายผลรวมแบบกลับเฟสในภาค (Stage) ต่อมา จึงทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีเอดีโหดจะมีค่าเท่ากับ

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{R_2 R_8}{R_1 R_5} + \frac{R_8}{R_3 R_6 C_1 s} + \frac{R_4 R_8 C_2 s}{R_7} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.9 เมื่อกำหนดให้ตัวต้านทาน $R_5 = R_6 = R_7 = R_8$ จะทำให้ได้สมการที่ 2.9 มีค่าเป็น

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_3 C_1 s} + R_4 C_2 s \quad (2.10)$$

จัดรูปสมการให้อยู่ในรูปแบบตามสมการที่ 2.1 จะได้ว่า

$$H(s) = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2 R_3 C_1 s} + \frac{R_1 R_4 C_2 s}{R_2} \right) \quad (2.11)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ 2.11 กับสมการที่ 2.2 จะได้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดีดังนี้ คือ ค่าอัตราขยายของตัวปรับสัดส่วน K_p มีค่าเท่ากับ

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.12)$$

ค่าเวลาคงตัวของส่วนทำปริพันธ์ T_I มีค่าเท่ากับ

$$T_I = \frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} \quad (2.13)$$

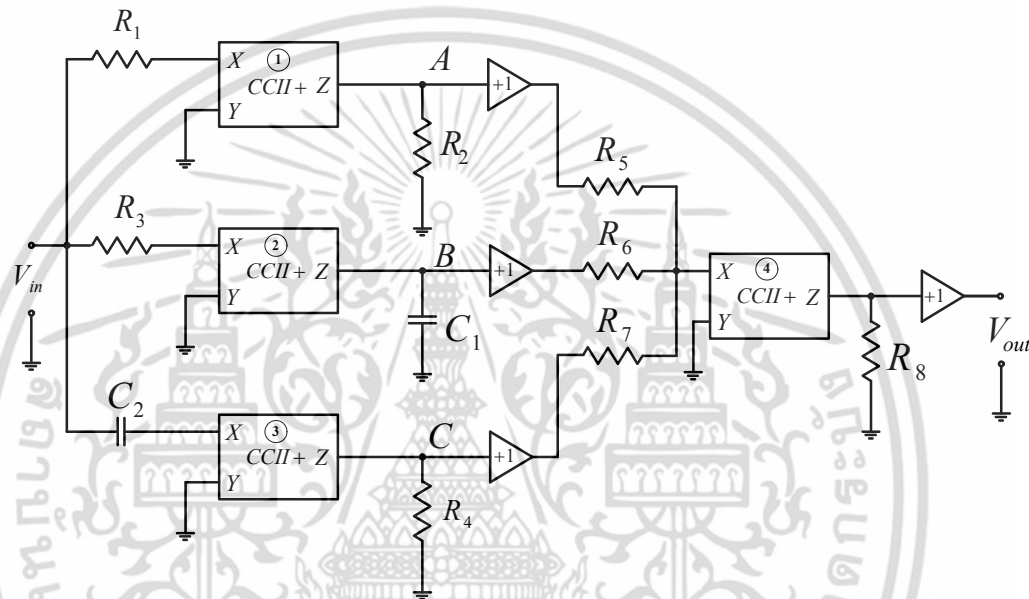
และค่าเวลาคงตัวของส่วนอนุพันธ์ T_D มีค่าเท่ากับ

$$T_D = \frac{R_1 R_4 C_2}{R_2} \quad (2.14)$$

จากวงจรในรูปที่ 2.11 จะเห็นว่า ตัวควบคุมพีไอดีแบบนี้เป็นวงจรที่ใช้โอปแอมป์เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักจำนวน 4 ตัว ตัวต้านทานจำนวน 8 ตัว และตัวเก็บประจุแบบลอยตัวอีก 2 ตัว โดยวงจรนี้ยังไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นจึงไม่เหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

เนื่องจากจะต้องใช้พื้นที่ชิปจำนวนมากในการสร้างเป็นตัวต้านทาน อีกทั้งออปแอมป์ยังมีข้อจำกัดในเรื่องย่านความถี่ใช้งาน จึงทำให้ตัวควบคุมพีไอดีแบบนี้มีย่านความถี่ใช้งานที่จำกัดตามไปด้วย

จากข้อจำกัดเรื่องย่านความถี่ที่ใช้งานของออปแอมป์ในปี 2001 ได้มีนักวิจัย C. Erdal และคณะ นำเสนอบทความเกี่ยวกับตัวควบคุมพีไอดีโดยใช้อุปกรณ์ CCII [4] เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก CCII [4]

เมื่อวิเคราะห์วงจรรูปที่ 2.12 จะพบว่าแรงดันที่โหนด A ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรขยายแบบกลับเฟสในรูปแบบลาปลาซทรานสฟอร์มมีค่าเท่ากับ

$$V_A(s) = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}(s) \quad (2.15)$$

และแรงดันที่โหนด B ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟสในรูปแบบลาปลาซทรานสฟอร์มมีค่าเท่ากับ

$$V_B(s) = -\frac{1}{R_3 C_1 s} V_{in}(s) \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และแรงดันที่โหนด C ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรถิฟเฟอเรนทีเอเตอร์แบบกลับเฟสในรูปแบบลาปลาซ-ทรานสฟอร์มมีค่าเท่ากับ

$$V_C(s) = -R_4 C_2 s V_{in}(s) \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.15) – (2.17) เมื่อป้อนแรงดันทั้งสามเป็นอินพุตให้กับวงจรรขยายผลรวมแบบกลับเฟส จะทำให้เกิดค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีนั้นมีค่าเท่ากับ

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{R_2 R_8}{R_1 R_5} + \frac{R_8}{R_3 R_6 C_1 s} + \frac{R_4 R_8 C_2 s}{R_7} \quad (2.18)$$

จากสมการที่ 2.18 เมื่อกำหนดให้ตัวต้านทาน $R_5 = R_6 = R_7 = R_8$ และจัดรูปสมการใหม่ให้อยู่ในรูปแบบสมการพีไอดีเปรียบเทียบกับสมการที่ 2.2 ได้ดังสมการ

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2 R_3 C_1 s} + \frac{R_1 R_4 C_2 s}{R_2} \right) \quad (2.19)$$

โดยที่ค่าพารามิเตอร์ในสมการที่ 2.19 เมื่อเปรียบเทียบกับค่าพารามิเตอร์ในสมการที่ 2.2 จะได้ค่าอัตราขยายของตัวปรับสัดส่วน K_p มีค่าเท่ากับ

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.20)$$

ค่าเวลาคงตัวของส่วนทำปรีฟันซ์ T_I มีค่าเท่ากับ

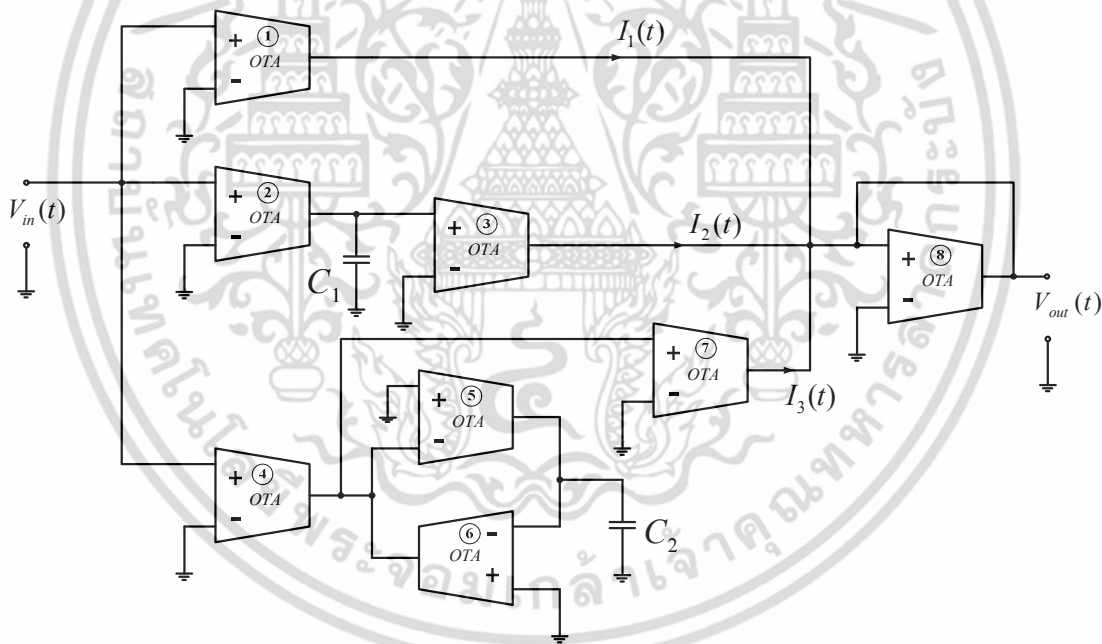
$$T_I = \frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} \quad (2.21)$$

และค่าเวลาคงตัวของส่วนอนุพันธ์ T_D มีค่าเท่ากับ

$$T_D = \frac{R_1 R_4 C_2}{R_2} \quad (2.22)$$

พบว่าสมการที่ 2.19 มีค่าเดียวกับสมการ 2.11 จะเห็นได้ว่าวงจรในรูปที่ 2.11 และ 2.12 มีฟังก์ชันถ่ายโอนที่เหมือนกัน แต่วงจรนี้จะมีข้อดีที่วงจรแรกที่จะมีย่านการทำงานที่สูงกว่าแบบแรก ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติด้านความถี่ที่กว้างกว่าของตัว *CCII* เมื่อเทียบกับออปแอมป์ แต่ข้อด้อยของวงจรนี้คือยังประกอบด้วยตัวต้านทานภายนอกจำนวนมากและมีตัวเก็บประจุแบบลอยตัว ซึ่งเป็นข้อจำกัดที่ทำให้ไม่เหมาะสมที่นำไปสร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งพารามิเตอร์ต่างๆยังไม่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์อีกด้วย

ต่อมาในปี 2001 ทีมวิจัยของ C. Erdal ได้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีในวงจรจากรูปที่ 2.13 ซึ่งสร้างขึ้นโดยใช้อุปกรณ์ *OTA* [5] เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักและทำงานในโหมดแรงดัน



รูปที่ 2.13 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก *OTA* [5]

เมื่อวิเคราะห์ห้วงจรรูปที่ 2.13 ในรูปแบบลาปลาซทรานสฟอร์มจะพบว่ากระแส I_1 มีค่าเท่ากับ

$$I_1(s) = G_{m1} V_{in}(s) \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส I_2 ซึ่งออกจากวงจรอินทรีเกรเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$I_2(s) = \frac{G_{m2}G_{m3}}{C_1s} V_{in}(s) \quad (2.24)$$

และกระแส I_3 ซึ่งไหลออกจากวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$I_3(s) = \frac{G_{m4}G_{m5}C_2s}{G_{m6}G_{m7}} V_{in}(s) \quad (2.25)$$

กระแส I_1 , I_2 และ I_3 จากสมการ (2.23) – (2.25) จะถูกนำมาป้อนเป็นอินพุตให้กับ OTA ตัวที่ 8 จึงทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีมีค่าเท่ากับ

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = H(s) = \frac{G_{m1}}{G_{m8}} + \frac{G_{m2}G_{m3}}{G_{m8}C_1s} + \frac{G_{m4}G_{m5}C_2s}{G_{m6}G_{m7}G_{m8}} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ 2.26 พบว่าค่าพารามิเตอร์ต่างๆมีดังนี้
ค่าอัตราขยายของตัวปรับสัดส่วน K_p มีค่าเท่ากับ

$$K_p = \frac{G_{m1}}{G_{m8}} \quad (2.27)$$

อัตราขยายของส่วนทำปริพันธ์ K_I มีค่าเท่ากับ

$$K_I = \frac{G_{m2}G_{m3}}{G_{m8}C_1} \quad (2.28)$$

และอัตราขยายของส่วนทำอนุพันธ์ K_D มีค่าเท่ากับ

$$K_D = \frac{G_{m4}G_{m5}C_2}{G_{m6}G_{m7}G_{m8}} \quad (2.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในรูปที่ 2.13 นี้มีลักษณะเด่นคือใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เพียงสองตัวและไม่มีตัวต้านทานภายนอก จึงเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมและยังสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้โดยใช้การปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร แต่ด้วยจำนวน *OTA* ที่มีมากถึง 8 ตัวจึงยังเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมที่มีความประหยัดได้

ต่อมาปี 2004 ทีมวิจัยของ C. Erdal ได้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีในโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจากอุปกรณ์ *CCCII* [7] ดังแสดงในรูปที่ 2.14 สามารถวิเคราะห์ห้วงจรในรูปแบบลาปลาซทรานสฟอร์มได้เป็นพิจารณากระแส I_1 ที่ไหลออกจาก *CCCII* ตัวที่สองมีค่าเท่ากับ

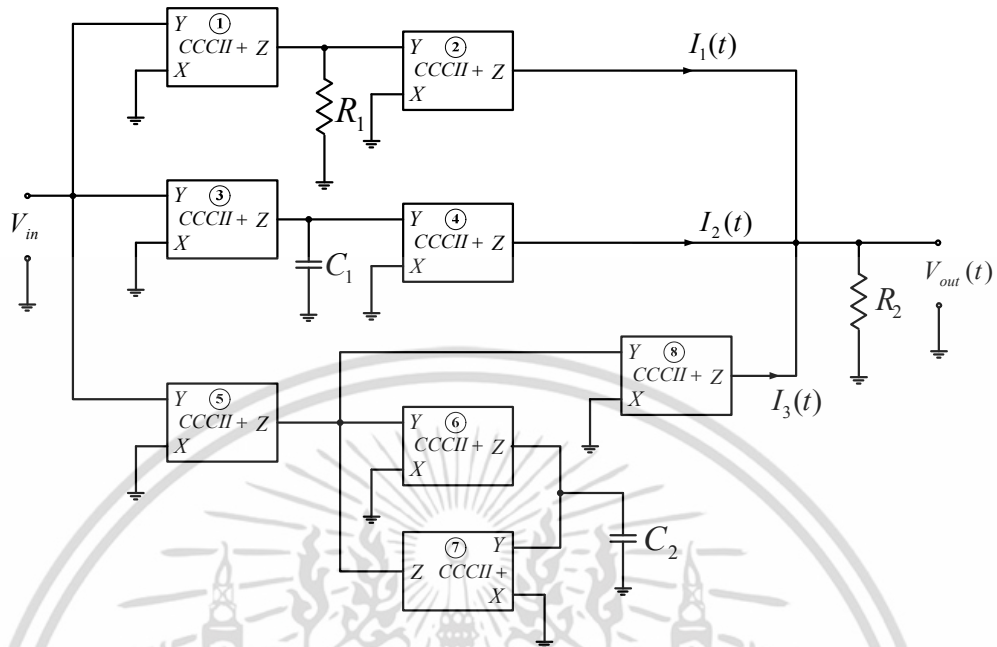
$$I_1(s) = \frac{R_1}{R_{X1}R_{X2}} V_{in}(s) \quad (2.30)$$

กระแส I_2 ซึ่งออกจากวงจรอินทรีเกรเตอร์มีค่าเท่ากับมีค่าเท่ากับ

$$I_2(s) = \frac{1}{R_{X3}R_{X4}C_1s} V_{in}(s) \quad (2.31)$$

และกระแส I_3 ซึ่งไหลออกจากวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$I_3(s) = \frac{R_{X7}R_{X8}C_2s}{R_{X5}R_{X6}} V_{in}(s) \quad (2.32)$$



รูปที่ 2.14 ตัวควบคุมพีไอดีโหนดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก CCCII [7]

เมื่อกระแส I_1 , I_2 และ I_3 จากสมการ (2.29) – (2.31) นำมารวมกันและแปลงกลับเป็นแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R_2 ก็จะทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีมีค่าเป็น

$$H(s) = \frac{R_1 R_2}{R_{X1} R_{X2}} + \frac{R_2}{R_{X3} R_{X4} C_1 s} + \frac{R_2 R_{X7} R_{X8} C_2 s}{R_{X5} R_{X6}} \quad (2.33)$$

จากสมการที่ 2.33 จะเห็นว่าค่าพารามิเตอร์ต่างๆมีดังนี้ ค่าอัตราขยายของตัวปรับสัดส่วน K_p มีค่าเท่ากับ

$$K_p = \frac{R_1 R_2}{R_{X1} R_{X2}} \quad (2.34)$$

อัตราขยายของส่วนทำปริพันธ์ K_I มีค่าเท่ากับ

$$K_I = \frac{R_2}{R_{X3} R_{X4} C_1} \quad (2.35)$$

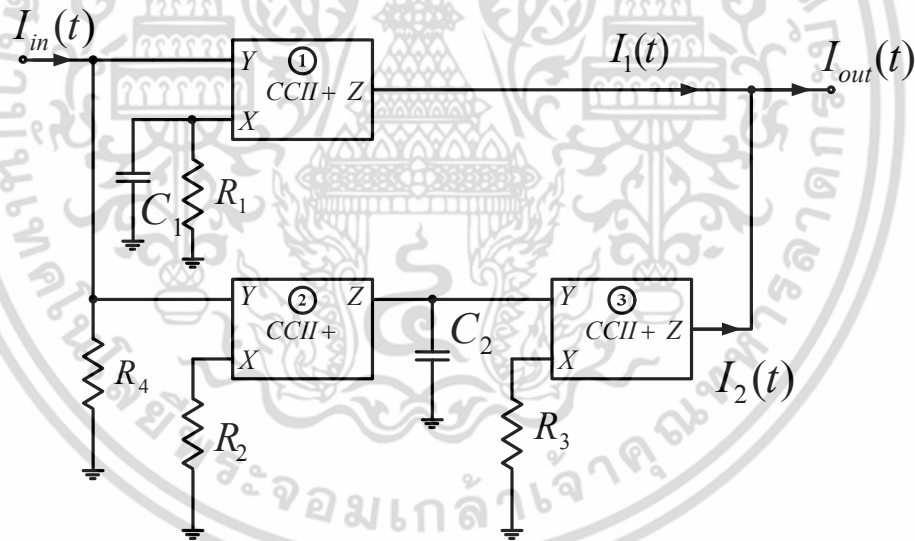
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และอัตราขยายของส่วนทำอนุพันธ์ K_D มีค่าเท่ากับ

$$K_D = \frac{R_{X7}R_{X8}R_2C_2}{R_{X5}R_{X6}} \quad (2.36)$$

โดยในที่นี้ตัวต้านทาน R_{Xi} คือค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ท X ในตัว $CCII$ ตัวที่ i ซึ่งค่าความต้านทานสามารถปรับได้ด้วยกระแสไบอัสของตัว $CCII$ ข้อดีของตัวควบคุมแบบนี้คือสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยกระแสไบอัสของตัว $CCII$ แต่ด้วยวงจรที่ยังคงมีตัวต้านทานต่ออยู่นอกอีกทั้งด้วยจำนวนอุปกรณ์แอคทีฟที่มากถึง 8 ตัวจึงยังไม่มีความสะดวกที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

ในปี 2005 นักวิจัย S. Minaei และคณะได้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีที่สร้างขึ้นมาจากอุปกรณ์ $CCII$ [6] มาเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักจำนวน 3 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทานจำนวน 4 ตัวและตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ซึ่งตัวควบคุมนี้ทำงานในโหมดกระแส ลักษณะการต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่สร้างขึ้นมาจาก $CCII$ [6]

เมื่อวิเคราะห์วงจรโดยพิจารณากระแส I_1 จะพบว่า มีค่าเท่ากับ

$$I_1(s) = \left(\frac{R_4}{R_1} + R_4 C_1 s \right) I_{in}(s) \quad (2.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส I_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_2(s) = \frac{R_4}{R_2 R_3 C_2 s} I_{in}(s) \quad (2.38)$$

กระแส I_{out} เกิดจากผลรวมระหว่างกระแส I_1 และ I_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_{out}(s) = \left(\frac{R_4}{R_1} + R_4 C_1 s + \frac{R_4}{R_2 R_3 C_2 s} \right) I_{in}(s) \quad (2.39)$$

ทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีมีค่าเท่ากับ

$$H(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2 R_3 C_2 s} + R_1 C_1 s \right) \quad (2.40)$$

จากสมการที่ 2.40 พบว่าค่าพารามิเตอร์ต่างๆมีดังนี้ โดยที่ K_p มีค่าเท่ากับ

$$K_p = \frac{R_4}{R_1} \quad (2.41)$$

ค่าเวลาคงตัวของส่วนทำปริพันธ์ T_I มีค่าเท่ากับ

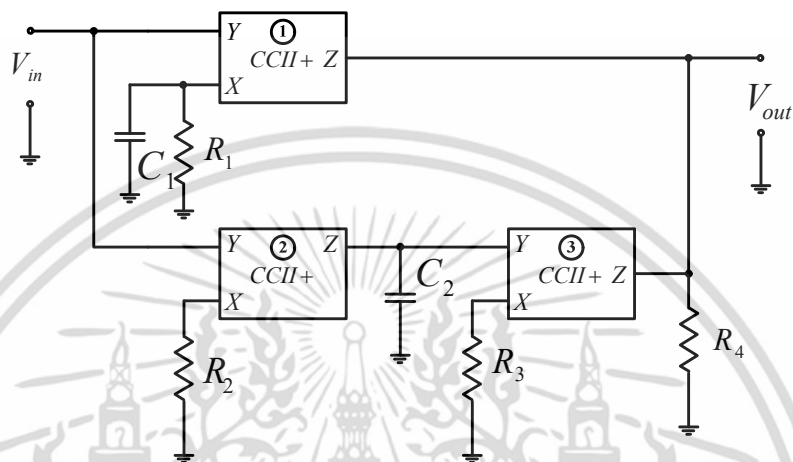
$$T_I = \frac{R_2 R_3 C_2}{R_1} \quad (2.42)$$

และค่าเวลาคงตัวของส่วนอนุพันธ์ T_D มีค่าเท่ากับ

$$T_D = R_1 C_1 \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ยังสามารถประยุกต์ตัวควบคุมพีโอดีจากรูปที่ 2.15 ยังประยุกต์ให้ทำงานได้ในโหมดแรงดันได้โดยง่าย โดยทำการย้ายตำแหน่งตัวต้านทาน R_4 ไปอยู่ที่เอาต์พุตโดยลักษณะการต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ตัวควบคุมพีโอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก CCH [6]

ทั้งนี้เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรโดยพิจารณาแรงดันเอาต์พุตจะพบว่ามีค่าเท่ากับ

$$V_{out}(s) = \left(\frac{R_4}{R_1} + R_4 C_1 s + \frac{R_4}{R_2 R_3 C_2 s} \right) V_{in}(s) \quad (2.44)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีโอดีมีค่าเท่ากับ

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2 R_3 C_2 s} + R_1 C_1 s \right) \quad (2.45)$$

จากสมการที่ 2.45 พบว่าสามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆได้ดังนี้ กล่าวคือ K_p มีค่าเท่ากับ

$$K_p = \frac{R_4}{R_1} \quad (2.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเวลาคงตัวของส่วนทำปรีพันธ์ T_I มีค่าเท่ากับ

$$T_I = \frac{R_2 R_3 C_2}{R_1} \quad (2.47)$$

และค่าเวลาคงตัวของส่วนอนุพันธ์ T_D มีค่าเท่ากับ

$$T_D = R_1 C_1 \quad (2.48)$$

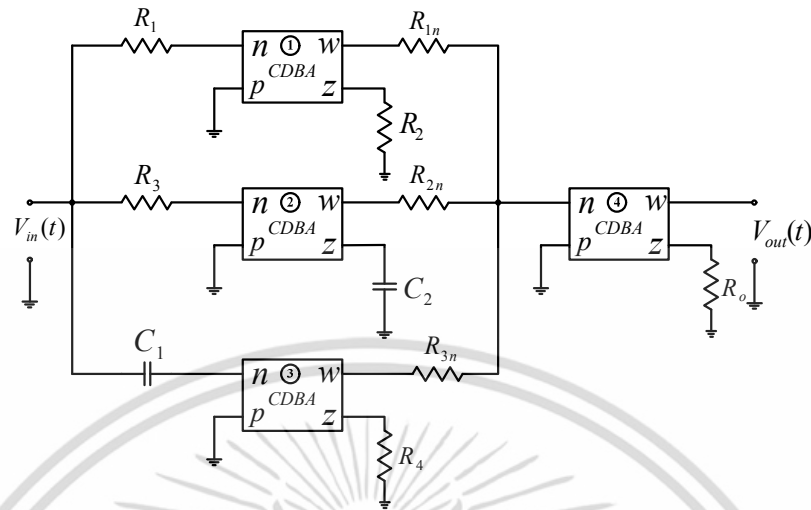
ข้อดีของวงจรในรูปที่ 2.15 และรูปที่ 2.16 คือใช้อุปกรณ์แอคทีฟ $CCII$ เพียง 3 ตัว และสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัส แต่ด้วยวงจรมีการใช้ตัวต้านทานภายนอกทำให้ไม่เหมาะสมที่จะสร้างเป็นวงจรรวม

ในปี 2006 Keskin A. U. ได้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีที่สร้างขึ้นมาจากอุปกรณ์ $CDBA$ [8] เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักจำนวน 4 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทานจำนวน 8 ตัวและตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ซึ่งทำงานในโหมดแรงดัน โดยลักษณะการต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 2.17 โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีตามรูปนี้มีค่าเท่ากับ

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{R_o R_2}{R_1 R_{1n}} + \frac{s R_o}{R_3 C_1 R_{2n}} + \frac{R_o R_4 C_2}{R_{3n} s} \quad (2.49)$$

จากสมการ 2.49 พบว่าค่าพารามิเตอร์ต่างๆมีดังนี้ โดยที่ K_p มีค่าเท่ากับ

$$K_p = \frac{R_o R_2}{R_1 R_{1n}} \quad (2.50)$$



รูปที่ 2.17 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก CDBA [8]

อัตราขยายของส่วนทำปริพันธ์ K_I มีค่าเท่ากับ

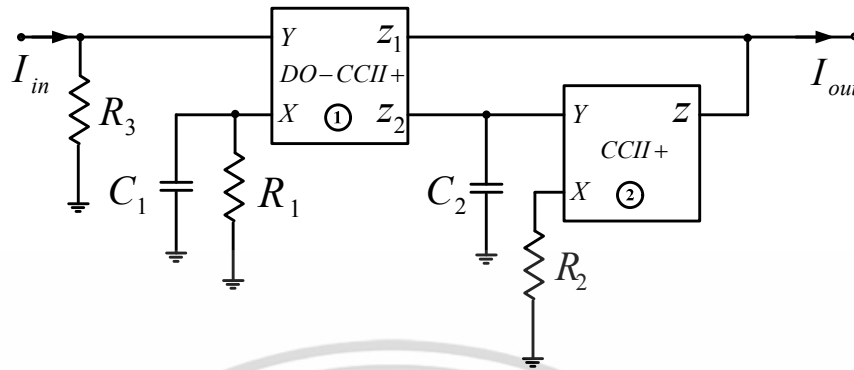
$$K_I = \frac{R_0}{R_3 C_1 R_{2n}} \quad (2.51)$$

และอัตราขยายของส่วนทำอนุพันธ์ K_D มีค่าเท่ากับ

$$K_D = \frac{R_0 R_4 C_2}{R_{3n}} \quad (2.52)$$

ตัวควบคุมพีไอดีจากรูปที่ 2.17 มีข้อดี คือใช้อุปกรณ์แอกทีฟ CDBA เพียง 4 ตัว แต่ด้วยวงจรยังคงใช้ตัวต้านทานภายนอกและตัวเก็บประจุแบบลอยตัวทำให้ไม่เหมาะสมที่จะสร้างเป็นวงจรรวม

ในปี 2006 Erkan Yuce และคณะได้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีที่สร้างขึ้นมาจากอุปกรณ์ DO-CCII และ CCII [9] เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักต่อรวมกับตัวต้านทานจำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ซึ่งทำงานในโหมดกระแส โดยลักษณะการต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 ตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสที่สร้างขึ้นมาจาก $DO-CCII+$ และ $CCII+$ โหมตกระแส [9]

โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีตามรูปนี้มีค่าเท่ากับ

$$H(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \quad (2.53)$$

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆมีดังนี้ โดยที่ K_p มีค่าเท่ากับ

$$K_p = \alpha_1 \beta_1 \frac{R_3}{R_1} + \alpha_2 \beta_1 \beta_2 \gamma_1 \frac{C_1 R_3}{C_2 R_2} \quad (2.54)$$

ค่าเวลาคงตัวของส่วนทำปริพันธ์ T_i มีค่าเท่ากับ

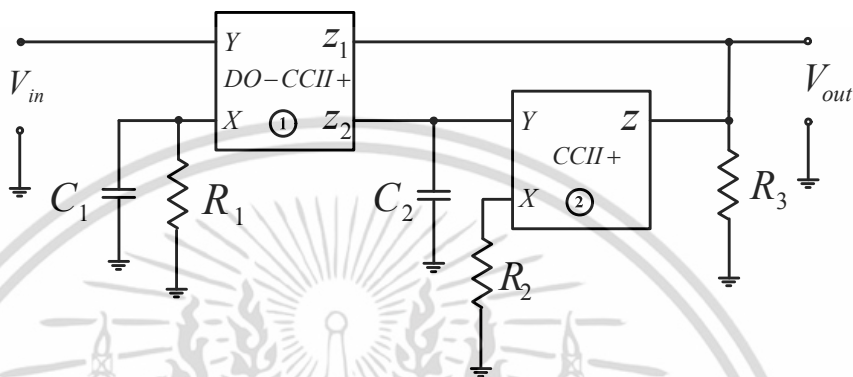
$$T_i = \frac{C_2 R_1 R_2}{\alpha_2 \beta_1 \beta_2 \gamma_1 R_3} \quad (2.55)$$

และค่าเวลาคงตัวของส่วนอนุพันธ์ T_d มีค่าเท่ากับ

$$T_d = \alpha_1 \beta_1 C_1 R_3 \quad (2.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ยังสามารถประยุกต์ตัวควบคุมพีไอดีจากรูปที่ 2.18 ยังประยุกต์ให้ทำงานได้ในโหมดแรงดันได้โดยง่าย โดยทำการย้ายตำแหน่งตัวต้านทาน R_3 ไปอยู่ที่เอาต์พุตโดยลักษณะการต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 ตัวควบคุมพีไอดีโหมดแรงดันที่สร้างขึ้นมาจาก $DO-CCII$ และ $CCII$ โหมดแรงดัน [9]

โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีและค่าพารามิเตอร์ต่างๆมีค่าเท่ากับวงจรในโหมดกระแสทุกประการ ตัวควบคุมพีไอดีจากรูปที่ 2.18 และ 2.19 มีข้อดีคือใช้อุปกรณ์แอคทีฟ $DO-CCII$ เพียง 1 ตัว กับ $CCII$ เพียง 1 ตัว แต่ด้วยวงจรยังคงใช้ตัวต้านทานภายนอกทำให้ไม่เหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวม

2.4 สรุป

ตัวควบคุมพีไอดีเป็นวงจรที่เกิดจากการนำส่วนปรับสัดส่วนของสัญญาณ (Proportional) ส่วนทำการปริพันธ์ (Integral) และส่วนทำการอนุพันธ์ (Derivative) มาประกอบรวมกันเป็นตัวควบคุม โดยการสร้างตัวควบคุมสามารถสร้างขึ้นมาได้จากการใช้อุปกรณ์แอกทีฟในหลายรูปแบบ ทั้งออปแอมป์ วงจร *OTA* , วงจร *CCII* , วงจร *CCCII* และวงจร *CDBA* ซึ่งตัวควบคุมที่สร้างขึ้นมาจากออปแอมป์ , *CCII* และ *CDBA* มีข้อบกพร่องที่สำคัญคือใช้ตัวต้านทานภายนอกต่อรวมอยู่จำนวนมากรวมทั้งใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยตัว อีกทั้งยังไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้มีการวิจัยเพิ่มเติมและนำเสนอวงจรเพื่อลดข้อด้อยเหล่านี้โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ อาทิเช่น *OTA* , *CCCII* และ *DO-CCII* เป็นอุปกรณ์แอกทีฟมาแทนเพื่อลดจำนวนตัวต้านทาน จำนวนตัวเก็บประจุแบบลอยตัว รวมทั้งยังสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่อย่างไรก็ดีด้วยจำนวนอุปกรณ์แอกทีฟที่มากและวงจรที่ซับซ้อนทำให้ยังไม่เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เพื่อลดข้อด้อยของวงจรที่ได้กล่าวมาแล้ว ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอตัวควบคุมพีไอดีแบบใหม่ขึ้นมาซึ่งทำงานในโหมดกระแสที่ปราศจากตัวต้านทานภายนอก รวมทั้งยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยรายละเอียดจะกล่าวในบทที่ 4

บทที่ 3

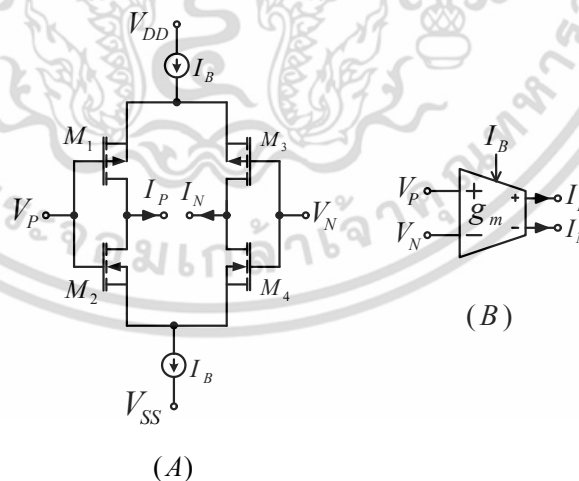
วงจรรพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

3.1 กล่าวนำ

ตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นวงจรรที่ประกอบขึ้นจากรวงจรรย่อยจำนวนสามวงจรร ซึ่งประกอบด้วย วงจรรอินทรีเกรตเตอร์ วงจรรดิฟเฟอเรนเชียล และวงจรรขยายสัญญาณ วงจรรย่อยเหล่านี้ ถูกสร้างขึ้นมาจากรตัวทรานสคอนดักเตอร์ ซึ่งวงจรรทรานสคอนดักเตอร์ถูกสร้างขึ้นมาจากรอุปกรณ์แอคทีฟพี คือ ทรานซิสเตอร์แบบมอส ดังนั้น ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรรทรานสคอนดักเตอร์เพื่อที่จะเป็นพื้นฐานในการออกแบบสร้างตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแส

3.2 วงจรรทรานสคอนดักเตอร์

วงจรรทรานสคอนดักเตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแรงดันให้เป็นสัญญาณกระแสซึ่งนิยมใช้งานมากในวงจรรประมวลผลสัญญาณอนาล็อก [17-19] โดยโครงสร้างของวงจรรประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แบบมอส จำนวน 4 ตัว ต่อร่วมกับแหล่งจ่ายกระแส 2 วงจรร ดังรูปที่ 3.1(A) ซึ่งเป็นโครงสร้างที่เรียบง่ายและสัญลักษณ์ของวงจรรแสดงในรูปที่ 3.1 (B) ในการใช้งานนั้น กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิมตัว โดยละเลยผลของการแปลงผันความยาวช่องนำกระแส และทรานซิสเตอร์แบบ PMOS และ NMOS มีค่าพารามิเตอร์ความนำที่เท่ากัน จากรวงจรรทรานสคอนดักเตอร์ในรูปที่ 3.1 (A) เมื่อแทนทรานซิสเตอร์แบบมอสด้วยวงจรรเทียบเท่า จะได้วงจรรแสดงดังรูปที่ 3.2 โดยคุณสมบัติส่งผ่านจากรแรงดันไปเป็นกระแสสามารถอธิบายดังรายละเอียดต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 วงจรรทรานสคอนดักเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส
(A) โครงสร้างภายใน (B) สัญลักษณ์ตัวทรานสคอนดักเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = (g_{m1} + g_{m3})V_a - g_{m1}V_P - g_{m3}V_N \quad (3.6)$$

จัดรูปสมการที่ 3.6 ได้เป็น

$$V_a = \frac{g_{m1}}{(g_{m1} + g_{m3})}V_P + \frac{g_{m3}}{(g_{m1} + g_{m3})}V_N - \frac{I_D}{(g_{m1} + g_{m3})} \quad (3.7)$$

วิเคราะห์สมการกระแสเอาท์พุท I_N

$$I_N = g_{m3}(V_a - V_N) - g_{m4}(V_N - V_b) \quad (3.8)$$

$$I_N = g_{m3}V_a - g_{m3}V_N - g_{m4}V_N + g_{m4}V_b \quad (3.9)$$

จัดรูปสมการที่ 3.9 ได้เป็น

$$I_N = -(g_{m3} + g_{m4})V_N + g_{m3}V_a + g_{m4}V_b \quad (3.10)$$

พิจารณาที่โหนดกระแสที่โหนด b พบว่า

$$I_s = g_{m2}(V_P - V_b) + g_{m4}(V_N - V_b) \quad (3.11)$$

$$I_s = g_{m2}V_P - g_{m2}V_b + g_{m4}V_N - g_{m4}V_b \quad (3.12)$$

$$I_s = -(g_{m2} + g_{m4})V_b + g_{m2}V_P + g_{m4}V_N \quad (3.13)$$

$$V_b = \frac{g_{m2}}{(g_{m2} + g_{m4})}V_P + \frac{g_{m4}}{(g_{m2} + g_{m4})}V_N - \frac{I_s}{(g_{m2} + g_{m4})} \quad (3.14)$$

หาค่ากระแส I_P โดยแทนค่าแรงดัน V_a จากสมการที่ 3.7 และแรงดัน V_b จากสมการที่ 3.14 ลงในสมการที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_P = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m3}} (g_{m1}V_P + g_{m3}V_N - I_D - g_{m1}V_P - g_{m3}V_P) - \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{m4}} (g_{m2}V_P + g_{m4}V_P - g_{m2}V_P - g_{m4}V_N - I_S) \quad (3.15)$$

จัดรูปสมการที่ 3.15

$$I_P = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m3}} (g_{m3}V_N - I_D - g_{m3}V_P) - \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{m4}} (g_{m4}V_P - g_{m4}V_N - I_S) \quad (3.16)$$

$$I_P = \frac{g_{m1} \cdot g_{m3}}{g_{m1} + g_{m3}} \left(V_N - V_P - \frac{I_D}{g_{m3}} \right) - \frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{m2} + g_{m4}} \left(V_P - V_N - \frac{I_S}{g_{m2}} \right) \quad (3.17)$$

$$I_P = -\frac{g_{m1} \cdot g_{m3}}{g_{m1} + g_{m3}} (V_P - V_N) - \frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{g_{m2} + g_{m4}} (V_P - V_N) - \frac{I_D}{g_{m3}} - \frac{I_S}{g_{m2}} \quad (3.18)$$

กำหนดให้ค่าความนำของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าเท่ากับ $g_{m1} = g_{m3}$ และ $g_{m2} = g_{m4}$ จากนั้นแทนค่าในสมการที่ 3.18

$$I_P = -\frac{g_{m1}^2}{2g_{m1}} (V_P - V_N) - \frac{g_{m2}^2}{2g_{m2}} (V_P - V_N) - \frac{I_D}{g_{m1}} - \frac{I_S}{g_{m2}} \quad (3.19)$$

กำหนดให้ค่าความนำ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ จากนั้นแทนค่าในสมการที่ 3.19

$$I_P = -\frac{g_m^2}{2g_m} (V_P - V_N) - \frac{g_m^2}{2g_m} (V_P - V_N) - \frac{I_D}{g_m} - \frac{I_S}{g_m} \quad (3.20)$$

$$I_P = -\frac{g_m}{2} (V_P - V_N) - \frac{g_m}{2} (V_P - V_N) - \frac{I_D}{g_m} - \frac{I_S}{g_m} \quad (3.21)$$

$$I_P = -g_m (V_P - V_N) - \frac{I_D}{g_m} - \frac{I_S}{g_m} \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรเทียบเท่าพบว่ากระแส $I_B = I_D = (-I_s)$ แทนค่าลงในสมการที่ 3.22

$$I_P = -g_m(V_P - V_N) - \frac{I_B}{g_m} + \frac{I_B}{g_m} \quad (3.23)$$

กระแส I_P มีค่าเท่ากับ

$$I_P = -g_m(V_P - V_N) \quad (3.24)$$

หาค่ากระแส I_N โดยแทนค่าแรงดัน V_a จากสมการที่ 3.7 และแรงดัน V_b จากสมการที่ 3.14 ลงในสมการที่ 3.8

$$I_N = \frac{g_{m3}}{g_{m1} + g_{m3}} (g_{m1}V_P + g_{m3}V_N - I_D - g_{m1}V_N - g_{m3}V_N) - \frac{g_{m4}}{g_{m2} + g_{m4}} (g_{m2}V_N + g_{m4}V_N - g_{m2}V_P - g_{m4}V_N - I_s) \quad (3.25)$$

จัดรูปสมการที่ 3.25

$$I_N = \frac{g_{m3}}{g_{m1} + g_{m3}} (g_{m1}V_P - I_D - g_{m1}V_N) - \frac{g_{m4}}{g_{m2} + g_{m4}} (g_{m2}V_N - g_{m2}V_P - I_s) \quad (3.26)$$

$$I_N = \frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{m1} + g_{m3}} \left(V_P - V_N - \frac{I_D}{g_{m1}} \right) - \frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m2} + g_{m4}} \left(V_N - V_P - \frac{I_s}{g_{m4}} \right) \quad (3.27)$$

$$I_N = \frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{m1} + g_{m3}} (V_P - V_N) + \frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{m2} + g_{m4}} (V_P - V_N) - \frac{I_s}{g_{m4}} - \frac{I_D}{g_{m1}} \quad (3.28)$$

กำหนดให้ค่าความนำของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าเท่ากับ $g_{m1} = g_{m3}$ และ $g_{m2} = g_{m4}$ จากนั้นแทนค่าในสมการที่ 3.28

$$I_N = \frac{g_{m1}^2}{2g_{m1}} (V_P - V_N) + \frac{g_{m2}^2}{2g_{m2}} (V_P - V_N) - \frac{I_s}{g_{m2}} - \frac{I_D}{g_{m1}} \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ค่าความนำ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ จากนั้นแทนค่าในสมการที่ 3.29

$$I_N = \frac{g_m}{2}(V_P - V_N) + \frac{g_m}{2}(V_P - V_N) - \frac{I_s}{g_m} - \frac{I_D}{g_m} \quad (3.30)$$

$$I_N = g_m(V_P - V_N) - \frac{I_s}{g_m} - \frac{I_D}{g_m} \quad (3.31)$$

จากวงจรเทียบเท่าพบว่ากระแส $I_B = I_D = (-I_s)$ แทนค่าลงในสมการที่ 3.31

$$I_N = g_m(V_P - V_N) + \frac{I_B}{g_m} - \frac{I_B}{g_m} \quad (3.32)$$

กระแส I_N มีค่าเท่ากับ

$$I_N = g_m(V_P - V_N) \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.24) และ สมการที่ (3.33) พบว่า วงจรตามรูปที่ 1(A) นั้นทำหน้าที่เป็นวงจรทรานส์คอนดักเตอร์ซึ่งกระแส I_N มีทิศทางตรงข้ามกับกระแส I_P โดยที่ค่ากระแสของวงจรเกิดจากผลต่างระหว่างแรงดันอินพุต V_P และ V_N คูณด้วยค่าความนำ g_m ซึ่งค่าความนำขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส I_B

$$g_m = \sqrt{I_B \mu C_{OX} \left(\frac{W}{L} \right)} \quad (3.34)$$

เมื่อ

I_B คือกระแสไบอัสในวงจร

μ คือค่าความคล่องตัวในการเคลื่อนที่ของประจุพาหะ

C_{OX} คือค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจากซิลิกอนออกไซด์ระหว่างเกตกับช่องทางเดินกระแสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

W คือความกว้างของช่องทางเดินกระแส

L คือความยาวของช่องทางเดินกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่กล่าวมาพบว่าวงจรทรานคอนคเตอร์แบบสองเอาต์พุตในรูปที่ 3.2 มีค่าทรานคอนคเตอร์แกนซ์ขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส I_B ดังนั้น การใช้วงจรทรานคอนคเตอร์ดังที่กล่าวมาทำให้มีข้อดีเช่นเดียวกับการใช้อุปกรณ์ *CCCI* และ *OTA* ซึ่งในรายละเอียดจะกล่าวต่อไปในบทที่ 4

3.3 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงวงจรพื้นฐานที่สำคัญคือวงจรทรานคอนคเตอร์แบบสองเอาต์พุต โดยวงจรถูกสร้างขึ้นมาจากมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีและชนิดเอ็นอย่างละสองตัวและค่าทรานคอนคเตอร์แกนซ์นั้นสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจร ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีโดยการประยุกต์ใช้วงจรทรานคอนคเตอร์ในการการสร้าง โดยนำคุณสมบัติเบื้องต้นที่กล่าวมาลดข้อด้อยในส่วนของตัวควบคุมพีไอดีที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ดังรายละเอียดที่จะได้กล่าวต่อไป



บทที่ 4

ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสแบบใหม่

4.1 กล่าวนำ

จากวงจรตัวควบคุมพีไอดีที่ได้กล่าวในบทที่ 2 พบว่า วงจรมีข้อด้อยอยู่หลายประการ อาทิเช่น ใช้ตัวต้านทานภายนอกและตัวเก็บประจุแบบลอยตัว มีอุปกรณ์แอคทีฟจำนวนมาก และไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ในบทนี้จึงได้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่ปราศจากตัวต้านทานภายนอกและสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจรทรานสคอนดักเตอร์เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก เนื้อหาในบทนี้ จะกล่าวถึงหลักการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแส วงจรที่นำเสนอ และการจำลองการทำงานของตัวควบคุมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ดังรายละเอียดที่จะกล่าวต่อไป

4.2 หลักการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแส

สำหรับหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสแบบใหม่โดยใช้วงจรทรานสคอนดักเตอร์เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก จากคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีในสมการที่ 2.2 นำมาใช้ออกแบบโครงสร้างของวงจรตัวควบคุม ซึ่งจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมได้เป็น

$$H(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (4.1)$$

จากสมการที่ 4.1 เมื่อเขียนให้เป็นสมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตและกระแสอินพุตของตัวควบคุมในโดเมนความถี่เชิงซ้อน หรือโดเมน s จะได้ว่า

$$I_{out}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) I_{in}(s) \quad (4.2)$$

จากสมการที่ 4.2 พบว่า ตัวควบคุมพีไอดีมีส่วนประกอบ 3 ส่วนต่อขนานกัน โดยทั้งสามส่วนมีค่าอัตราขยาย K_p เป็นตัวแปรหลักที่ถูกคูณอยู่ ส่วนแรกมีอัตราการขยายเท่ากับหนึ่ง ส่วนที่สองเป็นส่วนการทำปริพันธ์ทางเวลาของสัญญาณด้วยเวลาคงตัว T_I และส่วนที่สามเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ทำอนุพันธ์ทางเวลาของสัญญาณด้วยเวลาคงตัว T_D โดยแนวทางในการสร้างและการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่นำเสนอนี้ได้แสดงเป็นแผนผังการทำงานดังในรูปที่ 4.1 สามารถอธิบายได้ดังนี้กล่าวคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนแรกเมื่อกำหนดให้กระแส $I_1(t) = I_2(t) = I_3(t)$ เป็นกระแสเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณที่มีอินพุตเป็น $I_{in}(t)$ โดยมีความสัมพันธ์ในโดเมนความถี่เชิงซ้อนเป็น

$$I_1(s) = K_P I_{in}(s) \quad (4.3)$$

ส่วนกระแส $I_2(t)$ จะเป็นอินพุตของตัวทำปรีพัน์ด้วยเวลาคงตัว T_I ได้เป็นกระแสเอาต์พุตเป็น $I_I(t)$ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ในโดเมนความถี่เชิงซ้อนเป็น

$$I_I(s) = \frac{K_P}{T_I s} I_{in}(s) \quad (4.4)$$

และกระแส $I_3(t)$ เป็นอินพุตให้กับของตัวทำอนุพันธ์ด้วยเวลาคงตัว T_D ได้เป็นกระแสเอาต์พุต $I_D(t)$ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ในโดเมนความถี่เชิงซ้อนเป็น

$$I_D(s) = K_P T_D s I_{in}(s) \quad (4.5)$$

โดยที่กระแสเอาต์พุตของตัวควบคุม $I_{out}(t)$ เกิดจากผลรวมของกระแส $I_1(t)$, $I_I(t)$ และ $I_D(t)$ ดังสมการที่ 4.6 ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ในโดเมนความถี่เชิงซ้อนเป็นดังสมการที่ 4.7

$$I_{out}(s) = I_1(s) + I_I(s) + I_D(s) \quad (4.6)$$

แทนค่ากระแส $I_1(t)$, $I_I(t)$ และ $I_D(t)$ จากสมการที่ 4.3 – 4.5 ลงในสมการที่ 4.6

$$I_{out}(s) = K_P I_{in}(s) + \frac{K_P}{T_I s} I_{in}(s) + K_P T_D s I_{in}(s) \quad (4.7)$$

จัดรูปสมการที่ 4.7

$$I_{out}(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right) I_{in}(s) \quad (4.8)$$

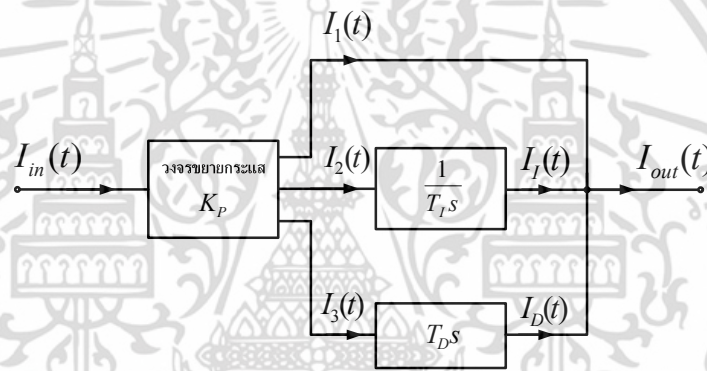
จากสมการที่ 4.8 พบว่า เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีดังสมการที่ 4.1 ดังที่กล่าวมาข้างต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

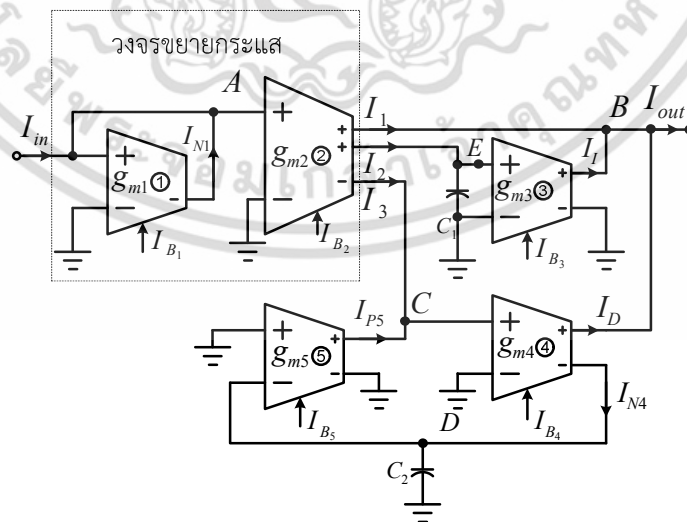
จากหลักการที่กล่าวมาแล้วสามารถนำมาออกแบบเป็นตัวควบคุมพีไอดีได้ดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งตัวควบคุมนี้ประกอบด้วยวงจรรขยายกระแสแบบสามเอาต์พุต วงจรปริพันธ์และวงจรรอนุพันธ์ทำงานร่วมกัน

4.3 ตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสที่นำเสนอ

จากบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 เมื่ออาศัยคุณสมบัติของตัวทรานสดักเตอร์ที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.2 จะทำให้ได้ตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสดังแสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งประกอบด้วยตัวทรานสดักเตอร์แบบสองเอาต์พุตจำนวน 4 ตัว ตัวทรานสดักเตอร์แบบสามเอาต์พุตจำนวน 1 ตัว และตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เพียงสองตัวเท่านั้น โดยการทำงานของวงจรมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมโหมตกระแสที่นำเสนอ



รูปที่ 4.2 ตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 4.2 ตัวทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 1 จะทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงสัญญาณกระแสให้เป็นสัญญาณแรงดันโดยความสัมพันธ์ในโดเมนเชิงซ้อนที่โหนด A เป็น

$$V_A(s) = \frac{I_{in}(s)}{g_{m1}} \quad (4.9)$$

โดยที่แรงดัน $V_A(s)$ เป็นแรงดันที่ป้อนให้กับตัวทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 2 และมีกระแสไหลออกคือกระแส $I_1(t)$, $I_2(t)$ และ $I_3(t)$ โดยกระแส $I_1(t)$ ที่อยู่ในรูปแบบโดเมนความถี่เชิงซ้อนจะมีค่าเท่ากับ

$$I_1(s) = g_{m2}(V_A - 0) \quad (4.10)$$

แทนค่าแรงดัน V_A จากสมการที่ 4.9 ลงในสมการที่ 4.10

$$I_1(s) = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_{in}(s) \quad (4.11)$$

กระแส $I_2(t)$ ในรูปแบบโดเมนความถี่เชิงซ้อนจะมีค่าเท่ากับมีค่าเท่ากับ

$$I_2(s) = g_{m2}(V_A - 0) \quad (4.12)$$

แทนค่าแรงดัน V_A จากสมการที่ 4.9 ลงในสมการที่ 4.12

$$I_2(s) = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_{in}(s) \quad (4.13)$$

กระแส $I_3(t)$ ในรูปแบบโดเมนความถี่เชิงซ้อนจะมีค่าเท่ากับ

$$I_3(s) = -g_{m2}(V_A - 0) \quad (4.14)$$

แทนค่าแรงดัน V_A จากสมการที่ 4.9 ลงในสมการที่ 4.14

$$I_3(s) = -\frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_{in}(s) \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส $I_2(s)$ ถูกป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรอินทรีเกรเตอร์ที่ประกอบขึ้นจากวงจรทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 3 และตัวเก็บประจุ C_1 ทำให้ได้กระแส $I_1(t)$ ในโดเมนความถี่เชิงซ้อนเป็น

$$I_1(s) = g_{m3}(V_{C_1} - 0) \quad (4.16)$$

ที่โหนด E แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_{C_1} มีค่าเท่ากับ

$$V_{C_1}(s) = Z_{C_1} \cdot I_2(s) \quad (4.17)$$

โดยที่ค่าอิมพีแดนซ์ Z_{C_1} มีค่าเท่ากับ

$$Z_{C_1} = \frac{1}{sC_1} \quad (4.18)$$

แทนค่ากระแส $I_2(s)$ จากสมการที่ 4.13 และค่าอิมพีแดนซ์ Z_{C_1} จากสมการที่ 4.18 ลงในสมการที่ 4.17

$$V_{C_1}(s) = \frac{1}{sC_1} \cdot \frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_{in}(s) \quad (4.19)$$

แทนค่าแรงดัน $V_{C_1}(s)$ จากสมการที่ 4.19 ลงในสมการที่ 4.16

$$I_1(s) = \frac{g_{m3} \cdot g_{m2}}{sC_1 \cdot g_{m1}} I_{in}(s) \quad (4.20)$$

กระแส $I_3(s)$ ถูกป้อนเป็นกระแสอินพุตให้กับวงจรอนุพัทธ์ซึ่งประกอบขึ้นจากตัวทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 4 และตัวตัวทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 5 ต่อเข้ากับตัวเก็บประจุ C_2 โดยมีกระแส $I_D(s)$ เป็นกระแสเอาต์พุต พิจารณากระแสที่โหนด C ซึ่งจะพบว่า

$$I_3(s) + I_{p5}(s) = 0 \quad (4.21)$$

จัดรูปสมการที่ 4.21

$$I_3(s) = -I_{p5}(s) \quad (4.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งกระแส $I_{P5}(s)$ มีค่าเท่ากับ

$$I_{P5}(s) = g_{m5}(0 - V_{C2}) \quad (4.23)$$

โดยที่แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_{C2} มีค่าเท่ากับ

$$V_{C2}(s) = I_{N4}(s) \cdot Z_{C2} \quad (4.24)$$

โดยที่ค่าอิมพีแดนซ์ Z_{C2} มีค่าเท่ากับ

$$Z_{C2} = \frac{1}{sC_2} \quad (4.25)$$

แทนค่าอิมพีแดนซ์ Z_{C2} จากสมการที่ 4.25 ลงในสมการที่ 4.24

$$V_{C2}(s) = I_{N4}(s) \cdot \frac{1}{sC_2} \quad (4.26)$$

แทนค่าแรงดัน V_{C2} จากสมการที่ 4.26 ลงในสมการที่ 4.23

$$I_{P5}(s) = -g_{m5} \cdot \frac{1}{sC_2} \cdot I_{N4}(s) \quad (4.26)$$

จากวงจรพบว่ากระแส $I_{P4}(s)$ มีความสัมพันธ์กับกระแส $I_D(s)$ และกระแส $I_{N4}(s)$ ดังสมการที่ 4.27

$$I_D(s) = I_{P4}(s) = -I_{N4} \quad (4.27)$$

แทนค่ากระแส $I_D(s) = -I_{N4}$ และจัดรูปสมการที่ 4.27

$$I_{P5}(s) = g_{m5} \cdot \frac{1}{sC_2} \cdot I_D(s) \quad (4.28)$$

$$I_D(s) = \frac{sC_2}{g_{m5}} \cdot I_{P5}(s) \quad (4.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกระแส $I_{p5}(s) = -I_3(s)$ ในสมการที่ 4.22 นำมาแทนค่าลงในสมที่ 4.29

$$I_D(s) = \frac{g_{m2}sC_2}{g_{m1}g_{m5}} I_{in}(s) \quad (4.30)$$

ที่โหนด B กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$I_{out}(s) = I_1(s) + I_I(s) + I_D(s) \quad (4.31)$$

แทนค่ากระแส $I_1(s)$ จากสมการที่ 4.10 กระแส $I_I(s)$ จากสมการที่ 4.20 และกระแส $I_D(s)$ จากสมการที่ 4.30 ลงในสมการที่ 4.31

$$I_{out}(s) = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_{in}(s) + \frac{g_{m3}g_{m2}}{g_{m1}sC_1} I_{in}(s) + \frac{g_{m2}sC_2}{g_{m1}g_{m5}} I_{in}(s) \quad (4.30)$$

จัดรูปสมการที่ 4.30 ให้อยู่ในรูปแบบสมการตัวควบคุมพีไอดีดังสมการที่ (4.2) ได้เป็น

$$I_{out}(s) = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left[1 + \frac{g_{m3}}{sC_1} + \frac{sC_2}{g_{m5}} \right] I_{in}(s) \quad (4.31)$$

เมื่อเปรียบเทียบฟังก์ชันถ่ายโอนจากสมการที่ 4.31 กับฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอดีจากสมการที่ (4.2) จะทำให้ค่าอัตราขยายของการปรับสัดส่วน K_p มีค่าเท่ากับ

$$K_p = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (4.32)$$

ค่าคงตัวทางเวลาของการอินทิเกรต T_I มีค่าเท่ากับ

$$T_I = \frac{C_1}{g_{m3}} \quad (4.33)$$

ค่าคงตัวทางเวลาของการอนุพันธ์ T_D มีค่าเท่ากับ

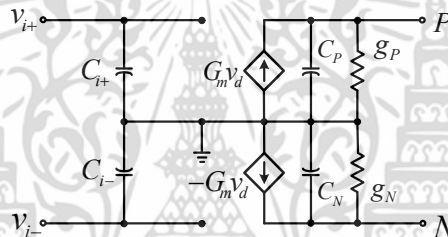
$$T_D = \frac{C_2}{g_{m5}} \quad (4.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

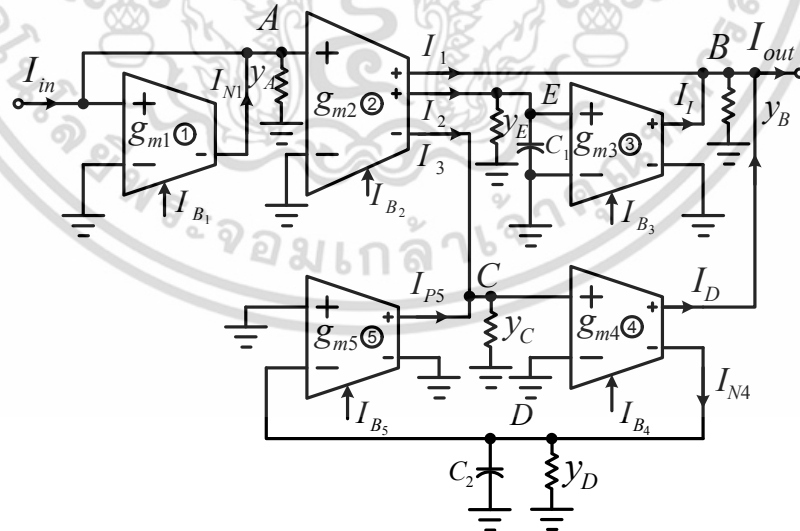
ซึ่งจากสมการที่ 4.32 ถึง 4.34 พบว่าค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ของตัวควบคุมสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ด้วยกระแสไบอัส I_B ของวงจรถรานสคอนดักเตอร์

4.4 ผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงของวงจรถรานสคอนดักเตอร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงของวงจรถรานสคอนดักเตอร์ที่มีผลต่อการทำงานของตัวควบคุมพีไอดีโหนดกระแสที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ผ่านมาแล้วนั้น โดยวงจรถรานสคอนดักเตอร์ที่รวมอุปกรณ์แฝงเข้าไปด้วยนั้นแสดงดังรูปที่ 4.3 ซึ่งที่ขั้วอินพุตประกอบด้วยตัวเก็บประจุแฝง C_{i+} และ C_{i-} และที่ขั้วเอาต์พุตประกอบด้วยตัวเก็บประจุแฝง C_p, C_N และตัวความนำแฝง g_p, g_N เมื่อรวมผลกระทบของอุปกรณ์แฝงเหล่านี้ การวิเคราะห์การทำงานของตัวควบคุมพีไอดีโหนดกระแสที่ได้นำเสนอนั้นจะมีผลลัพธ์ดังนี้



รูปที่ 4.3 วงจรถรานสคอนดักเตอร์ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์แฝง



รูปที่ 4.4 ตัวควบคุมพีไอดีโหนดกระแสที่ประกอบด้วยอุปกรณ์แฝง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์กระแสที่โหนด A จากวงจรในรูปที่ 4.4 มีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเป็น

$$I_{in} + I_{N1} = 0 \quad (4.35)$$

โดยที่ I_{N1} เป็นกระแสเอาต์พุตของตัวทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 1 มีค่าเท่ากับ

$$I_{N1} = -g_{m1}(V_A - 0) \quad (4.36)$$

แทนค่ากระแส I_{N1} ลงในสมการที่ 4.35

$$I_{in} = g_{m1} \cdot V_A \quad (4.37)$$

เมื่อรวมค่าความนำแฝงและค่าความจุแฝงที่โหนด A จัดรูปสมการที่ 4.37 ได้เป็น

$$V_A = \frac{I_{in}}{g_{m1} + y_A} \quad (4.38)$$

โดยที่ $y_A = g_{p1} + s(C_{I1+} + C_{I(2-1)+} + C_{I(2-2)+})$

ที่โหนด E มีความสัมพันธ์ของกระแสเป็น

$$I_2 - I_E = 0 \quad (4.39)$$

โดยที่กระแส I_2 มีค่าเท่ากับ

$$I_2 = g_{m2}(V_A - 0) \quad (4.40)$$

จัดรูปสมการ

$$I_2 = g_{m2} \cdot V_A \quad (4.41)$$

ที่โหนด E เมื่อคิดค่าความนำแฝงและค่าความจุแฝง I_E จะมีค่าเท่ากับ

$$I_E = y_E \cdot V_E \quad (4.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่ากระแส I_2 จากสมการที่ 4.40 และค่ากระแส I_E จากสมการที่ 4.42 ลงในสมการที่ 4.39

$$g_{m2} \cdot V_A - y_E \cdot V_E = 0 \quad (4.43)$$

จัดรูปสมการที่ 4.43

$$V_E = \frac{g_{m2} \cdot V_A}{y_E} \quad (4.44)$$

โดยที่ $y_E = g_{P(2-2)} + s(C_1 + C_{I3+} + C_{P(2-2)})$
พิจารณากระแสเอาต์พุตจากตัวทรานสดักเตอร์ตัวที่ 3

$$I_I = g_{m3}(V_E - 0) \quad (4.45)$$

แทนค่าแรงดัน V_E จากสมการที่ 4.44 ลงในสมการที่ 4.45 พบว่ากระแสเอาต์พุตที่ผ่านวงจรอินทริเกอร์
เตอร์เมื่อรวมค่าความนำแฝงและค่าความจุแฝงมีค่าเท่ากับ

$$I_I = \frac{g_{m2} g_{m3}}{y_E} V_A \quad (4.46)$$

ที่โหนด C มีความสัมพันธ์ของกระแสเป็น

$$I_3 + I_{P5} = I_C \quad (4.47)$$

โดยที่ I_3 คือกระแสเอาต์พุตของตัวทรานสดักเตอร์ตัวที่ 2 มีค่าเท่ากับ

$$I_3 = -g_{m2}(V_A - 0) \quad (4.48)$$

จัดรูปสมการที่ 4.48

$$I_3 = -g_{m2} \cdot V_A \quad (4.49)$$

ในขณะที่ I_{P5} เป็นกระแสเอาต์พุตของตัวทรานสดักเตอร์ตัวที่ 5 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{P5} = g_{m5}(0 - V_D) \quad (4.50)$$

โดยที่ V_D คือแรงดันตกร่วมตัวเก็บประจุที่โหนด D และทำการจัดรูปสมการ

$$I_{P5} = -g_{m5}V_D \quad (4.51)$$

กระแส I_C เมื่อรวมค่าความนำแฝงและค่าความจุแฝงมีค่าเท่ากับ

$$I_C = y_C V_C \quad (4.52)$$

โดยที่ความนำแฝงและค่าความจุแฝง y_C มีค่าเท่ากับ $y_C = g_{P(2-2)} + g_{P5} + s(C_{N(2-2)} + C_{I4+} + C_{P5})$ และแทนค่ากระแส I_3 จากสมการที่ 4.49 ค่ากระแส I_{P5} จากสมการที่ 4.51 และค่ากระแส I_C จากสมการที่ 4.52 ลงในสมการที่ 4.47

$$-g_{m2}V_A - g_{m5}V_D = y_C V_C \quad (4.52)$$

ที่โหนด D มีความสัมพันธ์ของกระแสเป็น

$$I_{N4} - I_D = 0 \quad (4.53)$$

โดยที่ I_{N4} เป็นกระแสเอาต์พุตของตัวทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 4 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$I_{N4} = -g_{m4}(V_C - 0) \quad (4.54)$$

จัดรูปสมการที่ 4.54

$$I_{N4} = -g_{m4}V_C \quad (4.55)$$

กระแส I_D เมื่อรวมค่าความนำแฝงและค่าความจุแฝงมีค่าเท่ากับ

$$I_D = y_C V_D \quad (4.56)$$

โดยที่ความนำแฝงและค่าความจุแฝง y_D มีค่าเท่ากับ $y_D = g_{N4} + s(C_2 + C_{I5-} + C_{N4})$ และแทนค่ากระแส I_{N4} จากสมการที่ 4.55 และค่ากระแส I_D จากสมการที่ 4.56 ลงในสมการที่ 4.53

$$-g_{m4}V_C - y_D V_D = 0 \quad (4.57)$$

จัดรูปสมการที่ 4.57

$$V_D = -\frac{g_{m4}}{y_D} V_C \quad (4.58)$$

แทนค่าแรงดัน V_D จากสมการที่ 4.58 ลงในสมการที่ 4.52

$$-g_{m2}V_A - g_{m5}\left(-\frac{g_{m4}}{y_D}V_C\right) = y_C V_C \quad (4.59)$$

จัดรูปสมการที่ 4.59

$$-g_{m2}V_A = y_C V_C - \frac{g_{m4}g_{m5}}{y_D} V_C \quad (4.60)$$

จัดรูปสมการที่ 4.60

$$g_{m2}V_A = \left(\frac{g_{m4}g_{m5}}{y_D} - y_C\right) V_C \quad (4.61)$$

แรงดัน V_C ในเทอมของ V_A มีค่าเท่ากับ

$$V_C = \frac{g_{m2}}{\left(\frac{g_{m4}g_{m5}}{y_D} - y_C\right)} V_A \quad (4.62)$$

ที่โหนด B มีความสัมพันธ์ของกระแสเป็น

$$I_1 + I_I + I_{P4} = I_B + I_{out} \quad (4.63)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ I_1 เป็นกระแสเอาต์พุตของตัวทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$I_1 = g_{m2}(V_A - 0) \quad (4.64)$$

จัดรูปสมการที่ 4.64

$$I_1 = g_{m2}V_A \quad (4.65)$$

กระแส I_{P4} เป็นกระแสเอาต์พุตของตัวทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 4 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$I_{P4} = g_{m4}(V_C - 0) \quad (4.66)$$

จัดรูปสมการที่ 4.66

$$I_{P4} = g_{m4}V_C \quad (4.67)$$

แรงดันที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$V_B = \frac{I_B}{y_B} \quad (4.68)$$

จัดรูปสมการที่ 4.68

$$I_B = y_B V_B \quad (4.69)$$

โดยที่ค่าความนำแฝงและค่าความจุแฝงที่โหนด B มีค่าเท่ากับ

$$y_B = g_{P(2-1)} + g_{P3} + g_{P4} + s(C_{P(2-1)} + C_{P3} + C_{P4}) \quad (4.70)$$

จากสมการที่ 4.63 จัดรูปแบบสมการได้เป็น

$$I_{out} = I_1 + I_I + I_{P4} - I_B \quad (4.71)$$

แทนค่ากระแส I_1 จากสมการที่ 4.65 ค่ากระแส I_I จากสมการที่ 4.46 ค่ากระแส I_{P4} จากสมการที่ 4.67 และค่ากระแส I_B จากสมการที่ 4.69 ลงในสมการที่ 4.71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{out} = g_{m2}V_A + \frac{g_{m2}g_{m3}}{y_E}V_A + g_{m4}V_C - y_B V_B \quad (4.72)$$

แทนค่าแรงดัน V_C จากสมการที่ 4.62 ลงในสมการที่ 4.72

$$I_{out} = g_{m2}V_A + \frac{g_{m2}g_{m3}}{y_E}V_A + \frac{g_{m2}g_{m4}}{\left(\frac{g_{m4}g_{m5}}{y_D} - y_C\right)}V_A - y_B V_B \quad (4.73)$$

แทนค่าแรงดัน V_A จากสมการที่ 4.38 ลงในสมการที่ 4.73

$$I_{out} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + y_A}I_{in} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{(g_{m1} + y_A)y_E}I_{in} + \frac{g_{m2}g_{m4}}{\left(\frac{g_{m4}g_{m5}}{y_D} - y_C\right)(g_{m1} + y_A)}I_{in} - y_B V_B \quad (4.74)$$

เนื่องจากตัวเก็บประจุแฝงและตัวความนำแฝงมีค่าน้อยมาก นั่นคือ y_A, y_B และ y_C จะมีกระทบกับการทำงานของตัวควบคุมพีเอตใน ช่วงความถี่สูงมาก จึงควรเลือกย่านการทำงานของตัวควบคุมให้อยู่ในย่านที่ต่ำกว่าความถี่สูงดังกล่าว เมื่อละเอียดผลดังกล่าวนี้ จากสมการที่ 4.74 จะได้ว่า

$$I_{out} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}}I_{in} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m1}y_E}I_{in} + \frac{g_{m2}g_{m4}}{\left(\frac{g_{m4}g_{m5}}{y_D}\right)g_{m1}}I_{in} \quad (4.75)$$

จัดรูปสมการที่ 4.75

$$I_{out} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}}I_{in} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m1}y_E}I_{in} + \frac{g_{m2}y_D}{g_{m1}g_{m5}}I_{in} \quad (4.76)$$

ส่วนการลดผลจากค่าความนำและค่าความจุแฝง y_D และ y_E จากสมการ

$$y_D = g_{N4} + s(C_2 + C_{I5-} + C_{N4}) \quad (4.77)$$

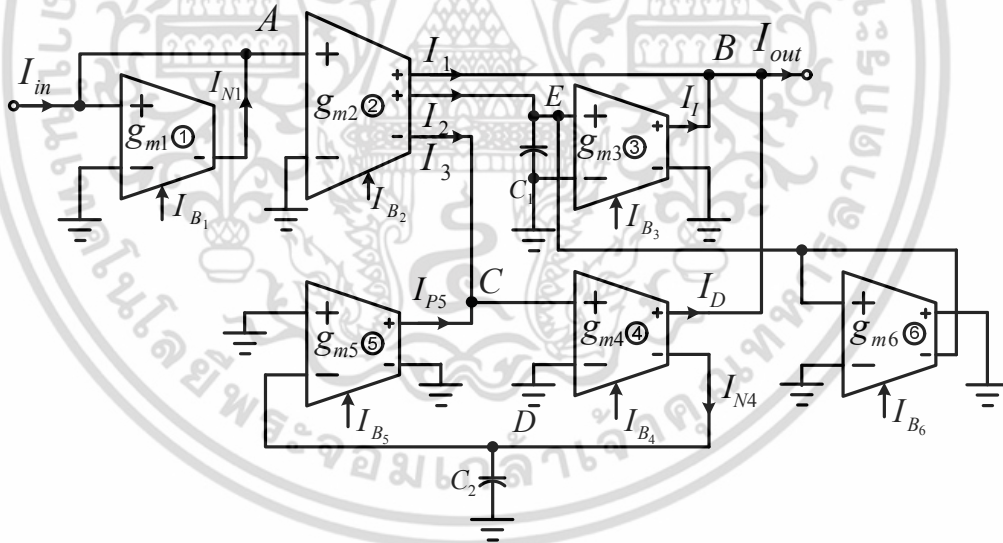
$$y_E = g_{P(2-2)} + s(C_1 + C_{I3+} + C_{P(2-2)}) \quad (4.78)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 4.77 และ 4.78 นั้นแสดงให้เห็นถึงค่าความนำและความจุแฝง ในส่วนของตัวเก็บประจุแฝง ในเทอมของ y_D นั้นสามารถลดได้ด้วยการเลือกค่าตัวเก็บประจุโดยมีเงื่อนไข $C_2 \gg C_{5-} + C_{N4}$ และใน ส่วนของตัวเก็บประจุแฝงในเทอมของ y_E นั้นสามารถลดได้ด้วยการเลือกค่าตัวเก็บประจุโดยมีเงื่อนไข $C_1 \gg C_{I3+} + C_{P(2-2)}$ นอกจากนี้ที่โหนด E ยังมีค่าความนำแฝงต่ออยู่นั้นคือ $g_{P(2-2)}$ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของตัวควบคุมที่นำเสนอในย่านความถี่ต่ำ ฉะนั้นในการลดผลกระทบจากค่าความนำแฝงที่พอร์ตเอาต์พุตของตัวควบคุมจึงนำวงจรความนำแบบลบต่อเข้ากับเอาต์พุตของตัวควบคุม ซึ่งค่าความนำของตัวควบคุมแบบลบนี้อาจเท่ากับ

$$G_{COMPENSATE} = -G_m \quad (4.79)$$

จากสมการที่ 4.79 พบว่า ต้องเลือกค่า G_m ให้มีค่าเท่ากับค่าความนำแฝง $g_{P(2-2)}$ จากนั้นนำวงจรความนำแบบลบต่อเข้ากับโหนด E ของตัวควบคุมเพื่อชดเชยค่าความนำแฝงที่โหนด E ดังแสดงในวงจรรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสที่นำเสนอที่มีการชดเชยค่าความนำแฝงของวงจรทรานส์คอนดักเตอร์ที่ย่านการทำงานความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสซึ่งประกอบขึ้นจากวงจรทรานสคอนดักเตอร์จำนวน 6 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลกราวนด์เพียงสองตัวเท่านั้นโดยปราศจากการต่อตัวต้านทานภายนอก ตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอนี้มีคุณสมบัติที่น่าสนใจ กล่าวคือ โครงสร้างเป็นตัวควบคุมที่ทำงานในโหมดกระแสโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรสามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสที่ตัวทรานสคอนดักเตอร์ และยังพบว่าตัวทรานสคอนดักเตอร์มีตัวความนำและตัวเก็บประจุแฝงที่พอร์ทอินพุทและเอาต์พุทอยู่ อย่างไรก็ตามปัญหานี้สามารถลดได้ด้วยการใช้วงจรชดเชยความนำแฝงต่อเข้าที่ตัวควบคุมเพื่อลดอิทธิพลดังกล่าว



บทที่ 5

การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

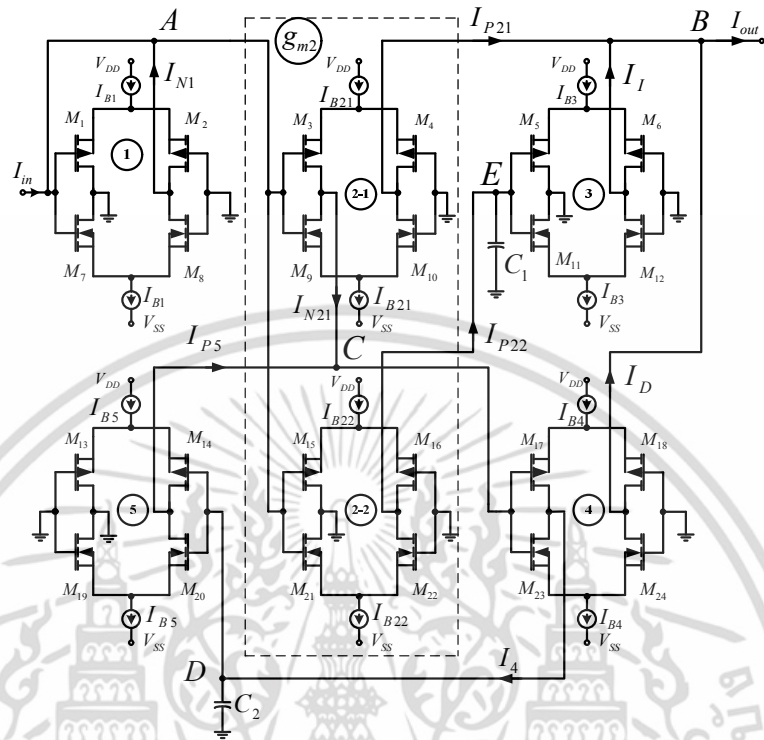
5.1 การจำลองการทำงานของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

เพื่อยืนยันความเป็นไปได้ในทางทฤษฎีการออกแบบรวมทั้งพิสูจน์การทำงานของตัวควบคุมพีไอดี โหมดกระแสที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 4.3 แล้วนั้น โดยที่วงจรในรูปที่ 4.6 ถูกนำมาออกแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ PSpice โดยใช้ MOSFET จากเทคโนโลยีของ MOSIS [11] ขนาด $0.18\mu\text{m}$ โดยมีค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แสดงในภาคผนวก ก โดยค่าความยาวของช่องนำกระแส L มีค่าเท่ากับ $0.36\mu\text{m}$ ในส่วนของค่าความกว้างของช่องนำกระแส W ของทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS มีค่าเท่ากับ $6.3\mu\text{m}$ และชนิด PMOS มีค่าเท่ากับ $2.52\mu\text{m}$ ดังแสดงอยู่ในตารางที่ 5.1 โดยใช้แรงดันไฟเลี้ยงในวงจรเท่ากับ $\pm 0.9V$

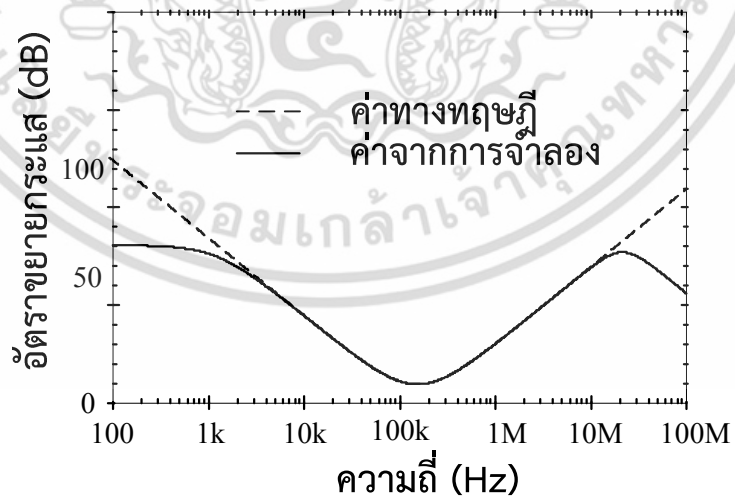
จากตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสในรูปที่ 5.1 กำหนดให้ตัวเก็บประจุ $C_1 = 1\text{ nF}$ และ $C_2 = 0.1\text{ nF}$ กำหนดให้กระแสไบอัสของวงจร $I_{B1} = 20\ \mu\text{A}$, $I_{B21} = I_{B22} = 180\ \mu\text{A}$, $I_{B3} = 200\ \mu\text{A}$, $I_{B4} = 250\ \mu\text{A}$ และ $I_{B5} = 180\ \mu\text{A}$ ซึ่งทำให้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอมีค่าเท่ากับ $K_p = 3$, $T_I = 1.5\ \mu\text{s}$ และ $T_D = 1.5\ \mu\text{s}$ และทำการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อทดสอบการตอบสนองทางความถี่ของวงจร โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด $100\ \mu\text{A}$ และเปลี่ยนความถี่ตั้งแต่ 10 Hz ถึง 100 MHz ซึ่งผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมในโหมดกระแสแสดงดังรูปที่ 5.2

ตารางที่ 5.1 อัตราส่วนของมอสเฟสของวงจรทรานสคอนดักเตอร์ รูปที่ 3.1

ทรานซิสเตอร์	$W(\mu\text{m})$	$L(\mu\text{m})$
M_1, M_3	6.3	0.36
M_2, M_4	2.52	0.36



รูปที่ 5.1 ตัวควบคุมพีเอทีโหมตกระแสที่นำเสนอซึ่งสร้างมาจากวงจรทรานส์คอนดักเตอร์

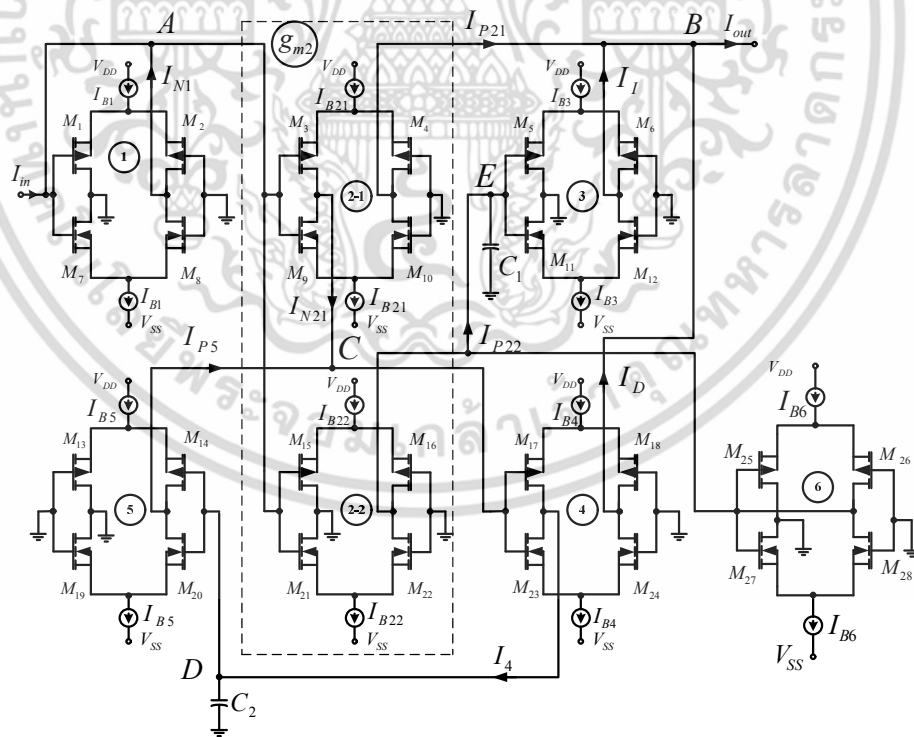


รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมพีเอทีโหมตกระแสที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

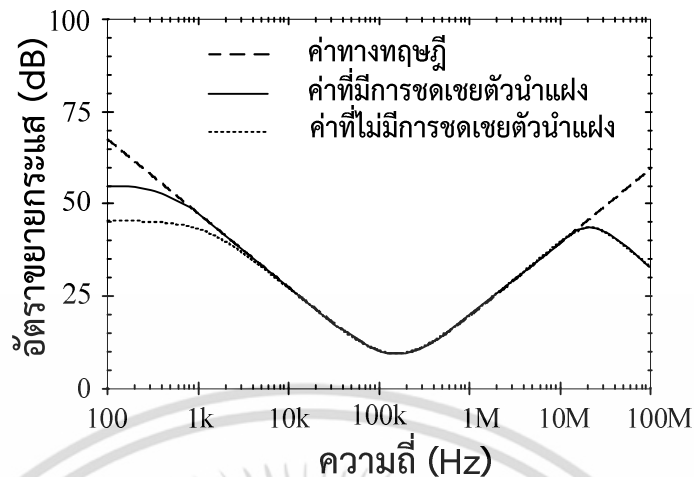
จากผลตอบสนองทางความถี่ในรูปที่ 5.2 แสดงให้เห็นว่า ขนาดของผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมมีช่วงสอดคล้องกับค่าทฤษฎีในย่านความถี่ตั้งแต่ 3kHz - 20MHz ในส่วนช่วงการตอบสนองทางความถี่ที่นอกเหนือจากนั้นผลการจำลองคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีเนื่องจากเกิดจากค่าอุปกรณ์แฝงของวงจรถรานสคอนดักเตอร์ ในส่วนย่านความถี่ที่สูงกว่า 20MHz ขนาดของผลตอบสนองทางความถี่จะมีค่าลดลงดังแสดงในรูป หรือในอีกมุมมองหนึ่งตัวควบคุมพีไอดีนี้มีส่วนช่วยขจัดสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงได้

ในส่วนค่าความคลาดเคลื่อนในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 3kHz เกิดจากผลของค่าความนำแฝงจากตัวทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 2-2 ($g_{P(2-2)}$) ที่โหนด E ในการปรับปรุงตัวควบคุมพีไอดีให้มีผลตอบสนองย่านความถี่ต่ำให้มีย่านการใช้งานให้กว้างมากยิ่งขึ้นทำได้โดยนำวงจรความนำแบบลบเข้ามาต่อเพื่อชดเชยค่าความนำแฝงที่โหนด E ดังแสดงในรูปที่ 4.8 โดยทำการหาค่าความนำแบบลบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์โดยใช้วิธีตามเอกสารอ้างอิง [15] จะได้ค่าความนำแฝงที่พอร์ตเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $460.83 \mu\text{A} / \text{V}$ จากนั้นนำวงจรความนำแบบลบที่ได้ออกแบบไว้มาต่อที่โหนด E เพื่อชดเชยค่าความนำแฝงของตัวทรานสคอนดักเตอร์ตัวที่ 2-2 ทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ด้านต่ำของตัวควบคุมพีไอดีมีค่ากว้างมากขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 5.3 จากรูปจะเห็นว่าช่วงความถี่ใช้งานของตัวควบคุมพีไอดีที่มีการชดเชยค่าความนำแฝงมีค่าเพิ่มมากขึ้นอยู่ระหว่าง 1kHz - 20MHz



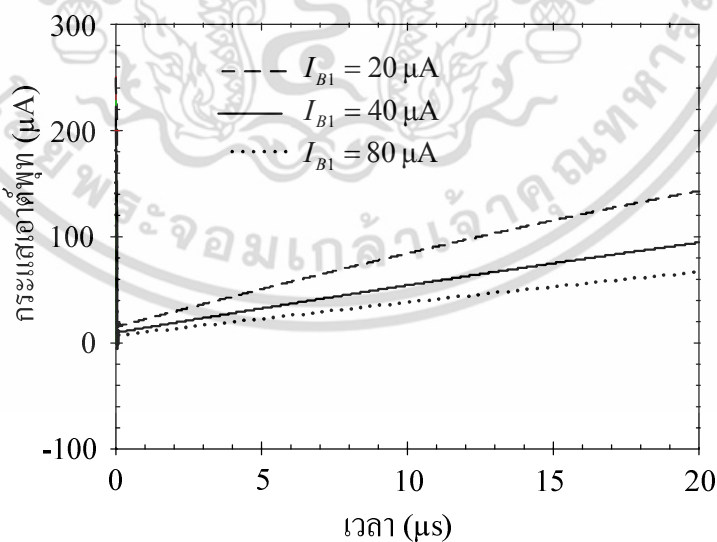
รูปที่ 5.3 ตัวควบคุมพีไอดีโหนดกระแสที่นำเสนอสั่งสร้างมาจากวงจรถรานสคอนดักเตอร์ที่มีการชดเชยค่าความนำแฝง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมพีเอ็ดโหนดกระแสที่นำเสนอที่มีการชดเชยค่าความนำแฝง

จากนั้นทำการทดสอบคุณสมบัติพลวัตของตัวควบคุมพีเอ็ด โดยทำการป้อนกระแสอินพุทเป็นสัญญาณขั้นบันไดขนาด $5 \mu\text{A}$ และปรับเปลี่ยนกระแสไบอัส I_{B1} ให้มีค่าที่แตกต่างกันโดย $I_{B1} = 20 \mu\text{A}$, $I_{B1} = 40 \mu\text{A}$ และ $I_{B1} = 80 \mu\text{A}$ ตามลำดับ โดยกระแสเอาต์พุทของตัวควบคุมพีเอ็ดแสดงดังรูปที่ 4.10 จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า กระแสเอาต์พุทมีค่าแตกต่างกันออกไปตามค่ากระแส I_{B1} ซึ่งทำให้เห็นว่าค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีเอ็ดนั้นสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจรถรานสคอนดัคเตอร์



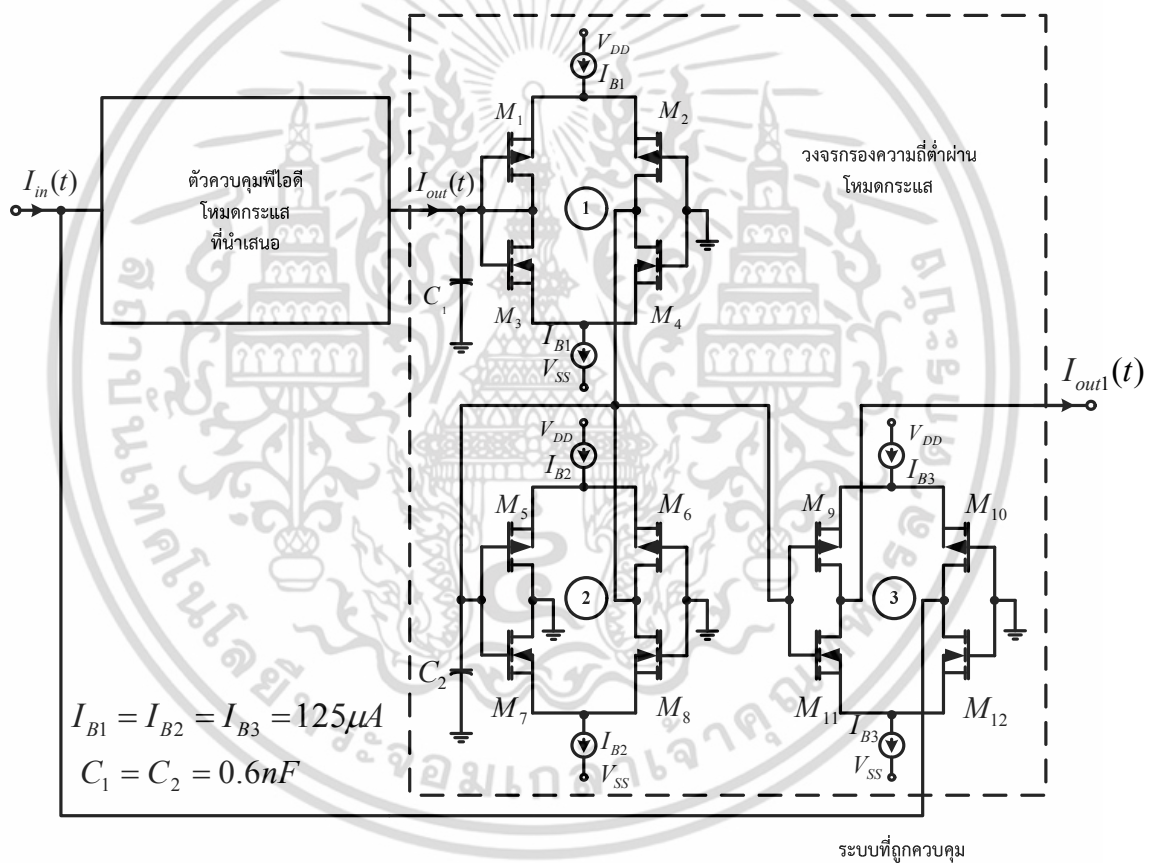
รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองแบบขั้นบันไดของตัวควบคุมพีเอ็ดโหนดกระแสที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแส

การประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมพีไอดีโดยการต่อตัวควบคุมพีไอดีร่วมกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโหมตกระแสซึ่งกำหนดให้เป็นระบบที่ถูกควบคุม (Plant) ดังรูปที่ 5.1 โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านมีค่าดังสมการที่ 5.1

$$P(s) = \frac{I_{out1}(s)}{I_{out}(s)} = \frac{1}{2.25 \times 10^{-12} s^2 + 3 \times 10^{-6} s + 1} \quad (5.1)$$



รูปที่ 5.6 การประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมพีไอดีโหมตกระแสที่นำเสนอนี้

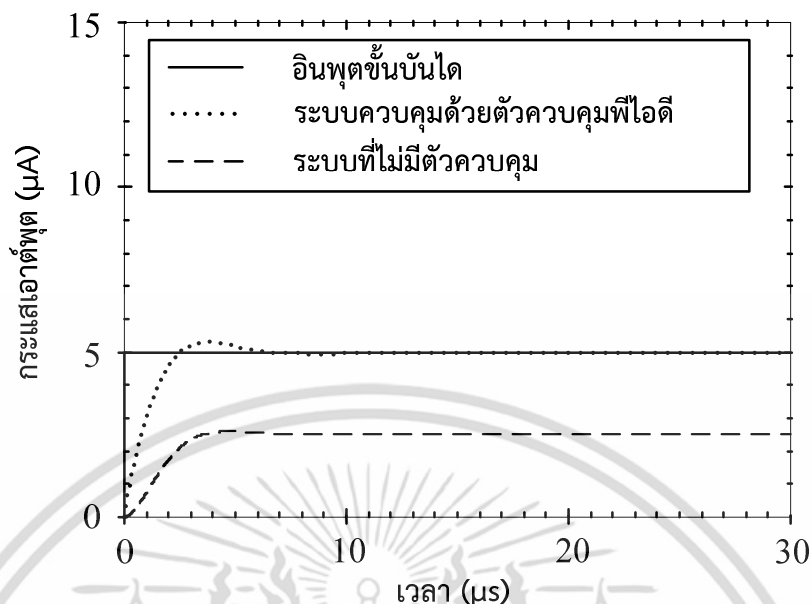
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 5.1 เมื่อใช้วิธีการของซีเกลอร์-นิโคลส์ดังรายละเอียดในภาคผนวก ข จึงทำให้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดีมีหลังจากการปรับค่ามีดังต่อไปนี้ $K_p = 3$, $T_I = 1.5 \mu s$ และ $T_D = 1.5 \mu s$ จากนั้นทำการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีดังวงจรในรูปที่ 4.6 โดยใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = 1 \text{ nF}$ และ $C_2 = 0.1 \text{ nF}$ ค่ากระแสไบอัส $I_{B1} = 20 \mu A$, $I_{B21} = I_{B22} = 180 \mu A$, $I_{B3} = 200 \mu A$, $I_{B4} = 250 \mu A$ และ $I_{B5} = 30 \mu A$ เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ขนาด $100 \mu A$ ให้กับระบบในรูปที่ 5.1 โดยเปลี่ยนความถี่ตั้งแต่ $1 \text{ Hz} - 100 \text{ MHz}$ ซึ่งผลตอบสนองทางความถี่ของระบบที่ถูกควบคุมมีค่าดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.6

จากผลตอบสนองทางความถี่ในรูปที่ 5.7 แสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านนั้นสามารถใช้งานได้มากถึง 2 MHz เมื่อเปรียบเทียบกับทางทฤษฎี จากนั้นทำการทดสอบระบบโดยป้อนสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดขนาด $5 \mu A$ เพื่อเปรียบเทียบระบบว่าระหว่างระบบที่มีตัวควบคุมพีไอดีกับระบบที่ไม่มีตัวควบคุมพีไอดีมีผลตอบสนองแตกต่างกันอย่างไร โดยผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 5.8



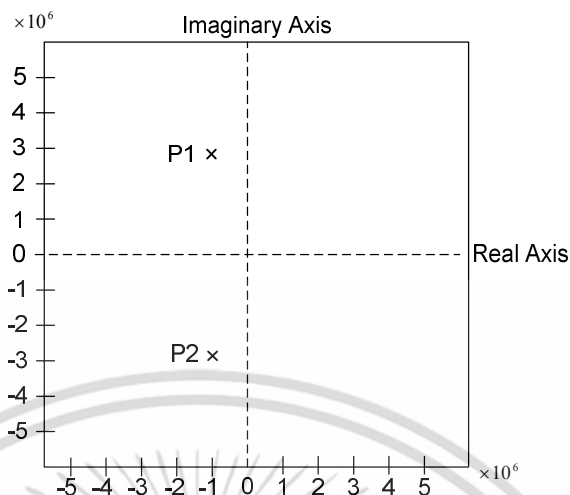
รูปที่ 5.8 ผลตอบอินพุตแบบขั้นบันไดจากวงจรในรูปที่ 5.6

จากผลตอบสนองอินพุตแบบขั้นบันไดในรูปที่ 5.8 จะเห็นได้ว่าผลการตอบสนองของระบบที่ไม่มีตัวควบคุมพีไอดีจะมีความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัวเป็น $2.5\mu\text{A}$ เเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุด (Over Shoot) เป็น 4% ช่วงเวลาขึ้น (Rise time) มีค่าเท่ากับ $2.29\mu\text{s}$ และช่วงเวลาเข้าที่ (Steady State) เป็น $6.14\mu\text{s}$ ส่วนผลตอบสนองอินพุตแบบขั้นบันไดที่ใช้ตัวควบคุมพีไอดี ไม่มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัว เเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุดเป็น 6% ช่วงเวลาขึ้นมีค่าเท่ากับ $1.79\mu\text{s}$ และช่วงเวลาเข้าที่เป็น $5.60\mu\text{s}$ จากข้อมูลที่กล่าวมาพบว่า การใช้ตัวควบคุมพีไอดีไปควบคุมการทำงานของระบบควบคุมแบบป้อนกลับจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดีกว่า

จากนั้นทำการทดสอบตัวควบคุมพีไอดีใหม่คกระแสดโดยต่อเข้าร่วมกับวงจรองความถี่ต่ำผ่านโดยระบบถูกออกแบบให้มีฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีตำแหน่งโพลใกล้เคียงกับแกนจินตภาพดังสมการที่ 5.2 ซึ่งระบบมีค่าโพลอยู่ที่ตำแหน่ง $P1 = (-1 + 2.8284i) \times 10^6$ และ $P2 = (-1 - 2.8284i) \times 10^6$

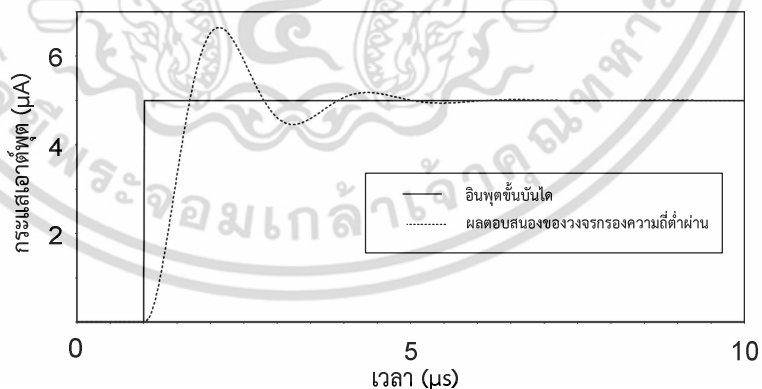
$$P(s) = \frac{9}{1 \times 10^{-12} s^2 + 2 \times 10^{-6} s + 9} \quad (5.2)$$

โดยที่ตำแหน่งของโพล $P1$ และโพล $P2$ แสดงดังรูปที่ 5.9



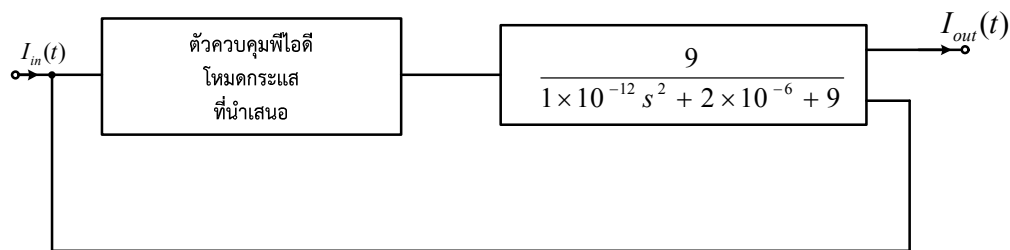
รูปที่ 5.9 ตำแหน่งของโพล P1 และ P2 จากสมการที่ 5.2

จากนั้นทำการทดสอบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดขนาด $5 \mu\text{A}$ โดยผลตอบสนองของวงจร แสดงดังรูปที่ 5.10 จากรูปผลตอบสนองทางเวลานำค่าไปคำนวณหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดีด้วยวิธีการของซีเกลอร์-นิโคลส์ดังรายละเอียดในภาคผนวก ข โดยจะพบว่าหลังจากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆแล้ว $K_p = 4.5$, $T_I = 3 \mu\text{s}$ และ $T_D = 0.4 \mu\text{s}$ จากนั้นทำการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีดังวงจรในรูปที่ 5.11 โดยใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = 0.25 \text{ nF}$ และ $C_2 = 0.09 \text{ nF}$ ค่ากระแสไบอัส $I_{B1} = 20 \mu\text{A}$, $I_{B21} = I_{B22} = 405 \mu\text{A}$, $I_{B3} = 500 \mu\text{A}$, $I_{B4} = 50 \mu\text{A}$ และ $I_{B5} = 250 \mu\text{A}$



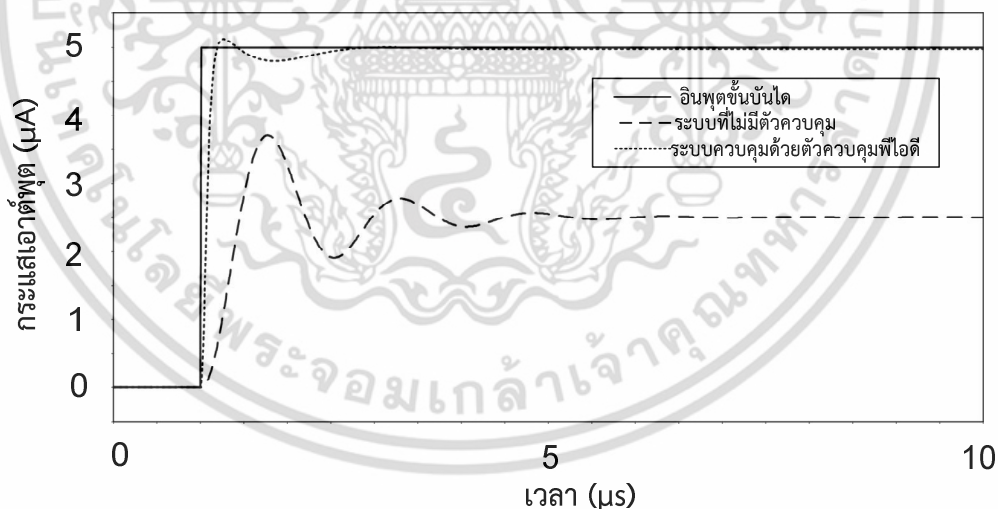
รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองทางเวลาของ Plant จากสมการที่ 5.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 การประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมที่นำเสนอกับระบบจากสมการที่ 5.2

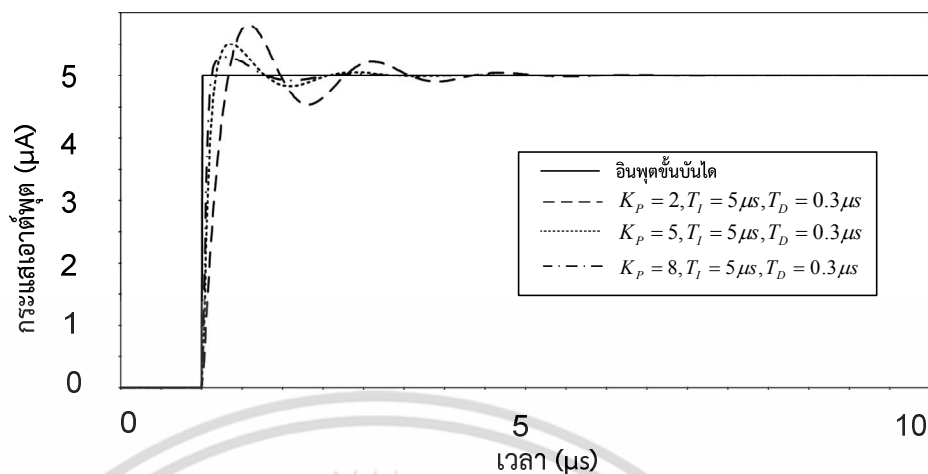
จากนั้นทำการทดสอบระบบโดยการต่อตัวควบคุมพีไอดีที่ได้ออกแบบไว้ดังรูปที่ 5.11 โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดขนาด $5\mu\text{A}$ ผลตอบสนองของระบบแสดงดังรูปที่ 5.12 จะเห็นได้ว่าผลการตอบสนองของระบบที่ไม่มีตัวควบคุมพีไอดีจะมีความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัวเป็น $2.5\mu\text{A}$ เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุด (Over Shoot) เป็น 48% ช่วงเวลาขึ้น (Rise time) มีค่าเท่ากับ $0.4\mu\text{s}$ และช่วงเวลาเข้าที่ (Steady State) เป็น $2.8\mu\text{s}$ ส่วนผลตอบสนองตอบสนองอินพุตแบบขั้นบันไดที่ใช้ตัวควบคุมพีไอดี ไม่มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัว เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุดเป็น 3% ช่วงเวลาขึ้นมีค่าเท่ากับ $0.15\mu\text{s}$ และช่วงเวลาเข้าที่เป็น $1.5\mu\text{s}$ จากข้อมูลทีกล่าวมาพบว่า การใช้ตัวควบคุมพีไอดีไปควบคุมการทำงานของระบบควบคุมแบบป้อนกลับจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดีกว่า



รูปที่ 5.12 ผลตอบอินพุตแบบขั้นบันไดจากวงจรในรูปที่ 5.11

จากนั้นทำการทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงค่า K_p จำนวน 3 ค่าได้แก่ $K_p = 2$, $K_p = 5$ และ $K_p = 8$ โดยคงค่า $T_i = 5\mu\text{s}$ และ $T_D = 0.3\mu\text{s}$

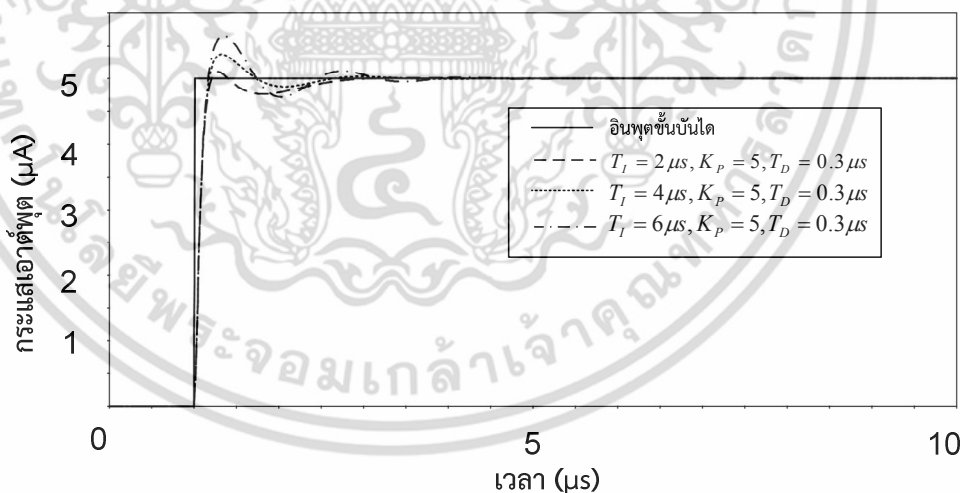
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 ผลตอบอินพุตแบบขั้นบันไดเมื่อทำการปรับค่า K_p ของตัวควบคุมพีไอดี

จากการปรับเปลี่ยนค่า K_p พบว่าผลตอบสนองทางเวลาของระบบจะมีแนวโน้มที่ดีขึ้นเมื่อค่า K_p มีเพิ่มมากขึ้น

ทำการทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงค่า T_I จำนวน 3 ค่าได้แก่ $T_I = 2 \mu s$, $T_I = 4 \mu s$ และ $T_I = 6 \mu s$ โดยคงค่า $K_p = 5$ และ $T_D = 0.3 \mu s$

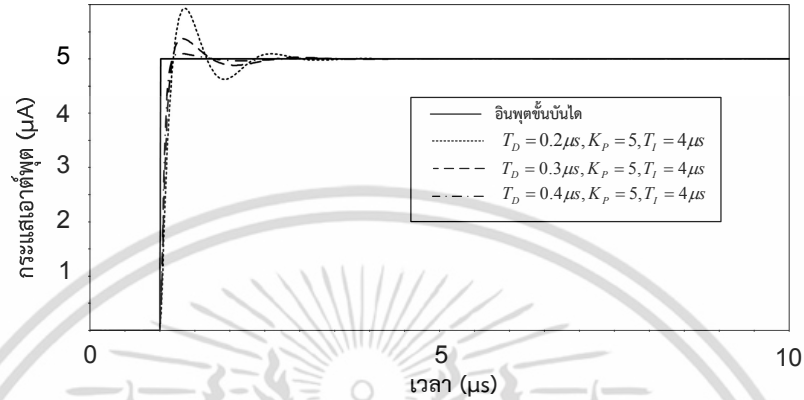


รูปที่ 5.14 ผลตอบอินพุตแบบขั้นบันไดเมื่อทำการปรับค่า T_I ของตัวควบคุมพีไอดี

จากการปรับเปลี่ยนค่า T_I พบว่าผลตอบสนองทางเวลาของระบบจะมีแนวโน้มเข้าสู่ค่า Set point ที่ดีขึ้นเมื่อค่า T_I มีเพิ่มค่ามากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

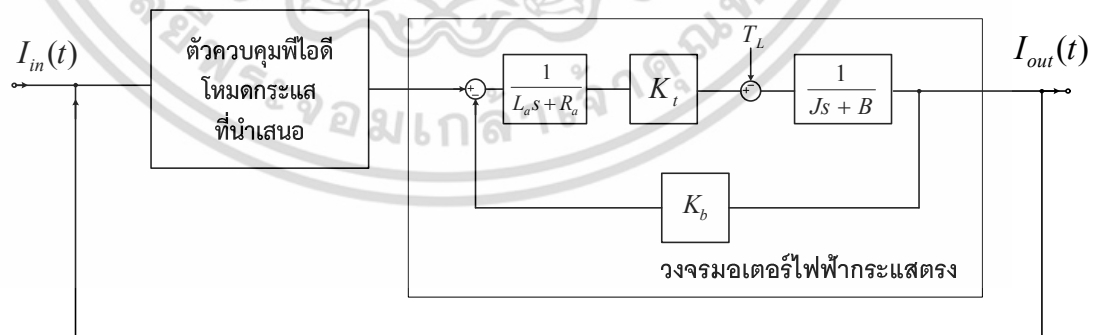
ทำการทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงค่า T_D จำนวน 3 ค่าได้แก่ $T_D = 0.2\mu s$, $T_D = 0.3\mu s$ และ $T_D = 0.4\mu s$ โดยคงค่า $K_p = 5$ และ $T_I = 4\mu s$



รูปที่ 5.15 ผลตอบอินพุตแบบขั้นบันไดเมื่อทำการปรับค่า T_D ของตัวควบคุมพีไอดี

จากการปรับเปลี่ยนค่า T_D พบว่าผลตอบสนองทางเวลาของระบบจะมีแนวโน้มเข้าสู่ค่า Set point ที่ดีขึ้นเมื่อค่า T_D มีค่าเพิ่มมากขึ้น

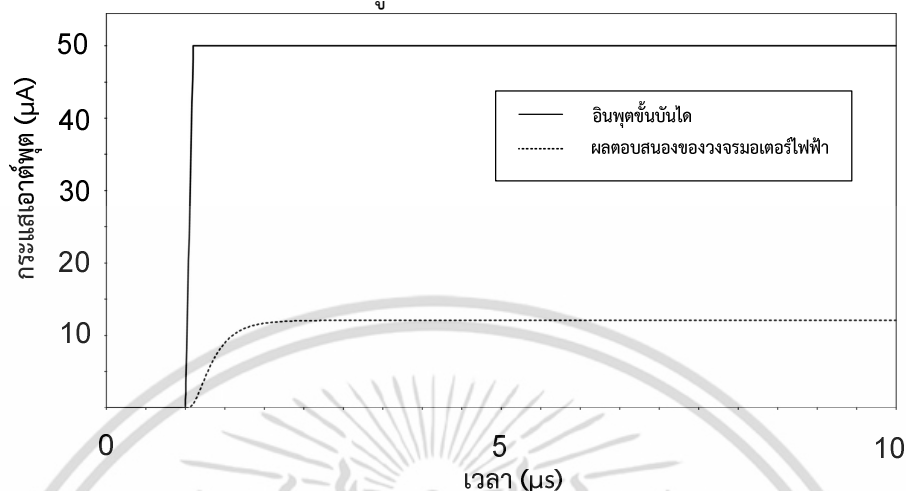
จากนั้นทำการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีเพื่อจำลองการทำงานเข้าร่วมกับทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรมอเตอร์กระแสตรงดังรูปที่ 5.17 โดยค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ของวงจรมีค่า $R_a = 1\Omega$, $L_a = 0.5H$, $K_t = K_b = 0.01$, $J = 0.01kg \cdot m^2 / s^2$ และ $B = 0.1N \cdot m \cdot s$



รูปที่ 5.16 การจำลองการประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมที่นำเสนอกับวงจรมอเตอร์กระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

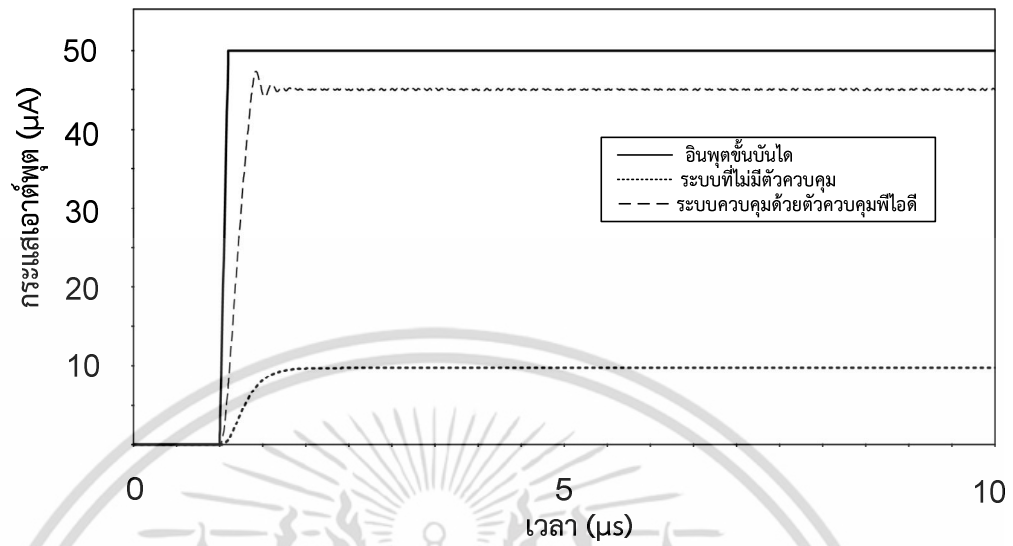
ทำการทดสอบคุณสมบัติของมอเตอร์ด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดขนาด $50\mu\text{A}$ โดยผลตอบสนองของวงจรมอเตอร์แสดงดังรูปที่ 5.18



รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองทางเวลาวงจรมอเตอร์กระแสตรง

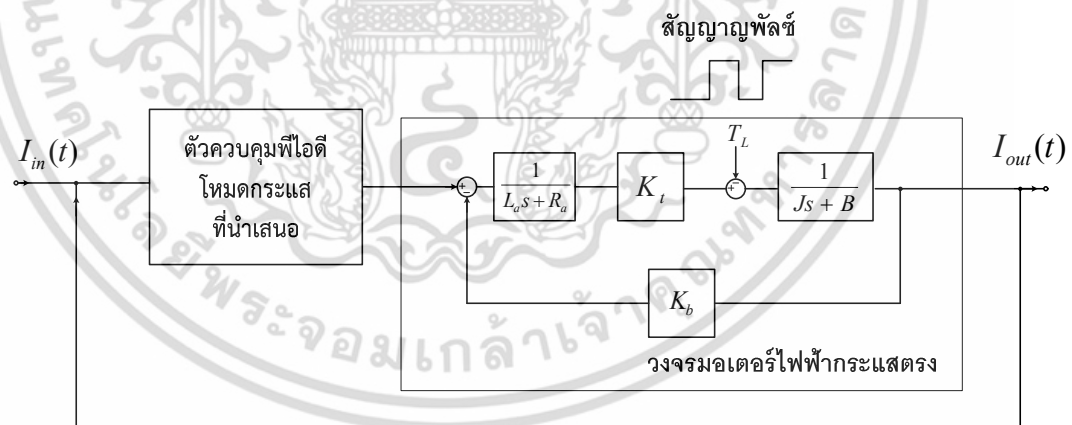
จากรูปผลตอบสนองทางเวลาของวงจรมอเตอร์กระแสตรงในรูปที่ 5.18 นำไปคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เพื่อออกแบบตัวควบคุมพีไอดี ด้วยวิธีการของซีเกลอร์-นิโคลส์ดังรายละเอียดในภาคผนวก ข โดยจะพบว่าหลังจากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆแล้ว $K_p = 5$, $T_I = 0.9\text{ s}$ และ $T_D = 0.144\text{ s}$ จากนั้นทำการออกแบบตัวควบคุมพีไอดีดังวงจรในรูปที่ 5.17 โดยออกแบบใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = 60\mu\text{F}$ และ $C_2 = 9\mu\text{F}$ ค่ากระแสไอ้ส $I_{B1} = 5\mu\text{A}$, $I_{B21} = I_{B22} = 250\mu\text{A}$, $I_{B3} = 20\mu\text{A}$, $I_{B4} = 30\mu\text{A}$ และ $I_{B5} = 20\mu\text{A}$

จากนั้นทำการทดสอบระบบโดยการต่อตัวควบคุมพีไอดีที่ได้ออกแบบไว้ดังรูปที่ 5.18 โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดขนาด $50\mu\text{A}$ ผลตอบสนองของระบบแสดงดังรูปที่ 5.19 จะเห็นได้ว่าผลการตอบสนองของระบบที่ไม่มีตัวควบคุมพีไอดีจะมีความคลาดเคลื่อนที่สถานะคงตัวเป็น $40.05\mu\text{A}$ ไม่มีเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุด (Over Shoot) ช่วงเวลาขึ้น (Rise time) มีค่าเท่ากับ $0.35\mu\text{s}$ และช่วงเวลาเข้าที่ (Steady State) เป็น $0.8\mu\text{s}$ ส่วนผลตอบสนองตอบสนองอินพุตแบบขั้นบันไดที่ใช้ตัวควบคุมพีไอดี มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะคงตัว $5\mu\text{A}$ เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุดเป็น 5% ช่วงเวลาขึ้นมีค่าเท่ากับ $0.15\mu\text{s}$ และช่วงเวลาเข้าที่เป็น $0.7\mu\text{s}$ จากข้อมูลทีกล่าวมาพบว่า การใช้ตัวควบคุมพีไอดีไปควบคุมการทำงานของระบบควบคุมแบบป้อนกลับจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดีกว่าแต่ยังมีค่าความคลาดเคลื่อนในส่วนของสถานะคงตัวสืบเนื่องจากข้อจำกัดของตัวควบคุมพีไอดีที่มีอัตราขยาย K_p ได้ไม่เกิน 7 เท่า



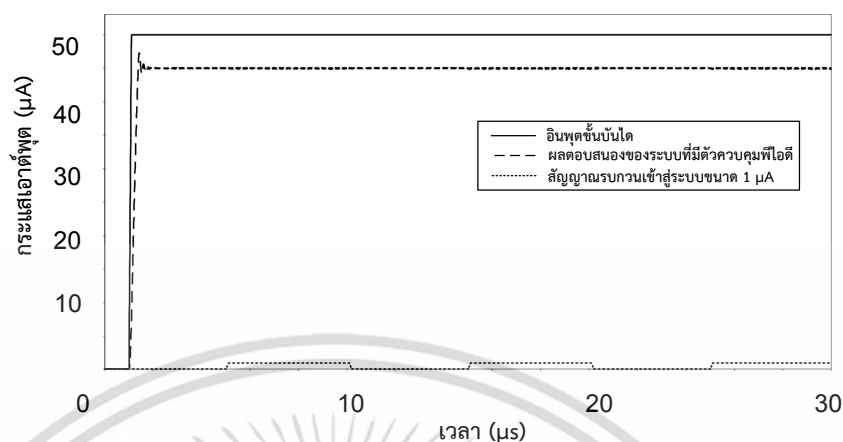
รูปที่ 5.18 ผลตอบอินพุตแบบขั้นบันไดจากวงจรในรูปที่ 5.17

ทำการจำลองการทำงานของระบบโดยการป้อนสัญญาณพัลส์เหมือนสัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบเพื่อทดสอบสถานะที่ระบบมีโพลด์เกิดขึ้นที่อินพุตด้าน T_L



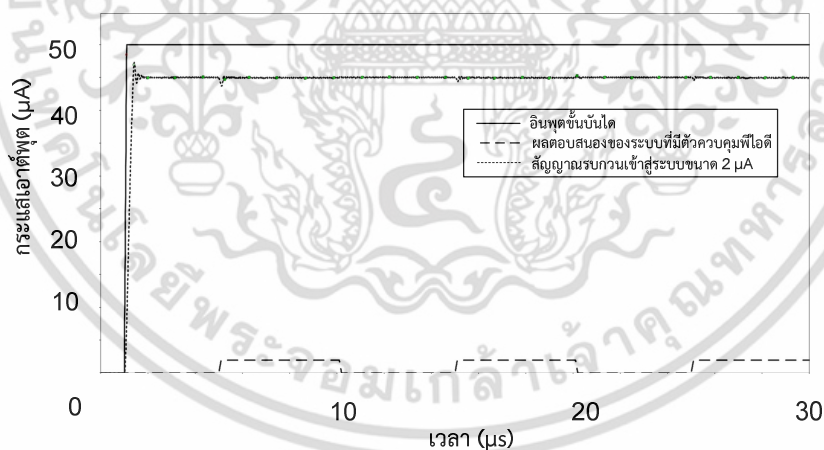
รูปที่ 5.19 การจำลองการทำงานของวงจรมอเตอร์กระแสตรงโดยการป้อนสัญญาณพัลส์ทางด้าน T_L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 การจำลองการทำงานของวงจรมอเตอร์กระแสตรงโดยการป้อนสัญญาณพัลส์ทางด้าน T_L ขนาด $1\mu\text{A}$

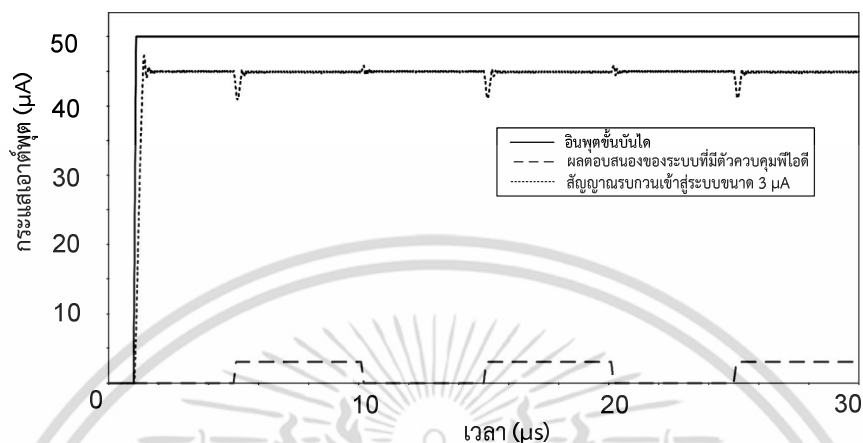
จากผลการจำลองในรูปที่ 5.21 แสดงให้เห็นว่าเมื่อป้อนสัญญาณพัลส์เข้าไปในระบบทางด้าน อินพุต T_L ขนาด $1\mu\text{A}$ ระบบจะยังคงทำงานได้ตามปกติ จากนั้นทำการทดลองโดยป้อนสัญญาณพัลส์ ขนาด $2\mu\text{A}$



รูปที่ 5.21 การจำลองการทำงานของวงจรมอเตอร์กระแสตรงโดยการป้อนสัญญาณพัลส์ทางด้าน T_L ขนาด $2\mu\text{A}$

จากผลการจำลองในรูปที่ 5.22 แสดงให้เห็นว่าเมื่อป้อนสัญญาณพัลส์เข้าไปในระบบทางด้าน อินพุต T_L ขนาด $2\mu\text{A}$ ระบบจะยังคงทำงานได้ตามปกติแต่เริ่มมีสัญญาณรบกวนทางด้านเอาต์พุตของ

ระบบตรงช่วงเวลาที่เริ่มสัญญาณป้อนเข้ามาแต่ระบบก็ยังพยายามเข้าสู่สภาวะคงตัวได้อย่างรวดเร็ว จากนั้นทำการทดลองโดยป้อนสัญญาณพัลส์ขนาด $3\mu\text{A}$



รูปที่ 5.22 การจำลองการทำงานของวงจรมอเตอร์กระแสตรงโดยการป้อนสัญญาณพัลส์ทางด้าน T_L ขนาด $3\mu\text{A}$

จากผลการจำลองในรูปที่ 5.23 แสดงให้เห็นว่าเมื่อป้อนสัญญาณพัลส์เข้าไปในระบบทางด้านอินพุต T_L ขนาด $3\mu\text{A}$ ระบบจะยังคงพยายามทำงานได้ตามปกติแต่เมื่อสัญญาณรบกวนมีขนาดใหญ่มากขึ้น กระแสจะเอาต์พุตจะตกลงในช่วงเวลาสั้นๆ ในช่วงเวลาเดียวกับสัญญาณพัลส์ที่ป้อนเข้ามา และเมื่อทำ

การเพิ่มสัญญาณพัลส์ให้ใหญ่ขึ้นมากกว่า $3\mu\text{A}$ ระบบจะเริ่มไม่มีเสถียรภาพ หรืออาจกล่าวได้ว่า ตัวควบคุมพีไอดีที่ได้ออกแบบในเบื้องต้นนี้สามารถทนต่อสัญญาณรบกวนเสมือนภาระของมอเตอร์ได้ไม่เกิน $3\mu\text{A}$ อีกทั้งวงจรยังมีอัตราการใช้พลังงานอยู่ที่ 2.088mW

ตารางที่ 5.2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอกับรูปแบบอื่นที่เคยนำเสนอมาแล้ว

ลำดับ อ้างอิง	จำนวนอุปกรณ์	ตัวเก็บประจุ แบบลงกราวด์ ทั้งหมด	ตัวต้านทาน ภายนอก	การปรับค่า ด้วยวิธีการ ทาง อิเล็กทรอนิกส์	โหมดการ ทำงาน	ย่าน ความถี่ใช้ งาน	ค่า แรงดันไฟ เลี้ยง
[3]	OP-AMP 4 ตัว ตัวต้านทาน 8 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว	ไม่ใช่	ใช่	ปรับไม่ได้	แรงดัน	ไม่ระบุ	ไม่ระบุ
[4]	CCII 4 ตัว บัพเฟอร์ 4 ตัว ตัวต้านทาน 8 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว	ไม่ใช่	ใช่	ปรับไม่ได้	แรงดัน	ไม่ระบุ	$\pm 12V$
[5]	OTA 8 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว	ใช่	ไม่ใช่	ปรับได้	แรงดัน	ไม่ระบุ	$\pm 5V$
[6]	CCII 8 ตัว ตัวต้านทาน 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว	ใช่	ใช่	ปรับได้	แรงดัน	10-1M	ไม่ระบุ
[7]	CCII 3 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว	ใช่	ใช่	ปรับไม่ได้	กระแส	ไม่ระบุ	ไม่ระบุ
[8]	CDBA 4 ตัว ตัวต้านทาน 8 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว	ไม่ใช่	ใช่	ปรับไม่ได้	แรงดัน	ไม่ระบุ	ไม่ระบุ
[9]	DO-CCII 1 ตัว CCII 1 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว	ใช่	ใช่	ปรับไม่ได้	กระแส	ไม่ระบุ	$\pm 1.5V$
ตัว ควบคุม พีไอดีโหมด กระแสที่ นำเสนอ	วงจรถรานส- คอนดักเตอร์ 6 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว	ใช่	ไม่ใช่	ปรับได้	กระแส	2K-20M	$\pm 0.9V$

ในส่วนตารางที่ 5.2 เป็นการเปรียบเทียบคุณสมบัติของตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้กับตัวควบคุมพีไอดีแบบเดิมที่ได้มีการนำเสนอมาแล้ว จากตารางพบว่าตัวควบคุมที่ได้เสนอนั้นมีตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์จำนวนเพียงสองตัวเท่านั้นและไม่มีตัวต้านทานต่อภายนอกอีกด้วย อีกทั้งยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแสโดยต่อเข้าร่วมกับระบบป้อนกลับแบบหนึ่งหน่วยในที่นี่ก็คือวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่มีโพลเข้าใกล้แกนจินตภาพ และวงจรมอเตอร์กระแสตรง จากผลการจำลองการทำงานในวงจรแรกพบว่าผลตอบสนองทางด้านความถี่ใช้งานสามารถใช้งานได้ถึง 2MHz เมื่อเปรียบเทียบกับทางทฤษฎี และตัวควบคุมยังช่วยปรับปรุงให้ระบบมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้งานระบบโดยปราศจากตัวควบคุมพีไอดี ในส่วนวงจรที่สองเป็นการจำลองการทำงานของตัวควบคุมพีไอดีเข้ากับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโดยที่วงจรมีโพลอยู่ใกล้เคียงกับแกนจินตภาพ ซึ่งผลการจำลองพบว่าตัวควบคุมช่วยปรับปรุงให้ระบบทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีตัวควบคุม และได้ทดลองปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเพื่อดูการเปลี่ยนแปลงของระบบ โดยเมื่อมีการปรับค่าโดยที่ค่า K_p เพิ่มมากขึ้นจะทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะคงตัวได้เร็วขึ้น ค่า T_i ที่เพิ่มมากขึ้นระบบจะลดค่า Over Shoot ของระบบได้ดียิ่งขึ้น ในส่วนค่า T_d ที่เพิ่มมากขึ้นระบบจะมีความไวในการตอบสนองได้ดียิ่งขึ้น จากนั้นจำลองการทำงานกับวงจรมอเตอร์กระแสตรง จากผลการจำลองพบว่าตัวควบคุมช่วยปรับปรุงการทำงานของระบบให้ดียิ่งขึ้น แต่ด้วยข้อจำกัดทางด้านอัตราขยาย K_p ของตัวควบคุมจึงยังทำให้มีความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัวอยู่บ้างเล็กน้อย และเมื่อทำการทดสอบด้วยการป้อนสัญญาณพัลส์เสมือนเป็นสัญญาณรบกวนในระบบตัวควบคุมจะยังคงรักษาเสถียรภาพของระบบได้จนกระทั่งสัญญาณรบกวนมีขนาดเกิน และตัวควบคุมยังมีอัตราการบริโภคพลังงานที่ต่ำอยู่ที่ 2.088mW

บทที่ 6

บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและวิจัยการสร้างตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสที่ปราศจากตัวต้านทานภายนอกอีกทั้งตัวควบคุมยังสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีเหตุจูงใจในการศึกษาวิจัยในการสร้างตัวควบคุมตลอดจนขั้นตอนการศึกษาได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 1 ของวิทยานิพนธ์ ในส่วนบทที่ 2 ได้กล่าวถึงตัวควบคุมพีไอดีและฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม รวมทั้งตัวควบคุมพีไอดีที่ได้มีผู้นำเสนอมาเป็นลำดับ โดยตัวควบคุมในแต่ละแบบมีจุดเด่นที่แตกต่างกันออกไป อย่างไรก็ตามตัวควบคุมส่วนใหญ่ยังใช้อุปกรณ์พาสซีฟซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทานภายนอกและตัวเก็บประจุแบบลอยตัวอีกทั้งยังไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ยังมีตัวควบคุมบางแบบมีการออกแบบและโครงสร้างที่ซับซ้อนอีกด้วย ซึ่งจุดนี้ทำให้วงจรเหล่านี้มีข้อดีอยู่อย่างมาก

สำหรับบทที่ 3 และบทที่ 4 เป็นเนื้อหาหลักในวิทยานิพนธ์นี้ ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงคุณสมบัติและโครงสร้างวงจรทรานส์คอนดักเตอร์ซึ่งวงจรนี้ถูกสร้างขึ้นมาจากมอสทรานซิสเตอร์จำนวนสี่ตัว โดยนำวงจรมาสร้างเป็นตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแส ในบทที่ 4 เป็นการนำเสนอตัวควบคุมพีไอดีในโหมดกระแสโดยวงจรประกอบขึ้นจากวงจรทรานส์คอนดักเตอร์จำนวน 6 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลงกราวด์จำนวน 2 ตัว โดยวงจรปราศจากตัวต้านทานภายนอก ซึ่งทำให้ตัวควบคุมที่นำเสนอเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม รวมทั้งพารามิเตอร์ของตัวควบคุมยังสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์อีกด้วย

ในบทที่ 5 ได้ทำการตรวจสอบการทำงานของตัวควบคุมพีไอดีที่นำเสนอ พบว่าผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์มีผลสอดคล้องในทางทฤษฎี โดยช่วงความถี่ใช้งานสอดคล้องกับทฤษฎีอยู่ระหว่าง 2kHz ถึง 20MHz ในส่วนความถี่ใช้งานของตัวควบคุมด้านความถี่ต่ำยังคงคลาดเคลื่อนจากทฤษฎีเนื่องจากตัวนำแฝงของวงจรทรานส์คอนดักเตอร์ อย่างไรก็ตามปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยใช้วงจรชดเชยค่าความนำแฝง การจำลองการทำงานของตัวควบคุมพีไอดีที่มีการชดเชยค่าความนำแฝงให้ผลเป็นที่น่าพอใจโดยช่วงความถี่ใช้งานจะเพิ่มเป็น 1kHz ถึง 20MHz จากนั้นประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมต่อเข้ากับระบบแบบหนึ่งหน่วยซึ่งก็คือวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรมอดูเลเตอร์กระแสตรง ผลการจำลองการทำงานของระบบแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมพีไอดีช่วยปรับปรุงการทำงานของระบบให้ดีขึ้นอีกด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] K. J. Astrom, T. Haggulund, “The Future of PID Control”, Control Eng. Practice, Vol.9, 2001.
- [2] S. Franco, “Design with Operation Amplifiers and Analog Integrated circuits”, 2nd Ed. New York: McGraw-Hill, 1998.
- [3] F. Golnaraghi, B. C. Kuo, “Automatic Control Systems”, 9th Edition, John Willy & Sons, July 2009.
- [4] C. Erdal, A. Toker, C. Acar, “A New Proportional – Integral - Derivative (PID) Controller realization by using current conveyors and calculating optimum parameter tolerances,” **Journal of Electrical and Electronics**, Faculty of Engineering, Istanbul University Vol.1, No. 2, 2001, pp. 267 - 273.
- [5] C. Erdal, A. Toker, C. Acar, “Ota-C Based Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller and Calculating Optimum Parameter Tolerances” **Turkish Journal of Electrical engineering & Computer sciences** Vol.9, No.2 2001, pp.189-198
- [6] S. Minaei, E. Yuce, S. Tokat, O. Cicekoglu, “Simple Realizations of Current-Mode and Voltage-Mode PID, PI and PD Controllers,” **Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. Dubrovnik (Croatia), 2005, pp. 195-198.
- [7] C. Erdal, H. Kuntman, S. Kafall, “A Current Controlled Conveyor Based Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller,” **Journal of Electrical and Electronics Engineering**, Istanbul University, Vol. 4, No. 2, 2004, pp. 1243 – 1248.
- [8] A. U. Keskin, “Design of a PID Controller Circuit Employing CDBAs”. **International Journal of Electrical Engineering Education**, Vol. 43, No. 1, 2006, pp. 48 – 56.
- [9] E. Yuce, S. Tokat, A. Kizilkaya, O. Cicekoglu, “CCII Based on PID Controllers Employing Grounded Passive Components,” **International Journal of Electronics and Communications**, Vol. 60, No. 5, 2006, pp. 399-403.
- [10] A. F. Arbel and L. Goldminz, “Output Stage for Current-Mode Feedback Amplifiers, Theory and Applications,” **Analog Integrated Circuit and Signal Processing** Vol.2, No. 3, 1992, pp.243-255.
- [11] The MOSIS Service, United States, “Wafer Electrical Test Data and SPICE Model of TSMC 0.18 μm CMOS Process Parameter,” Available at: <http://www.mosis.org/test/>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง(ต่อ)

- [13] V.SILALUAM, A. LORSAWATSIRI, C. WONGTACHATHAM, “Novel Resistorless Mixed-Mode PID Controller with Improve Low-Frequency Performance” **Radioengineering Proceeding of Czech and Slovak Technical Universities and URSI committees** Vol 22, No3 Sep’2013, pp.80-88
- [14] วิภาวัลย์ นาคทรัพย์ วิวัฒน์ กิรานนท์ จริญญา วงศ์เตชธรรม และ วิภา แสงพิสิทธิ์, “ตัวควบคุมพีเอตีดี พีไอและพีดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ถูกควบคุมด้วยกระแส,” **เอกสารรวมเล่มการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 31**, Vol. 2, 2551.
- [15] Fabre A., Saaid O., Barthelemy H. “On the frequency limitations of the circuits based on second generation current conveyors” **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**. Vol. 7, no.2, Mar. 1995. Pp. 113-129
- [16] Gopal M. **Control Systems: Principle and Design** 2nd ED. Singapore: McGraw-Hill, Inc 2003.
- [17] Vlach J., Viswanathan T. R., Singhal K. “Active filters for intermediate frequencies using low-gain transducers” **IEEE trans. Circuit Syst.** vol. CAS-2, Jan. 1974. pp. 79-86
- [18] Haslett J. W., Rao M. K. N., Bruton L. T. “A monolithic VCCS for high frequency RC active filters” **Electronics Letters**. Vol. 16, Feb. 1980. pp. 175-177
- [19] Haslett J. W., Rao M. K. N., Bruton L. T. “High-frequency active filter design using monolithic nullors” **IEEE J. Solid-Stage Circuits**. Vol. SC-15, Dec. 1980. pp. 955-962

ภาคผนวก ก
พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์

ชนิดของทรานซิสเตอร์	โมเดล
pMOS	LEVEL = 7 TNOM = 27 TOX = 4.1E-9 XJ = 1E-7 NCH = 4.1589E17 VTH0 = -0.3871284 K1 = 0.5726108 K2 = 0.0278475 K3 = 0.0985806 K3B = 12.2228045 W0 = 1.003172E-6 NLX = 1.090405E-7 DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0 DVT0 = 0.5101209 DVT1 = 0.2470616 DVT2 = 0.1 U0 = 114.1027739 UA = 1.492998E-9 UB = 1.001486E-21 UC = -1E-10 VSAT = 1.644214E5 A0 = 1.6953891 AGS = 0.3664328 B0 = 4.076586E-7 B1 = 1.131312E-6 KETA = 0.0208162 A1 = 0.4381491 A2 = 0.3 RDSW = 223.3941003 PRWG = 0.5 PRWB = -0.057842 WR = 1 WINT = 0 LINT = 2.942923E-8 DWG = -5.230547E-8 DWB = -1.815577E-9 VOFF = -0.0931646 NFACTOR = 1.9246662 CIT = 0 CDSC = 2.4E-4 CDSCD = 0 CDSCB = 0 ETA0 = 0.0230041 ETAB = -0.0167975 DSUB = 0.483315 PCLM = 1.2975619 PDIBLC1 = 1.837908E-4 PDIBLC2 = 0.0197453 PDIBLCB = -1E-3 DROUT = 0 PSCBE1 = 2.395024E9 PSCBE2 = 6.931227E-10 PVAG = 15.0148922 DELTA = 0.01 RSH = 7.6 MOBMOD = 1 PRT = 0 UTE = -1.5 KT1 = -0.11 KT1L = 0 KT2 = 0.022 UA1 = 4.31E-9 UB1 = -7.61E-18 UC1 = -5.6E-11 AT = 3.3E4 WL = 0 WLN = 1 WW = 0 WWN = 1 WWL = 0 LL = 0 LLN = 1 LW = 0 LWN = 1 LWL = 0 CAPMOD = 2 XPART = 0.5 CGDO = 6.49E-10 CGSO = 6.49E-10 CGBO = 1E-12 CJ = 1.134847E-3 PB = 0.8461774 MJ = 0.4093662 CJSW = 2.105053E-10 PBSW = 0.8348918 MJSW = 0.3165831 CJSWG = 4.22E-10 PBSWG = 0.8348918 MJSWG = 0.3165831 CF = 0 PVTH0 = 2.075733E-3 PRDSW = 4.9465702 PK2 = 2.372817E-3 WKETA = 0.0298423 LKETA = 4.507339E-4 PU0 = -1.4111749 PUA = -5.95943E-11 PUB = 1E-21 PVSAT = -50 PETA0 = 1E-4 PKETA = -3.044087E-3
nMOS	LEVEL = 7 TNOM = 27 TOX = 4.1E-9 XJ = 1E-7 NCH = 2.3549E17 VTH0 = 0.3775873 K1 = 0.5869521 K2 = 5.245416E-3 K3 = 1E-3 K3B = 4.5633298 W0 = 1E-7 NLX = 1.803108E-7 +DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0 DVT0 = 1.4735679 DVT1 = 0.4250394 DVT2 = 0.0590855 U0 = 269.485879 UA = -1.410127E-9 UB = 2.388447E-18 UC = 6.390759E-11 VSAT = 1.000104E5 A0 = 1.8656266 AGS = 0.4315602 B0 = -7.527708E-7 B1 = 2.41634E-6 KETA = -1.669057E-3 A1 = 4.733257E-4 A2 = 0.9388997 RDSW = 122.478787 PRWG = 0.3621367 PRWB = -0.2 WR = 1 WINT = 0 LINT = 1.650596E-8 DWG = -4.05898E-10 DWB = 5.889168E-9 VOFF = -0.0951815 NFACTOR = 2.4480574 CIT = 0 CDSC = 2.4E-4 CDSCD = 0 CDSCB = 0 ETA0 = 3.248255E-3 ETAB = 4.770707E-6 DSUB = 0.0249299 PCLM = 0.6777255 PDIBLC1 = 0.1738551 PDIBLC2 = 2.330061E-3 PDIBLCB = -0.1 DROUT = 0.7397205 PSCBE1 = 7.714788E10 PSCBE2 = 1.657089E-9 PVAG = 9.645365E-3 DELTA = 0.01 RSH = 6.6 MOBMOD = 1 PRT = 0 UTE = -1.5 KT1 = -0.11 KT1L = 0 KT2 = 0.022 UA1 = 4.31E-9 UB1 = -7.61E-18 UC1 = -5.6E-11 AT = 3.3E4 WL = 0 WLN = 1 WW = 0 WWN = 1 WWL = 0 LL = 0 LLN = 1 LW = 0 LWN = 1 LWL = 0 CAPMOD = 2 XPART = 0.5 CGDO = 9.05E-10 CGSO = 9.05E-10 CGBO = 1E-12 CJ = 9.537731E-4 PB = 0.8 MJ = 0.3812475 CJSW = 2.470243E-10 PBSW = 0.8 MJSW = 0.1141281 CJSWG = 3.3E-10 PBSWG = 0.8 MJSWG = 0.1141281 CF = 0 PVTH0 = 1.04772E-4 PRDSW = -1.3533794 PK2 = 3.912121E-4 WKETA = 4.370036E-3 LKETA = -9.340583E-3 PU0 = 10.3783198 PUA = 1.054565E-11 PUB = 9.970555E-23 PVSAT = 2.005228E3 PETA0 = 1.003159E-4 PKETA = 4.383537E-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

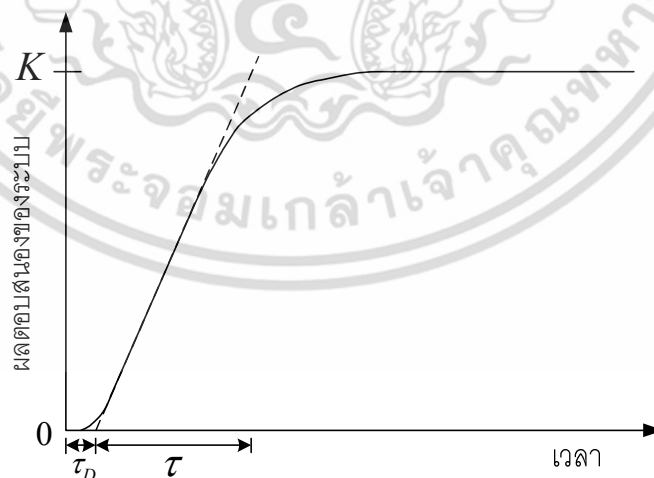
การหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดี โดยวิธีการของซีเกลอร์-นิโคลส์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการหาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอดีโดยวิธีการของซีเกลอร์-นิโคลส์ (Ziegler-Nichols tuning method) ในกรณีที่นำตัวควบคุมพีไอดีต่อเข้ากับระบบควบคุมป้อนกลับแบบหนึ่งหน่วย และกรณีที่โพลของระบบที่ถูกควบคุมนั้นมีค่าจริงโดยขั้นตอนในการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดีแสดงได้ดังนี้ [16] กล่าวคือ

ขั้นตอนที่ 1 ทดสอบระบบที่ถูกควบคุมด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตขั้นบันได ดังแสดงในรูปที่ ข.1 ในส่วนผลตอบสนองของระบบแสดงดังรูปที่ ข.2



รูปที่ ข.1 การทดสอบระบบที่ถูกควบคุมโดยการป้อนสัญญาณอินพุตขั้นบันได



รูปที่ ข.2 ผลตอบสนองของระบบถูกควบคุมจากรูปที่ ข.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 2 จากผลตอบสนองในรูปที่ ข.2 ทำการอ่านค่าพารามิเตอร์ และ แล้วนำไปแทนค่าลงใน ตารางที่ ข.1 เพื่อคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการของตัวควบคุมพีไอดี

ตารางที่ ข.1 การหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดี

ชนิดของตัวควบคุมพีไอดี	พารามิเตอร์		
	K_p	T_i	T_d
ตัวควบคุมพีไอดีโหมดกระแส	$\frac{1.5\tau}{K\tau_D}$	$2.5\tau_D$	$0.4\tau_D$

สำหรับระบบควบคุมแบบป้อนกลับตามรูปที่ 5.6 เป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโหมดกระแสซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$P(s) = \frac{1}{2.25 \times 10^{-12} s^2 + 3 \times 10^{-6} s + 1} \quad (\text{ค.1})$$

เมื่อทำการทดสอบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโหมดกระแสตามรูปที่ ข.1 พบว่าผลตอบสนองของระบบจะมีค่าเท่ากับ $K = 1$, $\tau_D = 0.252 \mu\text{s}$ และ $\tau = 3.52 \mu\text{s}$ ซึ่งเมื่ออาศัยตารางที่ ข.1 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดกระแสจะมีค่าเป็น $K_p = 20.95$, $T_i = 0.63 \mu\text{s}$ และ $T_d = 1.408 \mu\text{s}$ เนื่องจากค่า K_p มีค่ามากจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเป็น $K_p = 3$, $T_i = 1.5 \mu\text{s}$ และ $T_d = 1.5 \mu\text{s}$

สำหรับระบบควบคุมแบบป้อนกลับตามรูปที่ 5.11 เป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโหมดกระแสซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$P(s) = \frac{9}{1 \times 10^{-12} s^2 + 2 \times 10^{-6} s + 9} \quad (\text{ค.2})$$

เมื่อทำการทดสอบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโหมดกระแสตามรูปที่ ข.1 พบว่าผลตอบสนองของระบบจะมีค่าเท่ากับ $K = 1$, $\tau_D = 0.2 \mu\text{s}$ และ $\tau = 0.6 \mu\text{s}$ ซึ่งเมื่ออาศัยตารางที่ ข.1 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดกระแสจะมีค่าเป็น $K_p = 4.5$, $T_i = 0.5 \mu\text{s}$ และ $T_d = 0.08 \mu\text{s}$ ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเป็น $K_p = 4.5$, $T_i = 3 \mu\text{s}$ และ $T_d = 0.4 \mu\text{s}$

สำหรับระบบควบคุมแบบป้อนกลับตามรูปที่ 5.18 เป็นวงจรมอเตอร์กระแสตรง เมื่อทำการทดสอบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านโหมดกระแสตามรูปที่ ข.1 พบว่าผลตอบสนองของระบบจะมีค่าเท่ากับ $K = 1$, $\tau_D = 0.04 \mu\text{s}$ และ $\tau = 0.3 \mu\text{s}$ ซึ่งเมื่ออาศัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ข.1 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมตกระแสะจะมีค่าเป็น $K_p = 45, T_i = 0.1 \mu s$ และ $T_d = 0.16 \mu s$ ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเป็น $K_p = 5, T_i = 0.9 \mu s$ และ $T_d = 0.144 \mu s$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค
ผลงานที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์ระหว่างที่
ทำการศึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 35 The 35th Electrical Engineering Conference

Volume 2

- (CM) ไฟฟ้าสื่อสาร
- (CT) ระบบควบคุมและการวัดคุม
- (EL) อิเล็กทรอนิกส์
- (DS) การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
- (CP) คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ
- (PH) ไฟโตนิกส์
- (BE) วิศวกรรมชีวการแพทย์



BANGKOK UNIVERSITY
THE CREATIVE UNIVERSITY

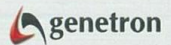


NECTEC
a member of NSTDA

สนับสนุนโดย

จัดการประชุมโดย

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยกรุงเทพ และ
ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ
ณ รอยัลฮิลล์ กอล์ฟ รีสอร์ท แอนด์ สปา นครนายก
12-14 ธันวาคม 2555



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

EL006	<p>การออกแบบและกระบวนการสร้างห้วัดความชื้นแบบตัวเก็บประจุ อาคม ศรีมหาพนธ์^{1,2}, วิสุทธิ ฐิติรุ่งเรือง³, พุทธิพล เพ็งหัด¹, นิภาพรรณ กลั่นเงิน¹, ชาญเดช หรือนันต์¹ และ อัมพร โพธิ์โย¹ ¹ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ ²สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p>	767
EL007	<p>ตัวควบคุมฟีดแบ็คโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบซิงโครนัสที่ควบคุมด้วยกระแส สมเกียรติ เกิดทอง¹, วินัย ศิลารวม¹, วิภาวัลย์ นาคทรัพย์¹, วิภา แสงพิสิทธิ¹ และ วิวัฒน์ ภิรานนท์¹ ¹สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ²มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ³มหาวิทยาลัยสยาม</p>	771
EL008	<p>วงจรควบคุมแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์เฟสอินดักชันที่สามโหมดกระแสโดยใช้วงจร MCCCFTA วงจรเดียว อภิทธิพล กันศิริ มนตรี คำเงิน สมยศ จุณณะปิยะ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p>	775
EL009	<p>วงจรควบคุมแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์โดยใช้วงจร DDCC อนุสรณ์ อัดพูน อภิชัย ชนะสุข มนตรี คำเงิน กอบชัย เศรษฐา สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p>	779
EL010	<p>วงจรรอครากสัญญาณโหมดกระแสที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้ MO-CCCTTA เพียงตัวเดียว สุรศักดิ์ อินทร์จันทร์¹ ประชาธิ์ฐ สัตถาผล² และ มนตรี ศิริปรัชญานันท์¹ ¹มหาวิทยาลัยราชภัฏหมู่บ้านจอมบึง ²โรงเรียนสาธิตมหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ ³มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ</p>	783
EL011	<p>A Generalized Floating-Gate Integrator for Sampled-Data Filtering Applications Panavy Pookaiyudom and Apisak Worapishet Mahanakorn University of Technology</p>	787

ตัวควบคุมพีไอดีโดยใช้วงจรถอกรับกระแสแบบซิมอสที่ถูกควบคุมด้วยกระแส

PID Controller based on Current Controlled MOS Inverter

สมเกียรติ เกิดทอง¹, วินัย ศิลารวม², วิภาวัลย์ นาคทรัพย์, วิภา แสงพิสิทธิ์ และ วิวัฒน์ กิรณานที

¹ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

แขวงลำปลาทิว ถนนลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 E-mail: somkiakt@gmail.com, s4611803@kmitl.ac.th

²ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร เขตหนองจอก กรุงเทพฯ 10530

³ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม 38 ถนนเพชรเกษม แขวงบางหว้า เขตภาษีเจริญ กรุงเทพฯ 10160

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอตัวควบคุมพีไอดีที่ทำงานในโหมดกระแสบนพื้นฐานการใช้อินเวอร์เตอร์แบบมอสที่ถูกควบคุมด้วยกระแสที่นำมาสร้างเป็นวงจรถอกรับกระแสคอนดักเตอร์ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์แอคทีฟทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เพียงสองตัวเท่านั้น โดยไม่ใช้ตัวต้านทานภายนอก จึงมีความเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมการปรับอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอดีสามารถทำได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจรถอกรับกระแส ผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมและการประยุกต์ใช้งานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้แบบจำลอง TSMC 0.18 μm CMOS และแรงดันไฟเลี้ยง ± 0.9 V ได้ผลสอดคล้องกับผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีได้เป็นอย่างดี

คำสำคัญ: ตัวควบคุมพีไอดี, โหมดกระแส, อินเวอร์เตอร์แบบมอส

Abstract

This paper presents a current-mode proportional-integral-derivative (PID) controller based on current controlled MOS inverter to implement a transistor as active element together with two grounded capacitors without external lumped resistors. Then, it is suitable for integrated circuit implementation. The gain parameters of the circuit can be electronically controlled by varying the bias currents of the inverters. The simulation is made by PSPICE with TSMC 0.18 μm CMOS process and ± 0.9 V supply voltage. The simulation results of the controller and its application show good agreement with the theoretical analyses.

Keywords: proportional-integral-derivative controller (PID), current-mode, MOS inverter

1. บทนำ

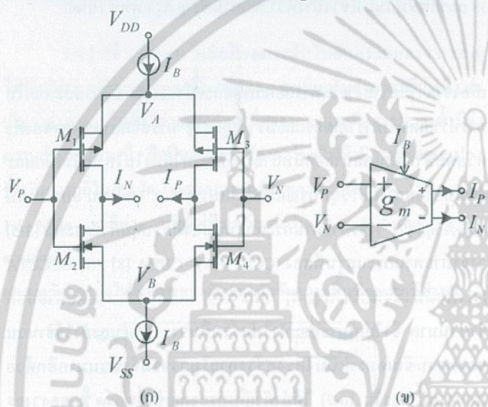
ตัวควบคุมพีไอดีถูกใช้อย่างกว้างขวางในกระบวนการทางอุตสาหกรรม เป็นที่ทราบกันดีว่าปัญหาในระบบควบคุมทางอุตสาหกรรมสามารถปรับปรุงและแก้ไขได้ด้วยตัวควบคุมพีไอดี

เนื่องจากมีความง่ายในการออกแบบและสร้างวงจร มีความสะดวกในการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์และมีราคาถูก [1] การออกแบบวงจรของตัวควบคุมพีไอดีแบบอนาล็อกนั้นสามารถทำงานได้ทั้งในโหมดแรงดันและโหมดกระแส โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟแบบต่าง ๆ อาทิเช่น ออปแอมป์ (Op-Amp) [2] วงจรสายพาสกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส [3-5] วงจรสายพาสกระแสรุ่นที่สอง (CCII) [6-7], CDBA [8] และ CCCCTA [9] เป็นต้น ซึ่งพบว่าใน [2-4] และ [6-9] ใช้ตัวต้านทานต่อภายนอกจำนวนมาก จึงไม่เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม และยังใช้จำนวนของทรานซิสเตอร์ที่เป็นโครงสร้างภายในวงจรมีจำนวนมากอีกด้วย นอกจากนี้วงจรใน [6-7] ใช้น้ำหนักเก็บประจุต่อเข้าที่พอร์ต X ของวงจรถอกรับกระแสที่มีค่าที่เกินค่าโอห์มของตัวควบคุมไม่ถูกต้องเนื่องจากที่พอร์ต X มีความต้านทานแรงดันร่วมด้วย รวมทั้งวงจรไม่สามารถปรับอัตราขยายของวงจรได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนวงจรใน [5] นั้นทำงานในโหมดแรงดันประกอบด้วย CCCII ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์โดยไม่ใช้ตัวต้านทานจากภายนอก แต่ถึงกระนั้นก็ตามวงจรยังคงใช้จำนวนของทรานซิสเตอร์ที่เป็นโครงสร้างภายในวงจรมีจำนวนมากเช่นเดียวกับวงจรใน [2-4] และ [6-9] ซึ่งนับได้ว่าเป็นจุดด้อยในการนำไปสร้างวงจรรวม แต่อย่างไรก็ตามในปัจจุบันนี้การใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ ๆ มีความจำเป็นมากขึ้น ดังนั้นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสจึงได้รับความนิยมเพิ่มขึ้นตามลำดับ ทั้งนี้เนื่องมาจากข้อเด่นดังนี้ คือมีแบนด์วิดท์กว้าง มีความเป็นเชิงเส้นที่ดี และใช้กำลังไฟฟ้าที่ต่ำ เป็นต้น บทความนี้จึงนำเสนอตัวควบคุมพีไอดีที่ทำงานในโหมดกระแสที่มีข้อดีเหนือกว่าวงจรถอกรับกระแสแล้วข้างต้น นั่นคือออกแบบวงจรถอกรับกระแสให้จำนวนอุปกรณ์ภายในวงจรมีน้อยกว่า โดยนำวงจรถอกรับกระแสแบบมอสที่ควบคุมด้วยกระแสมาสร้างเป็นวงจรถอกรับกระแสคอนดักเตอร์ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์โดยไม่ต้องใช้ตัวต้านทานจากภายนอก และใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ จึงทำให้วงจรที่นำเสนอมีความน่าสนใจที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมต่อไป มีข้อเด่นในการใช้งานที่กว้าง อีกทั้งวงจรมีความสามารถปรับอัตราขยายของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยได้แสดงผลการจำลองการทำงานของตัวควบคุมและการประยุกต์ใช้งานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

EL007

2. วงจรที่นำเสนอ

เนื่องจากในบทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีโอดีบนพื้นฐานของวงจรถ่ายโอนสัญญาณแบบมอสที่มีการควบคุมด้วยกระแส ฉะนั้นในส่วนแรกนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรถ่ายโอนสัญญาณก่อน โดยวงจรถ่ายโอนสัญญาณของอินเวอร์เตอร์และสัญลักษณ์ตัวทรานส์คอนดักเตอร์ที่สร้างขึ้นจากวงจรถ่ายโอนสัญญาณแสดงดังรูปที่ 1(ก) และ 1(ข) ตามลำดับ ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แบบมอสจำนวนสี่ตัวที่สามารถปรับค่ากระแสไบอัสของวงจรถ่ายโอนสัญญาณ I_B [10]



รูปที่ 1 วงจรถ่ายโอนสัญญาณที่ควบคุมด้วยกระแส

(ก) โครงสร้างภายใน (ข) สัญลักษณ์ตัวทรานส์คอนดักเตอร์ที่สร้างขึ้นมาจากวงจรถ่ายโอนสัญญาณ

จากวงจรในรูปที่ 1(ก) หาความสัมพันธ์ของกระแส I_P และ I_N กับค่าแรงดันอินพุต V_P และ V_N กำหนดให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสี่ตัวมีค่าเท่ากัน $g_m = g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4}$ พบว่า

$$I_N = -g_m(V_P - V_N) \tag{1}$$

$$I_P = g_m(V_P - V_N) \tag{2}$$

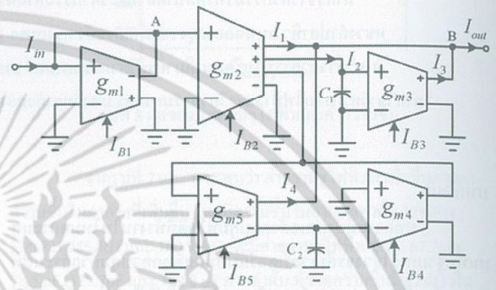
จากสมการ (1) และ (2) จะเห็นว่า วงจรตามรูปที่ 1(ก) นั้นทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายโอนสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งกระแส I_N มีทิศทางตรงข้ามกับกระแส I_P โดยที่ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m มีค่าเป็นดังสมการ

$$g_m = \sqrt{I_B \mu C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)} \tag{3}$$

เมื่อ I_B คือกระแสไบอัสในวงจร μ คือค่าความคล่องตัวในการเคลื่อนที่ของประจุพาหะ C_{OX} คือค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจากซิลิกอนออกไซด์ระหว่างเกตกับช่องทางเดินกระแสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

W และ L คือความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสตามลำดับ

จากคุณสมบัติของตัวทรานส์คอนดักเตอร์ที่กล่าวมาแล้วสามารถนำไปประกอบวงจรเพื่อสร้างเป็นตัวควบคุมพีโอดีที่ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุได้ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 ตัวควบคุมพีโอดีที่นำเสนอ

วงจรถ่ายโอนสัญญาณที่ประกอบด้วยตัวทรานส์คอนดักเตอร์จำนวน 5 ตัวและตัวเก็บประจุที่ต้องใส่รวมจำนวน 2 ตัว โดยตัวทรานส์คอนดักเตอร์ตัวที่ 1 และ 2 ทำหน้าที่ปรับสัดส่วนของสัญญาณ ตัวทรานส์คอนดักเตอร์ตัวที่ 3 และตัวเก็บประจุ C_1 ทำหน้าที่ในการอินทิเกรตสัญญาณ ส่วนตัวทรานส์คอนดักเตอร์ตัวที่ 4, 5 และตัวเก็บประจุ C_2 ทำหน้าที่ในการอนุพันธ์สัญญาณ การวิเคราะห์การทำงานของวงจรโดยพิจารณาจากคุณสมบัติของตัวทรานส์คอนดักเตอร์ในสมการ (1) และ (2) พิจารณาโหนด A ที่ตัวทรานส์คอนดักเตอร์ตัวที่ 1

$$V_A = \frac{I_{in}}{g_{m1}} \tag{4}$$

ตัวทรานส์คอนดักเตอร์ตัวที่ 2 สร้างขึ้นจากวงจรถ่ายโอนสัญญาณสองชุดโดยมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ พบว่ากระแสเอาต์พุต I_1 มีค่าเป็น

$$I_1 = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_{in} \tag{5}$$

พิจารณาตัวทรานส์คอนดักเตอร์ตัวที่ 3 พบว่ากระแส I_3 จะมีค่าเท่ากับ

$$I_3 = \frac{g_{m3}}{C_1 s} \frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_{in} \tag{6}$$

ส่วนกระแส I_4 เป็นเอาต์พุตของตัวทรานส์คอนดักเตอร์ตัวที่ 5 โดยมีค่าเป็น

$$I_4 = \frac{C_2 s}{g_{m4}} \frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_{in} \tag{7}$$

พิจารณาที่โหนด B หาผลรวมกระแสได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{out} = I_1 + I_3 + I_4 \quad (8)$$

แทนค่าสมการ (5), (6) และ (7) ลงในสมการ (8) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมที่โอดีตามรูปที่ 2 เป็น

$$H_1(s) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(1 + \frac{g_{m3}}{C_1 s} + \frac{C_2 s}{g_{m4}} \right) \quad (9)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมที่โอดีในรูปแบบทั่วไป

$$H_2(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (10)$$

ในที่นี้ค่า K_p คืออัตราขยายของการปรับสัดส่วนของสัญญาณ, T_i คือค่าคงตัวทางเวลาของการอินทิเกรต และ T_d คือค่าคงตัวทางเวลาของการอนุพันธ์ของตัวควบคุมที่โอดี เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ (9) กับ (10) จะพบว่า

$$K_p = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (11)$$

$$T_i = \frac{C_1}{g_{m3}} \quad (12)$$

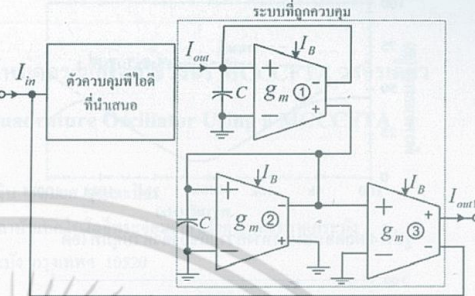
$$T_d = \frac{C_2}{g_{m4}} \quad (13)$$

จากสมการ (11) - (13) พบว่า ค่าพารามิเตอร์ K_p , T_i และ T_d ของตัวควบคุมที่โอดีนั้นสามารถปรับค่าด้วยกระแสไบอัส I_B ของตัวทรานส์คอนดักเตอร์ตามสมการ (3) นั่นคือสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์นั่นเอง นอกจากนี้ยังสามารถคิดแปลงวงจรในรูปที่ 2 ให้เป็นตัวควบคุมที่โอดีและที่ไอเพื่อวัตถุประสงค์ในการใช้งานของแตรระบบควบคุมที่ต้องการควบคุม ซึ่งทำได้โดยการปลดกระแส I_3 หรือ I_4 ที่โหนด B ออกจากวงจร และหาความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของแต่ละตัวควบคุมได้เป็นดังนี้

$$H_{PD}(s) = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(1 + \frac{C_2 s}{g_{m4}} \right) \quad \text{และ} \quad H_{PI}(s) = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(1 + \frac{g_{m3}}{C_1 s} \right)$$

ตัวอย่างการนำตัวควบคุมที่โอดีไปประยุกต์ใช้ในระบบควบคุมป้อนกลับหนึ่งหน่วยแบบลบแสดงดังรูปที่ 3 โดยที่ระบบที่นำมาทดสอบได้ออกแบบเป็นวงจรถองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่สอง กำหนดให้กระแสไบอัสในวงจรมีค่าเท่ากับ $I_B = 125 \mu A$ และค่าตัวเก็บประจุทั้งสองเป็น $C = 0.6 \text{ nF}$ ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่ถูกควบคุมมีค่าดังนี้

$$P(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_{out}(s)} = \frac{1}{2.25 \times 10^{-12} s^2 + 3 \times 10^{-6} s + 1} \quad (14)$$



รูปที่ 3 การประยุกต์ใช้ตัวควบคุมที่โอดีที่นำเสนองาน

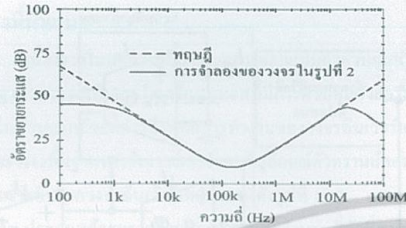
3. ผลการจำลองการทำงาน

เพื่อยืนยันการทำงานของตัวควบคุมที่โอดีที่นำเสนอ ได้ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้ซอฟต์แวร์เทคโนโลยีของ MOSIS [14] ที่มีอัตราส่วนของความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสของมอสเฟตที่แสดงดังตารางที่ 1 และใช้แรงดันไฟเลี้ยงในวงจรมีค่าเป็น $\pm 0.9 \text{ V}$ ค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = 1 \text{ nF}$, $C_2 = 0.1 \text{ nF}$ กำหนดให้กระแสไบอัสของวงจร $I_{B1} = 20 \mu A$, $I_{B2} = 360 \mu A$, $I_{B3} = 200 \mu A$, $I_{B4} = 30 \mu A$ และ $I_{B5} = 250 \mu A$ ได้ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมที่โอดีแสดงดังรูปที่ 4 จะสังเกตเห็นได้ว่าช่วงความถี่ปฏิบัติการของวงจรมีค่าสูงถึง 20 MHz จากนั้นได้ทำการทดสอบคุณสมบัติทางพลวัตของตัวควบคุมที่โอดี เมื่ออินพุตเป็นฟังก์ชันขั้นบันได ที่ปรับค่ากระแสไบอัสของวงจรมีค่าต่างๆกัน นั่นคือ $I_{B1} = 20 \mu A, 40 \mu A, 80 \mu A$ คนลำดับ ได้กระแสเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 5 ส่วนในรูปที่ 6 เป็นผลตอบสนองทางความถี่ของระบบควบคุมป้อนกลับหนึ่งหน่วยที่นำตัวควบคุมที่โอดีมาควบคุมการทำงานของระบบ ซึ่งพบว่าความถี่ใช้งานได้มากถึง 2 MHz เทียบกับทฤษฎีสำหรับรูปที่ 7 เป็นผลตอบสนองของระบบป้อนกลับทางพลวัตในกรณีที่มิตัวควบคุมและไม่มีตัวควบคุมเมื่ออินพุตเป็นฟังก์ชันขั้นบันได จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองของระบบที่ไม่มีตัวควบคุมจะมีค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัวเป็น $2.5 \mu A$ เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุดเป็น 4% ช่วงเวลาขึ้นมีค่าเท่ากับ $2.29 \mu s$ และ ช่วงเวลาเข้าที่เป็น $6.14 \mu s$ ส่วนผลตอบสนองที่ใช้ตัวควบคุมที่โอดี ไม่มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัว เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูงสุดมีค่าเป็น 6% ช่วงเวลาขึ้นเท่ากับ $1.79 \mu s$ และ ช่วงเวลาเข้าที่เป็น $5.60 \mu s$ เป็นที่น่าสังเกตว่าการใช้ตัวควบคุมที่โอดีที่นำเสนอไปควบคุมการทำงานของระบบควบคุมแบบป้อนกลับทำให้ระบบมีความเสถียรภาพที่ดีกว่า

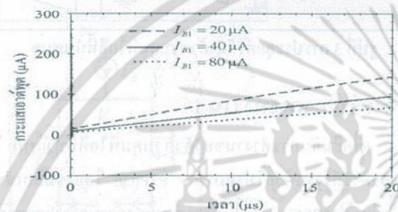
ตารางที่ 1 อัตราส่วนของมอสเฟตในวงจรถอง

ทรานส์ซิสเตอร์	W (μm)	L (μm)
M ₁ , M ₃	6.84	0.36
M ₂ , M ₄	2.70	0.36

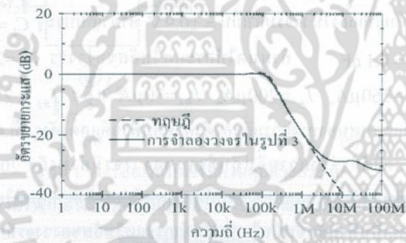
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมที่ไอดี



รูปที่ 5 ผลตอบสนองแบบขั้นบันไดของตัวควบคุมที่ไอดี



รูปที่ 6 ผลตอบสนองทางความถี่ของรูปที่ 3



รูปที่ 7 ผลตอบสนองของอินพุตขั้นบันไดของหน่วยของรูปที่ 3

4. บทสรุป

บทความนี้ได้นำเสนอตัวควบคุมที่ไอดีในโหมดกระแสที่สร้างขึ้นจากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบมอสที่ถูกควบคุมด้วยกระแสต่อร่วมกับตัวเก็บประจุที่ถูกต่อลงกราวด์โดยไม่ต้องเพิ่มตัวต้านทานภายนอกแต่อย่างใด ตัวควบคุมที่นำเสนอนี้จึงเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมอย่างอื่นเนื่องจากใช้จำนวนของทรานซิสเตอร์ที่น้อยกว่าตัวควบคุมที่ไอดีที่เคยได้นำเสนอมาแล้ว จึงทำให้พื้นที่ของชิปน้อยกว่าด้วย และใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ รวมทั้งยังสามารถปรับค่าอัตราขยายได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ผลการจำลองของตัวควบคุมและเมื่อนำ

ตัวควบคุมไปประยุกต์ใช้กับระบบควบคุมป้อนกลับหนึ่งหน่วยให้ผลสอดคล้องเป็นไปตามหลักการวิเคราะห์ได้เป็นอย่างดี

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] K. J. Astrom, T. Haggulund, "The Future of PID Control," Control Eng. Practice, Vol.9, 2001.
- [2] S. Franco, Design with Operation Amplifiers and Analog Integrated circuits. 2nd Ed. New York: McGraw-Hill, 1998.
- [3] C. Erdal, A. Toker, C. Acar, "A new proportional – integral – derivative (PID) controller realization by using current conveyors and calculating optimum parameter tolerances," Journal of Electrical and Electronics, Vol.1, No. 2, 2001, pp. 267 - 273.
- [4] C. Erdal, H. Kuntman, S. Kafall, "A Current Controlled Conveyor Based Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller," Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 4, No. 2, 2004, pp. 1243 - 1248.
- [5] วิภาวิทย์ นาคทรัพย์ วิวัฒน์ ภิรานนท์ จริญญา วงศ์เดชธรรม และ วิภา แสงพิสิทธิ. "ตัวควบคุมที่ไอดี พีไอและพีดีโดยใช้วงจรสายพานกระแสรวมที่ส่งที่ถูกควบคุมด้วยกระแส." เอกสารรวมเล่มการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 31, Vol. 2, 2551.
- [6] S. Minaei, E. Yuce, S. Tokat, O. Cicekoglu, "Simple Realizations of Current-Mode and Voltage-Mode PID, PI and PD Controllers," Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Dubrovnik (Croatia), 2005, pp. 195-198.
- [7] E. Yuce, S. Tokat, A. Kizilkaya, O. Cicekoglu, "CCII Based on PID Controllers Employing Grounded Passive Components," International Journal of Electronics and Communications, Vol. 60, No. 5, 2006, pp. 399-403.
- [8] A. U. Keskin, Design of a PID Controller Circuit Employing CDBAs. International Journal of Electrical Engineering Education, Vol. 43, No. 1, 2006, pp. 48 - 56.
- [9] N. Pandey, S. Kapur, P. Arora, S. Sharma, "MO - CCCCTA Based PID Controller Employing Grounded Passive Elements," International Conference on Computer & Communication Technology (ICCCCT), Allahabad (India), 2011, pp. 270 - 273.
- [10] A. F. Arbel and L. Goldminz, "Output Stage for Current-Mode Feedback Amplifiers, Theory and Applications," Analog Integrated Circuit and Signal Processing Vol.2, No. 3, 1992, pp.243-255.
- [11] The Mosis Service, United States, "Wafer Electrical Test Data and SPICE Model of TSMC 0.18 μm CMOS Process Parameter," <http://www.mosis.org/test/>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายสมเกียรติ เกิดทอง
ภูมิลำเนาเดิม	จังหวัดพิษณุโลก
อาชีพ	วิศวกร ตำแหน่งผู้จัดการโครงการโครงข่ายเส้นใยแก้วนำแสงระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่
สถานที่ทำงาน	บริษัทเนลิส(ประเทศไทย)
ประวัติการศึกษา	ระดับปริญญาตรี (วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต: วศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2544
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) บริหารโครงการสื่อสารโทรคมนาคม 2) ระบบสื่อสารสัญญาณ (SDH, IP-RAN) 3) ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ 2G, 3G และ LTE 4) ระบบโครงข่ายใยแก้วนำแสง
งานวิจัยที่สนใจ	การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ระบบสื่อสารโทรคมนาคม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้