

ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์  
แบบใช้โอทีเอ

ELECTRONICALLY TUNABLE PHASE-LEAD COMPENSATOR USING OTAs



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2557

KMITL-2014-EN-M-080-217

ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์  
แบบใช้โอทีเอ

ELECTRONICALLY TUNABLE PHASE-LEAD COMPENSATOR USING OTAs



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2557

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ELECTRONICALLY TUNABLE PHASE-LEAD COMPENSATOR USING OTAs



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2014

KMITL-2014-EN-M-080-217

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2014

FACULTY OF ENGINEERING






KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**คณะวิศวกรรมศาสตร์**  
**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**  
**ใบรับรองวิทยานิพนธ์**

---

หัวข้อวิทยานิพนธ์    ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบใช้โอทีเอ  
Thesis Title        Electronically Tunable Phase-Lead Compensator Using OTAs  
นักศึกษา                นายจิรสิทธิ์ คงเคาพรธรรม  
รหัสประจำตัว        53610927  
ปริญญา                วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา            วิศวกรรมระบบควบคุม  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์    ผศ.ดร.วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า  
หมายเลขวิทยานิพนธ์              KMITL-2014-EN-M-080-217

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ศ.ดร.วันชัย	ริ้วรุจา	
รศ.ดร.วรวงศ์	ตั้งศรีรัตน์	
ผศ.ดร.อนุชา	แก้วพูลสุข	
ผศ.ดร.ทัตยา	ปุกคละนนท์	
ผศ.ดร.วรรณดี	เพชรมณีล้ำค่า	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ    วันจันทร์ที่ 6 ตุลาคม พ.ศ. 2557 เวลา 13.00-15.00 น.  
สถานที่สอบ    ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

**คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว**

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น **ฉบับตีพิมพ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์** รับผิดชอบด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงวันที่ **6 ตุลาคม พ.ศ. 2557** นำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบใช้โอทีเอ
นักศึกษา	นายจีรสิทธิ์ คงเคารพธรรม
รหัสนักศึกษา	53610927
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2557
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า (phase-lead compensator) โดยใช้เทคนิคอย่างง่าย วงจรที่ออกแบบประกอบด้วยวงจรมายค่าความนำ (operational transconductance amplifier, OTA) ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอคทีฟกับตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียว ตัวชดเชยที่นำเสนอสามารถปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอกของตัวโอทีเอ วงจรมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน รวมถึงมีต้นทุนที่ต่ำ อีกทั้งได้มีการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร หลักการที่นำเสนอนั้นสามารถยืนยันได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดลองต่อวงจรจริง เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพการทำงานของวงจร ได้แสดงตัวอย่างการชดเชยเฟสของระบบอันดับสอง จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรมีประสิทธิภาพสอดคล้องเป็นไปตามหลักการ

Thesis Title	Electronically Tunable Phase-Lead Compensator Using OTAs
Student	Mr.Jeerasit Kongkauroptom
Student ID.	53610927
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2014
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr.Wandee Petchmaneelumka

### Abstract

A simple circuit technique to realize phase-lead compensator is presented in this thesis. The circuit implementation is based on the use of operational transconductance amplifiers (OTAs) as active devices and a capacitor. The proposed compensator provides the electronically adjusting capability by tuning the external bias currents of OTAs. The purpose of this thesis is emphasized on simple configuration and low cost. The performances of the proposed compensator are also analysed. The principle of the proposed circuit is confirmed by PSPICE simulation and experimental results. To verify the proposed circuit performance, the second-order system is compensated using the proposed compensator. As a result, the circuit performance is agreed with the theoretical aspect.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้เขียนต้องขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า เป็นอย่างสูง ที่คอยให้คำปรึกษา ชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ และช่วยเหลือในการทำงานวิจัย ตลอดจนตรวจสอบงานวิจัยให้แก่ผู้เขียนในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ ศ.ดร.วันชัย ธีรรัฐจา อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม ที่ได้ให้ความรู้ คำแนะนำ คำปรึกษาและคำชี้แนะ ตลอดจนการทำงานวิจัย รวมถึงฝึกฝนทักษะต่างๆ ในการทำงานวิจัย เพื่อที่จะสามารถทำงานวิจัยออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตลอดจนสั่งสอนให้แนวความคิดต่างๆ ในการดำเนินชีวิต ให้แก่ผู้เขียน

ขอขอบพระคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ได้มอบสถานที่และให้ทุนการวิจัยสำหรับการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ ผศ.เทพจิตร์ เชยโกคา และดร.อภิณีย์ ฤกษ์รัตน์ อาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมวิชาการวัดและควบคุม และพี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการ CS-Lab ทุกคน ที่ได้ให้คำปรึกษา และช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ในการทำงานวิจัย อีกทั้งยังเป็นกำลังใจที่ดีให้แก่ผู้เขียนตลอดระยะเวลาของการศึกษา

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา พี่สาว ญาติๆ และเพื่อนทุกคน ที่ให้การสนับสนุน ให้ความช่วยเหลือ ให้ความหวังใจ และคอยเป็นกำลังใจให้แก่ผู้เขียนตลอดระยะเวลาการศึกษา

จิรสิทธิ์ี คงเคารพธรรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต่อ III ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 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.....	1
1.3 หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 การชดเชยสำหรับระบบควบคุม.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 หลักการของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า.....	4
2.3 หลักการของตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลัง.....	8
2.4 หลักการของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและล้าหลัง.....	10
2.5 บทสรุป.....	11
บทที่ 3 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่มีการนำเสนอในอดีต.....	14
3.1 กล่าวนำ.....	14
3.2 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าแบบพื้นฐานชนิดใช้อุปกรณ์พาสซีฟ.....	14
3.3 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าชนิดใช้อุปกรณ์.....	15
3.4 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์แบบพื้นฐานโดย S. Minaei และคณะ.....	19
3.5 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์แบบใช้ OTRA โดย R. Pandey และคณะ.....	21
3.6 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์โหมดกระแสแบบใช้ CC-CCTA โดย สมชาย ศรีสกุลเตียว และ มนตรี ศิริปรัชญานันท์.....	24
3.7 บทสรุป.....	27
บทที่ 4 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าโดยใช้อิทธิฤทธิ์นำเสนอ.....	30
4.1 กล่าวนำ.....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อ IV อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2 ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ .....	30
4.3 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรโอทีเอ .....	35
4.4 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร .....	36
4.4.1 ช่วงปฏิบัติงานของวงจร .....	36
4.4.2 ข้อจำกัดทางความถี่ .....	36
4.5 การทดสอบและผลการทดสอบของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ .....	37
4.5.1 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร .....	37
4.5.2 ผลการทำงานของวงจรแบบต่อจริง .....	44
4.6 บทสรุป .....	49
บทที่ 5 ตัวอย่างการใช้งานวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ .....	50
5.1 กล่าวนำ .....	50
5.2 กระบวนการของระบบอันดับสองที่สังเคราะห์ขึ้น .....	50
5.3 การควบคุมกระบวนการโดยใช้วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ .....	53
5.4 บทสรุป .....	62
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ .....	63
6.1 สรุปผลการวิจัย .....	63
6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ .....	63
เอกสารอ้างอิง .....	64
ภาคผนวก ก วงจรโอทีเอ .....	66
ภาคผนวก ข การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรโอทีเอ ในวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ .....	75
ภาคผนวก ค บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์ .....	79
ประวัติผู้เขียน .....	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อ V ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 สรุปลักษณะสมบัติตัวชดเชยชนิดต่างๆ.....	12
3.1 ตารางเปรียบเทียบการทำงานของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าแบบต่างๆ .....	28
4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.2.....	37
5.1 ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ของตัวชดเชย .....	60



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต่อVI่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การกำหนดค่าโพลและซีโรของตัวชดเชยแบบเฟสหน้า .....	6
2.2 คุณสมบัติของตัวชดเชยแบบเฟสหน้า .....	7
2.3 การกำหนดค่าโพลและซีโรของตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลัง .....	9
2.4 คุณสมบัติของตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลัง .....	9
2.5 ส่วนประกอบแบบเฟสหน้าและล้าหลัง .....	10
3.1 การแบ่งแรงดันในการสร้างตัวชดเชยแบบเฟสหน้า .....	14
3.2 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสหน้าแบบพื้นฐานชนิดใช้อุปกรณ์พาสซีฟ .....	14
3.3 ตัวควบคุมแบบเฟสหน้าและแบบเฟสล้าหลังแบบพื้นฐานชนิดใช้ออปแอมป์ .....	15
3.4 ตัวควบคุมแบบเฟสหน้าและแบบเฟสล้าหลังแบบเพิ่มวงจรมายืดสัญญาณแบบกลับขั้ว .....	17
3.5 ตัวชดเชยแบบเฟสหน้าและแบบเฟสล้าหลังสองชั้น .....	18
3.6 สัญลักษณ์ของวงจร CCII .....	20
3.7 วงจรตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่นำเสนอโดย S. Minaei และคณะ .....	21
3.8 สัญลักษณ์ของ OTRA .....	22
3.9 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่นำเสนอโดย R. Pandey และคณะ .....	22
3.10 การสมมูลแทนที่ตัวต้านทานด้วยมอสทรานซิสเตอร์ .....	23
3.11 วงจรตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่นำเสนอในโดย R. Pandey และคณะ แบบปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ .....	23
3.12 สัญลักษณ์และวงจรมมูลของ CC-CCTA .....	25
3.13 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบอนุพันธ์โดยใช้ CC-CCTA .....	25
3.14 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์โดยใช้ CC-CCTA .....	27
4.1 โอทีเอ .....	31
4.2 ตัวชดเชยแบบเฟสหน้าที่ปรับค่าโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบใช้โอทีเอที่นำเสนอ .....	32
4.3 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสหน้าที่นำเสนอในกรณีที่มีการทำงานไม่เป็นอุดมคติ .....	35
4.4 ผลผลการเลียนแบบการตอบสนองทางเวลาของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสหน้าที่นำเสนอ .....	38
4.5 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรของค่าคงที่ทางเวลา $T$ ต่อ $I_{B2}$ เมื่อ $I_{B2}$ แปรค่าตั้งแต่ $10\mu\text{A} - 1\text{mA}$ .....	39
4.6 ผลการเลียนแบบค่าอณุมุมที่มีผลต่อค่าคงที่ทางเวลา $T$ เปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ 1 (กำหนดให้ $T = 5.2\mu\text{s}$ ) และกรณีที่ 2 (กำหนดให้ $T = 10.4\mu\text{s}$ ) .....	40
4.7 ผลการเลียนแบบค่าอณุมุมที่มีผลต่อค่าอัตราขยาย $K$ เปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ 1 (กำหนดให้ $K = 0.01$ ) และกรณีที่ 3 (กำหนดให้ $K = 0.02$ ) .....	40
4.8 กราฟเปรียบเทียบผลการเลียนแบบการทำงานระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของ วงจรตัวชดเชยแบบเฟสหน้าที่นำเสนอ .....	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อVIIงอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 ผลการเลียนแบบการตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ กำหนดให้มีค่าความถี่หักมุมที่ตำแหน่ง 3.06 kHz และ 30.06 kHz.....	42
4.10 ผลการเลียนแบบการตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ กำหนดให้มีค่าความถี่หักมุมที่ตำแหน่ง 23.4 kHz และ 234.7 kHz .....	43
4.11 แผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ.....	44
4.12 ผลการตอบสนองเชิงเวลาของตัวชดเชยที่นำเสนอ .....	44
4.13 ค่าคงที่ทางเวลา $T$ ของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอเมื่อทำการแปรค่า $I_{B2}$ ตั้งแต่ $10\mu\text{A} - 1\text{mA}$ .....	46
4.14 กราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ.....	46
4.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวชดเชยที่นำเสนอที่กำหนดให้ค่าความถี่หักมุม ที่ตำแหน่ง 3.06 kHz และ 30.6 kHz.....	47
4.16 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวชดเชยที่นำเสนอที่กำหนดให้ค่าความถี่หักมุม ที่ตำแหน่ง 23.4 kHz และ 234.7 kHz.....	48
5.1 ระบบอันดับสองที่สังเคราะห์ขึ้น .....	50
5.2 การวางตำแหน่งของตัวควบคุมในระบบวงปิด.....	54
5.3 ระบบควบคุมแบบวงปิดสำหรับตัวอย่างการชดเชยระบบแบบเฟสนำหน้า .....	54
5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของระบบวงเปิดก่อนชดเชยและหลังชดเชย.....	57
5.5 ผลตอบสนองทางเวลาของระบบวงปิดก่อนชดเชยและหลังชดเชย .....	58
5.6 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของระบบวงเปิดก่อนการชดเชยและหลังการชดเชย.....	60
5.7 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาของระบบวงปิดก่อนการชดเชยและหลังการชดเชย...61	
g1 สัญลักษณ์ของโอทีเอ .....	67
g2 วงจรสมมูลทางอุดมคติของโอทีเอ .....	67
g3 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายความนำของโอทีเอและค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ .....	68
g4 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรโอทีเอ.....	69
g5 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับโอทีเอในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่.....	72
g6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ.....	74
ข1 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอในกรณีที่มีการทำงานไม่เป็นอุดมคติ.....	76

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การชดเชยแบบเฟสหน้า (phase-lead compensation) เป็นวิธีการชดเชยชนิดหนึ่งของระบบควบคุมที่มีประโยชน์อย่างมาก สำหรับชดเชยการตอบสนองพลวัต (dynamic response) ของระบบที่ต้องการความเร็วในการตอบสนองเพิ่มขึ้น พฤติกรรมของตัวชดเชยจะมีผลทำให้ระบบมีทั้งเสถียรภาพและมีความเร็วในการตอบสนองเพิ่มขึ้น โดยแต่เดิมในการสร้างตัวชดเชยมักใช้โอปแอมป์ (operational amplifier, opamp) เป็นอุปกรณ์ใช้งาน [1-2] ค่าคงที่ทางเวลา (time constant) ของโพล (pole) และซีโร (zero) ในตัวชดเชยที่ใช้ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์แอกทีฟนั้นจะต้องทำการปรับค่าโดยการเปลี่ยนอุปกรณ์พาสซีฟแต่ละตัวในวงจร เช่น ตัวต้านทาน หรือ ตัวเก็บประจุ ตัวชดเชยลักษณะดังกล่าวจึงจำเป็นต้องใช้ผู้ปฏิบัติงานทำการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ด้วยมือ ทำให้เกิดความไม่สะดวกหากต้องการควบคุมจากระยะไกล นอกจากนี้ตัวชดเชยข้างต้นยังจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก เป็นสาเหตุให้สัญญาณควบคุมถูกรบกวน ดังนั้นหากตัวชดเชยสามารถทำการปรับตำแหน่งของโพลและซีโรได้ด้วยคุณสมบัติทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว จะทำให้สามารถประยุกต์ใช้ตัวชดเชยให้เกิดประโยชน์ได้มากขึ้น ในปัจจุบันวงจรรขยายค่าความนำ (operational transconductance amplifier) หรือ โอทีเอ (OTA) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟอีกชนิดที่มีความน่าสนใจเป็นอย่างยิ่งในการนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรไฟฟ้าแบบแอนะล็อก (analog circuit) เนื่องจากคุณสมบัติของโอทีเอนั้นสามารถแปรค่าอัตราขยายค่าความนำ (transconductance gain,  $g_m$ ) ได้อย่างเป็นเชิงเส้นและมีช่วงการใช้งานที่กว้าง [3] อีกทั้งโอทีเอยังเป็นอุปกรณ์ที่มีราคาถูก นอกจากนี้ในการออกแบบวงจรโดยใช้โอทีเอยังสามารถออกแบบให้วงจรมีคุณสมบัติในการปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ [4-7] ดังนั้นการนำโอทีเอมาใช้เป็นอุปกรณ์พื้นฐานในการสร้างตัวชดเชยทำให้สามารถประหยัดต้นทุนได้เป็นอย่างมาก จึงมีความเหมาะสมที่จะเลือกนำมาใช้งาน

จากที่กล่าวมาข้างต้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นนำเสนอเทคนิคอย่างง่ายในการออกแบบตัวชดเชยแบบเฟสหน้า โดยใช้วงจรโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ซึ่งวงจรที่นำเสนอนี้ต้องการอุปกรณ์พาสซีฟเพียงตัวเดียวเท่านั้นคือ ตัวเก็บประจุ เพื่อใช้ในการเลือกวางตำแหน่งของโพลและซีโรของตัวชดเชย นอกจากนี้ตำแหน่งของโพลและซีโร ยังสามารถปรับได้โดยการปรับกระแสไบอัสจากภายนอกของโอทีเอ โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟภายในวงจร ดังนั้นตัวชดเชยที่นำเสนอจึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการควบคุมระยะไกลได้ ด้วยข้อดีที่กล่าวมานี้จึงทำให้วงจรมีความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์สร้างเป็นวงจรรวม (integrated circuit, IC)

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดประสงค์หลัก เพื่อนำเสนอการออกแบบตัวชดเชยแบบเฟสหน้า ที่มีอุปกรณ์พื้นฐานคือ โอทีเอและมีตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์พาสซีฟเพียงตัวเดียวในวงจร เพื่อลดปัญหาสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมากในวงจร นอกจากนี้วงจรที่ได้นำเสนอขี้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรโอทีเอ ตัวชดเชยที่ออกแบบนี้ยังมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน ง่ายต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งโอทีเอที่ใช้เป็นอุปกรณ์หลักยังมีราคาถูก จึงเป็นการลดต้นทุนการผลิตให้ต่ำลงเพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในการชดเชยระบบควบคุมต่อไป

### 1.3 หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการชดเชยแบบเฟสนำหน้า พบว่ายังไม่มีการสร้างตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าโดยใช้วิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์มากนัก ตัวชดเชยแบบเดิมต้องใช้อุปกรณ์พาสซีฟในวงจรเป็นจำนวนมากและการปรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรยังทำได้ยาก ซึ่งไม่เหมาะกับการสังเคราะห์เป็นวงจรรวม ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าโดยใช้โอทีเอ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักที่พหุผลต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟเพียงตัวเดียวคือ ตัวเก็บประจุ มีผลทำให้สัญญาณรบกวนน้อยลงกว่าวงจรที่มีอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมากภายในวงจร นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวชดเชยได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอกที่จ่ายให้กับโอทีเอ

### 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทกับ 3 ภาคผนวก โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังนี้

บทที่ 1 บทนำ ซึ่งกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงการชดเชยสำหรับระบบควบคุม ซึ่งประกอบด้วยหลักการของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า ตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลังและชดเชยแบบเฟสล้าหลังและเฟสนำหน้า

บทที่ 3 กล่าวถึงเทคนิคการออกแบบตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่เคยนำเสนอมาในอดีต

บทที่ 4 กล่าวถึงตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าโดยใช้โอทีเอที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรรวมถึงผลการทดสอบการทำงานของวงจร

บทที่ 5 ตัวอย่างการใช้งานตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ โดยการสังเคราะห์วงจรระบบอันดับสองที่กำหนดพารามิเตอร์ให้อยู่ในภาวะหนึ่งวงขาด เพื่อแสดงตัวอย่างการควบคุมโดยใช้ตัวชดเชยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ให้ระบบมีเสถียรภาพดีขึ้น โดยในบทนี้จะทำการวิเคราะห์ และทดสอบการทำงานของระบบที่ถูกชดเชยด้วยการต่อวงจรจริง

บทที่ 6 เป็นส่วนการสรุปผลการวิจัยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมกับข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อไป

ในส่วนสุดท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นส่วนของภาคผนวก ซึ่งกล่าวถึงหลักการของวงจรโอทีเอ และการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรโอทีเอในวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ รวมทั้งบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก กล่าวถึงคุณสมบัติของวงจรโอทีเอ และผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ภาคผนวก ข กล่าวถึงการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของ  
วงจรีโอทีเอในวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ
- ภาคผนวก ค แสดงบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารและการประชุมวิชาการ  
ระดับนานาชาติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### การชดเชยสำหรับระบบควบคุม

#### 2.1 กล่าวนำ

ในระบบควบคุมการปรับแต่งระบบให้มีผลตอบสนองตามที่ต้องการด้วยการปรับค่าอัตราขยาย (gain) ของระบบถือเป็นการปรับแต่งระบบอย่างเบื้องต้น แต่การปรับค่าอัตราขยายเพียงอย่างเดียวอาจไม่เพียงพอที่จะเปลี่ยนแปลงพฤติกรรมของระบบให้ตอบสนองตามที่ต้องการได้บ่อยครั้งที่การเพิ่มค่าอัตราขยายทำให้พฤติกรรมของระบบที่สภาวะคงตัว (steady-state) ดีขึ้นแต่มีเสถียรภาพ (stability) ต่ำลงจึงจำเป็นต้องทำการปรับปรุงระบบโดยการเพิ่มโครงสร้างของระบบคือการเพิ่มอุปกรณ์หรือชุดควบคุมเข้าไปในระบบ เพื่อให้พฤติกรรมของระบบเป็นไปตามที่ออกแบบและมีเสถียรภาพที่ดีขึ้น การเพิ่มอุปกรณ์หรือส่วนเสริมเข้าไปเพื่อให้ระบบมีการตอบสนองตามต้องการนี้เรียกว่า การชดเชย (compensation) และสำหรับส่วนเสริมดังกล่าวรวมเรียกว่า ตัวชดเชย (compensator) [2]

ตัวชดเชยที่เพิ่มเข้าไปนี้จะทำการชดเชยการกระทำต่อระบบที่ยังขาดไป เพื่อให้สามารถควบคุมระบบให้เป็นไปตามที่ต้องการได้ โดยตัวชดเชยที่นิยมนำมาใช้งานคือ ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า (lead compensator) ตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลัง (lag compensator) และตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและล้าหลัง (lead-lag compensator) ลักษณะพื้นฐานของตัวชดเชยแต่ละชนิดมีคุณลักษณะที่สามารถนำไปใช้งานได้แตกต่างกัน เช่น ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าจะใช้ในการเพิ่มความเร็วกว่าการตอบสนองของระบบทำให้ระบบมีผลตอบสนองที่ไวขึ้น แต่ก็ส่งผลทำให้สัญญาณรบกวนมีความถี่สูงขึ้นด้วย ในทางตรงกันข้ามตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลังนั้นจะหวังให้ช่วงเวลาของการตอบสนองชั่วขณะ (transient response) มากขึ้น และจะลดผลกระทบจากสัญญาณรบกวนที่มีความถี่สูง สำหรับตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและล้าหลังเป็นตัวชดเชยที่เกิดจากการผสมผสานคุณลักษณะของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลังคือ ช่วยให้ระบบมีเสถียรภาพดีขึ้นที่สภาวะคงตัวและเพิ่มความเร็วในการทำงานของระบบที่สภาวะการตอบสนองชั่วขณะนั่นเอง [8] โดยหลักการพื้นฐานของตัวชดเชยชนิดต่างๆ ได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดไป ซึ่งเป็นการอธิบายในโดเมนความถี่

#### 2.2 หลักการของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า

จุดประสงค์ของการใช้งานตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าในการปรับแต่งระบบก็คือ ปรับแต่งความแม่นยำที่สภาวะคงตัว (steady-state accuracy) ส่วนเฟื่อเฟส (phase margin) ความถี่อัตราขยายตัดผ่าน (gain crossover frequency) และแบนด์วิดท์ (bandwidth) ของระบบโดยการชดเชยให้มีค่ามากขึ้น เพื่อให้ระบบมีการตอบสนองที่รวดเร็วขึ้นในโดเมนเวลา แต่มีข้อเสียคือ ขนาดของแบนด์วิดท์ที่มีช่วงกว้างมีผลทำให้สัญญาณรบกวนผ่านเข้าสู่ระบบได้ง่าย จะเห็นได้ว่าจากคุณสมบัติข้างต้นตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าก็คือ วงจรกรองผ่านความถี่สูง (high-pass filter) แบบพื้นฐานคือ ให้สัญญาณในช่วงความถี่สูงผ่านแต่ไม่ยอมให้สัญญาณในช่วงความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากฟังก์ชันถ่ายโอนของส่วนประกอบระบบอันดับหนึ่งดังนี้ [9]

$$G_c(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = K_c \frac{(s+z)}{(s+p)} \quad (2.1)$$

- เมื่อ  $X(s)$  คือ ตัวแปรจุดเข้า  
 $Y(s)$  คือ ผลลัพธ์ตัวแปรจุดออก  
 $G_c(s)$  คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชย  
 $K_c$  คือ อัตราขยายของตัวชดเชย  
 $p$  คือ โพล  
 $z$  คือ ซีโร

ถ้าหากค่าของ  $|z| < |p|$  ฟังก์ชันถ่ายโอนจะอยู่ในรูปของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและจะอยู่ในรูปของตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลังหาก  $|z| > |p|$  เมื่อพิจารณาในรูปแบบเฟสนำหน้าโดยกำหนดให้  $|z| < |p|$  จากสมการที่ (2.1) เขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของสมการคุณลักษณะของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าจะได้ว่า

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = K_c \frac{z}{p} \frac{\left(\frac{s}{z} + 1\right)}{\left(\frac{s}{p} + 1\right)} = \frac{K_c}{\alpha} \frac{(\alpha Ts + 1)}{(Ts + 1)} \quad (2.2)$$

- เมื่อ  $\alpha$  คือ แฟคเตอร์ลดทอนของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้ามีค่า  $\alpha = p/z$  หรือ  $\alpha > 1$   
 $T$  คือ ค่าคงที่ทางเวลา มีค่า  $T = 1/p$

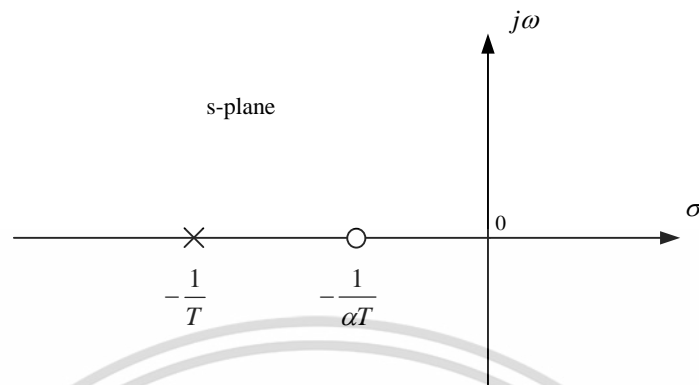
จากสมการที่ (2.2) จัดสมการใหม่จะได้ว่า

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K_c}{\alpha} \frac{(\alpha Ts + 1)}{(Ts + 1)} = K_c \frac{\left(s + \frac{1}{\alpha T}\right)}{\left(s + \frac{1}{T}\right)} \quad (2.3)$$

ในสมการที่ (2.3) ซีโรตั้งอยู่ที่ตำแหน่ง  $s = -1/(\alpha T)$  และมีโพลตั้งอยู่ที่ตำแหน่ง  $s = -1/T$  ดังแสดงในรูปที่ 2.1 จากรูปจะเห็นได้ว่าซีโรตั้งอยู่ด้านขวาของโพลบนระนาบเชิงซ้อน (complex plane) โพลจะตั้งอยู่ห่างออกไปทางด้านซ้ายมากขึ้น ตามหลักการของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าการวางตำแหน่งโพลและซีโรของตัวชดเชยจะทำให้สามารถปรับแต่งเสถียรภาพให้กับระบบวงปิดได้ หากกำหนดค่าของพารามิเตอร์  $\alpha$  และ  $T$  ได้เหมาะสมโดยจะมีแนวทางดังนี้ การย้ายซีโรเข้าใกล้จุดกำเนิดจะสามารถปรับแต่งค่าเวลาไต่ขึ้น (rise time) และค่าเวลาอยู่ตัว (settling time) ให้ลดลงได้แต่หากเข้าใกล้มากเกินไปจะมีผลทำให้ค่าพุ่งเกินสูงสุด (maximum overshoot) เพิ่มขึ้นได้เช่นกันเพราะซีโรที่ตำแหน่ง  $-1/(\alpha T)$  ของตัวชดเชยถือว่าเป็นซีโรของระบบวงปิดเช่นกัน ในส่วนของการวางตำแหน่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพลที่ตำแหน่ง  $-1/T$  ควรกำหนดให้อยู่ห่างจากซีโรและจุดกำเนิดเพื่อให้ค่าพุงเกินสูงสุดลดลง แต่หากค่าคงที่ทางเวลามีค่าน้อยเกินไปก็จะทำให้ค่าเวลาได้ขึ้นและค่าเวลาอยู่ตัวเพิ่มขึ้นได้



รูปที่ 2.1 การกำหนดค่าโพลและซีโรของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า

ถ้าป้อนสัญญาณขั้นบันไดที่ตัวแปรจุดเข้าในสมการที่ (2.3) จะให้ผลลัพธ์ตัวแปรจุดออก  $y(t)$  แสดงในรูปที่ 2.2(ก) จะเห็นว่ามีผลตอบสนองคล้ายกับตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ (proportional plus derivative controller, PD) ซึ่งมีผลของค่าหน่วงเวลาจากค่าคงที่ทางเวลา  $T$  และผลตอบสนองทางความถี่ของสมการที่ (2.3) แสดงในรูปที่ 2.2(ข) แสดงให้เห็นว่าเฟสมีค่าเป็นบวกหรือเฟสนำหน้าและมีความถี่หักมุม (corner frequency) สองจุดคือที่  $\omega = 1/\alpha T$  และ  $\omega = 1/T$  ซึ่งค่าเฟสสูงสุดจะเท่ากับ  $[2]$

$$\theta_m = \tan^{-1} \left( \frac{\alpha \omega T - \omega T}{1 + \alpha (\omega T)^2} \right) \quad (2.4)$$

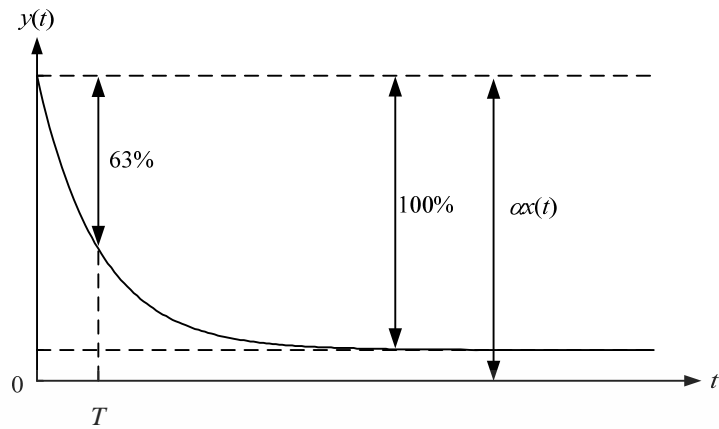
เนื่องจากค่า  $\alpha > 1$  ดังนั้นค่าเฟส  $\theta_m$  จะมีค่าเป็นบวกหรือมีเฟสนำหน้าจึงเรียกส่วนประกอบแบบนี้ว่าตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า และความถี่  $\omega_m$  ที่ทำให้เกิดเฟส  $\theta_m$  จะมีค่าเท่ากับความถี่กึ่งกลางระหว่างความถี่ของซีโรและโพลในสเกลแบบลอการิทึมจะได้

$$\log \omega_m = \frac{1}{2} \left( \log \frac{1}{\alpha T} + \log \frac{1}{T} \right) \quad (2.5)$$

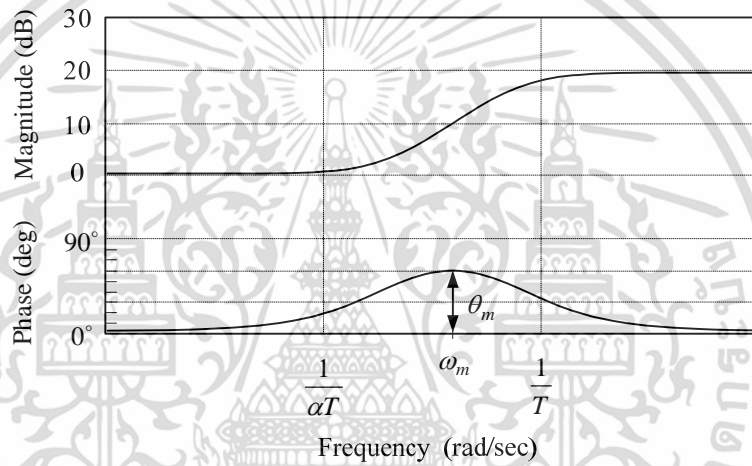
ดังนั้น

$$\omega_m = \sqrt{p z} = \frac{1}{T \sqrt{\alpha}} \quad (2.6)$$

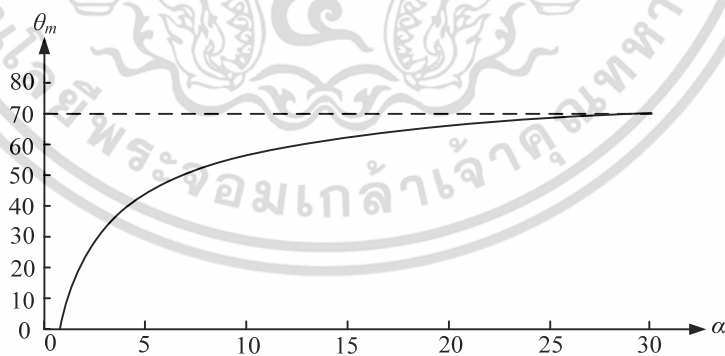
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



(ค)

### รูปที่ 2.2 คุณสมบัติของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า

(ก) ผลตอบสนองทางเวลา

(ข) ผลตอบสนองทางความถี่

(ค) ผลของเฟส  $\theta_m$  เทียบกับค่า  $\alpha$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (2.5) ลงในสมการที่ (2.4) จะได้

$$\tan \theta_m = \frac{\alpha - 1}{z\sqrt{\alpha}} \quad (2.7)$$

หรือ

$$\sin \theta_m = \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \quad (2.8)$$

จัดสมการใหม่จะได้ว่า

$$\alpha = \frac{1 + \sin \theta_m}{1 - \sin \theta_m} \quad (2.9)$$

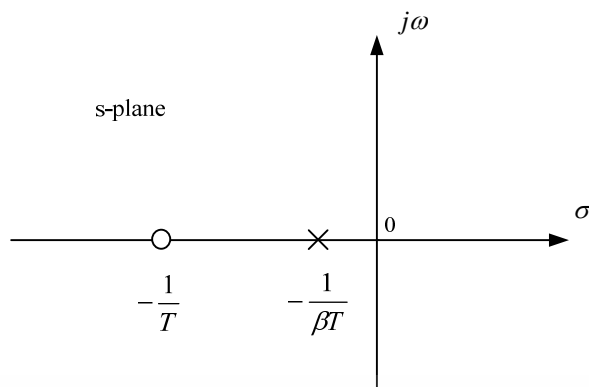
จากสมการที่ (2.8) จะได้ว่าเฟส  $\theta_m$  จะมีค่าสูงสุดประมาณ  $70^\circ$  เมื่อ  $\alpha$  มีค่าเพิ่มขึ้นถึง 30 ดังกราฟในรูปที่ 2.2(ค) ซึ่งจะได้ค่าอัตราขยาย  $K_c/\alpha$  มีค่าลดลง 30 เท่า ดังนั้นในการใช้งานถ้าต้องการเฟส  $\theta_m$  มีค่าสูงกว่า  $70^\circ$  จะต้องใช้ส่วนประกอบเฟสนำหน้ามากกว่าหนึ่งชุด

### 2.3 หลักการของตัวชดเชยแบบเฟสล้ำหลัง

ในขณะที่ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าจะทำให้การทำงานของระบบรวดเร็วขึ้น ในทางตรงกันข้าม การทำงานของตัวชดเชยแบบเฟสล้ำหลังจะหน่วงระบบที่ชดเชยให้ทำงานช้าลงในโดเมนเวลา ทำให้ค่าคงที่ความคลาดเคลื่อน (static error constant) ดีขึ้น โดยเฉพาะค่าอัตราขยายที่ความถี่ต่ำ โดยไม่ทำให้ระบบสูญเสียเสถียรภาพและลดส่วนเฟสของระบบทำให้ได้การตอบสนองชั่วคราวที่ต้องการ การทำงานที่ช้าลงของระบบอาจมีผลเสียในบางระบบที่จำเป็นต้องใช้การตอบสนองที่รวดเร็ว แต่ผลดีจากการลดลงของแบนด์วิดท์คือ ทำให้สัญญาณรบกวนสามารถผ่านเข้าสู่ระบบลดลง คุณสมบัติหลักของตัวชดเชยแบบเฟสล้ำหลังคือ การเลื่อนเฟสทางลบในความถี่ช่วงกลางและค่าการเลื่อนเฟสเป็นศูนย์ในความถี่ช่วงสูง โดยสมการคุณลักษณะของตัวชดเชยแบบเฟสล้ำหลังพิจารณาได้จากสมการที่ (2.1) ซึ่งกำหนดให้  $|z| > |p|$  และ  $\beta = z/p$  โดยที่  $\beta > 1$  และ  $T = 1/z$  จะได้ว่า

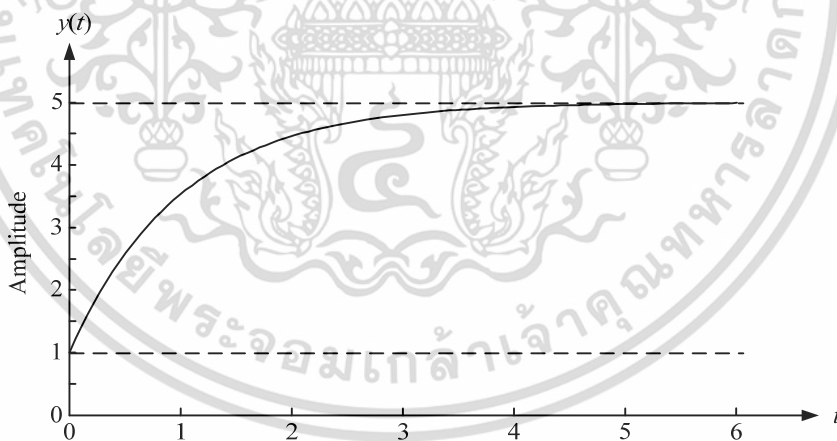
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = K_c \frac{z}{p} \left( \frac{\frac{s}{z} + 1}{\frac{s}{p} + 1} \right) = K_c \beta \frac{(Ts + 1)}{(\beta Ts + 1)} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) จะเห็นว่าโพลและซีโรอยู่ที่ตำแหน่ง  $s = -1/(\beta T)$  และ  $s = -1/T$  ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การกำหนดค่าโพลและซีโรของตัวชดเชยแบบเฟสล้ำหลัง

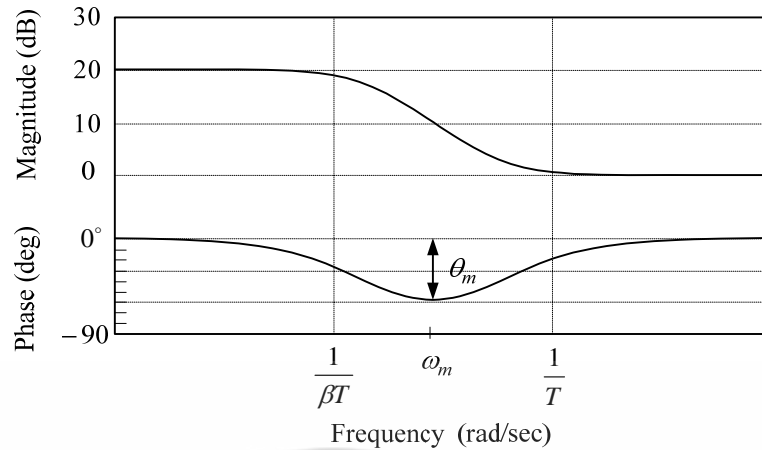
ผลตอบสนองทางเวลาของสมการที่ (2.10) เมื่อป้อนสัญญาณขั้นบันไดที่ตัวแปรจุดเข้าจะได้ผลลัพธ์ที่ตัวแปรจุดออกดังแสดงในรูปที่ 2.4(ก) ซึ่งผลตอบสนองทางเวลาที่ได้จะคล้ายกับคุณสมบัติของตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกปริพันธ์ (proportional plus integral controller, PI) เพียงแต่โพลของส่วนประกอบแบบสัดส่วนบวกปริพันธ์จะอยู่ที่ตำแหน่ง  $s = 0$  จะเรียกส่วนประกอบแบบนี้ว่า ส่วนประกอบแบบเฟสล้ำหลัง ผลตอบสนองทางความถี่ของสมการที่ (2.10) จะแสดงในรูปที่ 2.4(ข) จากรูปเห็นได้ว่าขนาดของผลตอบสนองทางความถี่จะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ในขณะที่เดียวกันเฟสจะมีค่าเป็นลบ ค่าความถี่  $\omega_m$  และ  $\theta_m$  จะสามารถหาได้เช่นเดียวกับกับสมการที่ (2.4) และ (2.5)



(ก) ผลตอบสนองทางเวลา

รูปที่ 2.4 คุณสมบัติของตัวชดเชยแบบเฟสล้ำหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ผลตอบสนองทางความถี่

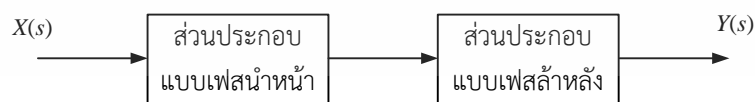
รูปที่ 2.4 คุณสมบัติของตัวชดเชยแบบเฟสล่าหลัง (ต่อ)

## 2.4 หลักการของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและล่าหลัง

จากที่ได้กล่าวข้างต้น จะเห็นได้ว่าตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าให้ผลลัพธ์ในการเพิ่มแอมพลิจูด (amplitude) และเฟส (phase) ของระบบที่ความถี่สูง ส่วนตัวชดเชยแบบเฟสล่าหลังจะให้ผลลัพธ์ในการลดแอมพลิจูดและเฟสที่ความถี่สูง ซึ่งการทำงานทั้งสองแบบจะทำงานในช่วงความถี่แต่ละช่วงที่ไม่เท่ากัน ในบางครั้งระบบที่ชดเชยต้องการผลลัพธ์ของการชดเชยทั้งสองแบบรวมกัน โดยเราสามารถนำเอาส่วนประกอบทั้งสองแบบมารวมกันได้ ดังรูปที่ 2.5(ก) การต่อในลักษณะนี้จะเรียกว่า ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและเฟสล่าหลัง โดยจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = K \frac{(1 + \alpha T_1 s)(1 + T_2 s)}{(1 + T_1 s)(1 + \beta T_2 s)} \quad (2.11)$$

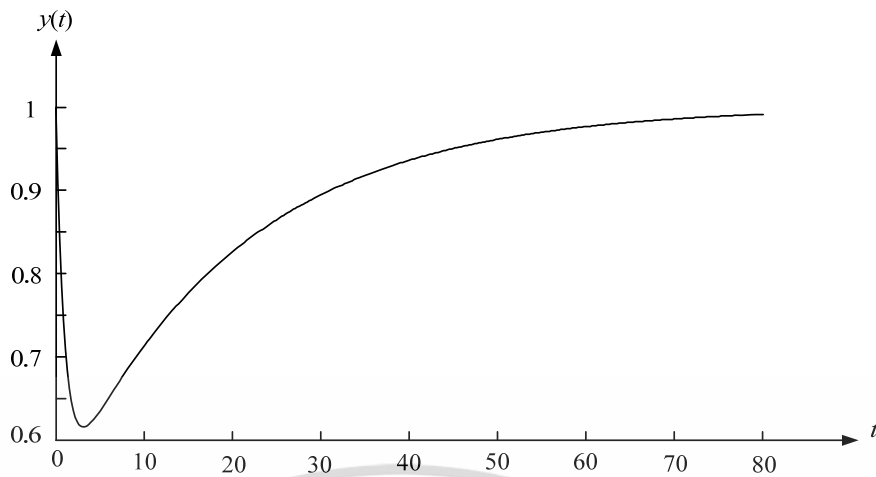
เมื่อ  $T_1$  และ  $T_2$  คือค่าคงที่ทางเวลาของส่วนประกอบแบบเฟสนำหน้าและล่าหลัง ตามลำดับ ผลตอบสนองทางเวลาและความถี่แสดงในรูปที่ 2.5(ข) และ 2.5(ค) ตามลำดับ



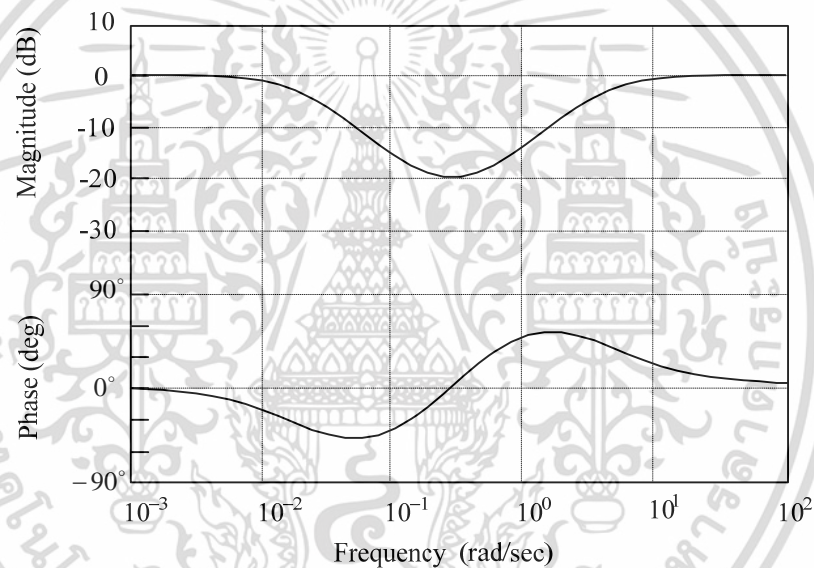
(ก) หลักการพื้นฐาน

รูปที่ 2.5 ส่วนประกอบแบบเฟสนำหน้าและล่าหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ผลตอบสนองทางเวลา



(ค) ผลตอบสนองทางความถี่

รูปที่ 2.5 ส่วนประกอบแบบเฟสนำหน้าและล่าหลัง (ต่อ)

## 2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอทฤษฎีพื้นฐานของตัวชดเชย คุณสมบัติ ข้อยกต่าง และฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชยแต่ละประเภทในโดเมนความถี่ เพื่อเป็นหลักการในการเลือกใช้ตัวชดเชยให้เหมาะสมกับที่ระบบต้องการ โดยตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าจะทำให้ผลตอบสนองของระบบมีความรวดเร็วขึ้น แต่จะทำให้สัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น ส่วนตัวชดเชยแบบเฟสล่าหลังนั้นจะหน่วงให้การทำงานที่ความถี่สูงช้าลง แต่ก็เพิ่มความแม่นยำที่สภาวะคงตัวมากขึ้น และลดสัญญาณรบกวน ในขณะที่ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและล่าหลังจะรวมเอาคุณสมบัติของตัวชดเชยทั้งสองแบบข้างต้นมาใช้ แต่คุณสมบัติที่รวมกันนั้นจะทำงานแตกต่างกันในแต่ละช่วงความถี่ โดยสมการจากฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชยแต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 ไม่ควรละเมิดลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 ไม่ควรละเมิดลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

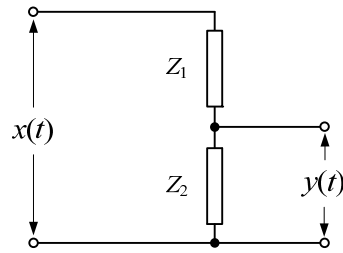
ละแบบเป็นส่วนสำคัญที่สามารถนำไปประยุกต์สร้างตัวชดเชยแบบต่างๆ ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ [8] สำหรับคุณสมบัติของตัวชดเชยชนิดต่างๆ สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 สรุปคุณสมบัติตัวชดเชยชนิดต่างๆ

ชนิดของตัวชดเชย	คุณสมบัติ
ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า	<p><b>ข้อดี</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- ชดเชยเฟสของระบบให้มีความเร็วเพิ่มขึ้น</li> <li>- เป็นพื้นฐานของตัวกรองผ่านความถี่สูง</li> <li>- มีแบนด์วิดท์กว้างจึงมีความเร็วในการตอบสนองสูง</li> </ul> <p><b>ข้อเสีย</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- แบนด์วิดท์กว้างจึงมีผลให้สัญญาณรบกวนเข้าสู่ระบบได้มากขึ้น</li> <li>- ต้องการอัตราขยายที่มีค่ามากจึงมีต้นทุนสูง</li> <li>- ก่อให้เกิดสัญญาณขนาดใหญ่อาจมีผลทำให้ระบบเกิดการอึดตัว</li> </ul>
ตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลัง	<p><b>ข้อดี</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- จากคุณสมบัติการลดทอนที่ความถี่สูงทำให้ระบบมีเสถียรภาพเพิ่มขึ้น</li> <li>- ทำให้อัตราขยายโดยรวมของระบบและอัตราขยายความถี่ต่ำเพิ่มขึ้น</li> <li>- ทำให้สัญญาณรบกวนความถี่สูงลดลง</li> <li>- เพิ่มความแม่นยำที่สภาวะคงตัว</li> <li>- เป็นพื้นฐานของตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ</li> </ul> <p><b>ข้อเสีย</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- แบนด์วิดท์แคบเป็นผลให้ความเร็วในการตอบสนองของระบบลดลง</li> </ul>
ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและล้าหลัง	<p><b>ข้อดี</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- เป็นตัวชดเชยที่รวมคุณลักษณะจากตัวชดเชยทั้งสองแบบที่ได้กล่าวข้างต้นรวมกัน ซึ่งการทำงานทั้งสองแบบจะทำงานในช่วงความถี่แต่ละช่วงที่ไม่เท่ากัน</li> </ul> <p><b>ข้อเสีย</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- มีความยุ่งยากในการออกแบบเนื่องจากต้องคำนึงถึงการวางตำแหน่งของโพลและซีโรของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและแบบเฟสล้าหลังแต่ละตัว</li> </ul>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 3.1 การแบ่งแรงดันในการสร้างตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า

จากสมการที่ (3.1) สามารถนำมาสร้างตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าขึ้นได้จากหลักการแบ่งแรงดันของอิมพีแดนซ์  $Z_1$  และ  $Z_2$  ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นวงจรแบบพาสซีฟ จากรูปจะได้แรงดันจุดออก  $y(t)$  ดังนี้

$$y(t) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} x(t) \quad (3.2)$$

ถ้ากำหนดให้  $Z_2 = R_2$  และ  $Z_1$  คือการขนานกันของความต้านทาน  $R_1$  และตัวเก็บประจุ  $C_1$  ดังรูปที่ 3.2 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{R_2 + R_1 R_2 C_1 s}{R_1 + R_2 + R_1 R_2 C_1 s} \quad (3.3)$$

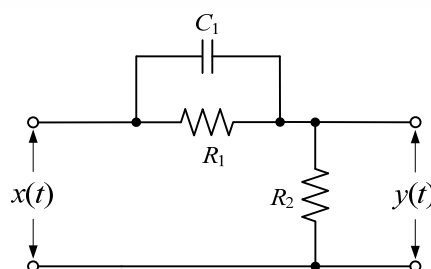
หรือ

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} \cdot \frac{(R_1 C_1 s + 1)}{\left( \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} C_1 s + 1 \right)} \quad (3.4)$$

กำหนดให้  $\alpha = (R_1 + R_2) / R_2$  และ  $T = R_1 R_2 C_1 / (R_1 + R_2)$  จากสมการที่ (3.4) จะได้

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{(\alpha T s + 1)}{(T s + 1)} \quad (3.5)$$

จะเห็นว่าสมการที่ (3.5) สอดคล้องกับสมการที่ (2.2) ในบทที่ 2 ดังนั้นวงจรในรูปที่ 3.2 ก็คือตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า



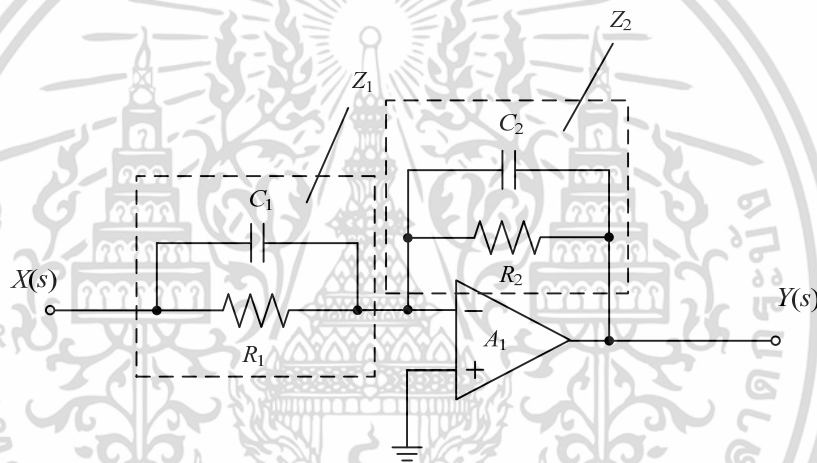
รูปที่ 3.2 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าแบบพื้นฐานชนิดใช้อุปกรณ์พาสซีฟ [9]

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้นมิใช่เพื่อเผยแพร่เชิงพาณิชย์ การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการยินยอมจากโรงเรียน ถือว่าผิดกฎหมาย อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าตัวชดเชยในรูปที่ 3.2 เป็นตัวชดเชยชนิดที่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟเพียงอย่างเดียว ซึ่งจะมีจุดเด่นที่สร้างได้ง่ายมีราคาถูก แต่การควบคุมตำแหน่งโพลและซีโรมีความยุ่งยากสังเกตได้จากสมการที่ (3.4) ค่าคงที่ทางเวลา  $T$  และ  $\alpha T$  จะมีตัวแปรตัวเดียวกันคือ  $R_1$  ทำให้การกำหนดตำแหน่งของโพลและซีโรไม่เป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นเพื่อให้การวางตำแหน่งโพลและซีโรเป็นไปอย่างอิสระจึงมีการออกแบบตัวชดเชยโดยใช้คุณสมบัติของออปแอมป์ต่อร่วมกับความต้านทานและตัวเก็บประจุซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

### 3.3 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าชนิดใช้ออปแอมป์ [9]

จากที่กล่าวมาในหัวข้อที่ 3.2 ตัวชดเชยในหัวข้อนี้ได้ถูกปรับปรุงให้ใช้คุณสมบัติของออปแอมป์ต่อร่วมกับความต้านทานและตัวเก็บประจุ เพื่อให้การเลือกวางตำแหน่งโพลและซีโรของตัวชดเชยเป็นอิสระต่อกันโดยแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ตัวควบคุมแบบเฟสนำหน้าและแบบเฟสล้าหลังแบบพื้นฐานชนิดใช้ออปแอมป์ [9]

จากรูปที่ 3.3 กำหนดให้อิมพีแดนซ์  $Z_1$  และ  $Z_2$  คือการต่อขนานกันของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังนั้นจากวงจรขยายสัญญาณแบบกลับขั้วโดยใช้ออปแอมป์  $A_1$  จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{\bar{Y}(s)}{X(s)} = \frac{R_2}{R_1} \frac{(R_1 C_1 s + 1)}{(R_2 C_2 s + 1)} = \frac{C_1}{C_2} \frac{\left(s + \frac{1}{R_1 C_1}\right)}{\left(s + \frac{1}{R_2 C_2}\right)} \quad (3.6)$$

หรือ

$$\frac{\bar{Y}(s)}{X(s)} = K_1 \frac{(T_1 s + 1)}{(T_2 s + 1)} = K_2 \frac{\left(s + \frac{1}{T_1}\right)}{\left(s + \frac{1}{T_2}\right)} \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $K_1$  และ  $K_2$  คือ ค่าอัตราขยายซึ่งมีค่าเท่ากับ  $R_2/R_1$  และ  $C_1/C_2$  ตามลำดับ  $T_1 = R_1 C_1$  และ  $T_2 = R_2 C_2$  คือ ค่าคงที่ทางเวลา ถ้ากำหนดให้  $T_1 > T_2$  หรือ  $T_1 = \alpha T_2$  เมื่อ  $\alpha > 1$  จากสมการที่ (3.7) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบเฟสนำหน้าเป็น

$$\frac{\bar{Y}(s)}{X(s)} = K_1 \frac{(\alpha T_2 s + 1)}{(T_2 s + 1)} \quad (3.8)$$

เมื่อ

$$\alpha = \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) ถ้ากำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2$  จะได้ค่า  $\alpha = R_1/R_2$  ในทำนองเดียวกันจากสมการที่ (3.7) ถ้ากำหนดให้  $T_1 < T_2$  หรือ  $T_2 = \beta T_1$  เมื่อ  $\beta > 1$  จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลังดังนี้

$$\frac{\bar{Y}(s)}{X(s)} = K_1 \frac{(T_1 s + 1)}{(\beta T_1 s + 1)} \quad (3.10)$$

เมื่อ

$$\beta = \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) จะได้ว่า  $\beta = R_2/R_1$  เมื่อกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2$  สมการที่ (3.8) และสมการที่ (3.10) เป็นสมการที่พิจารณาจากคุณสมบัติออปแอมป์อุดมคติ เมื่อพิจารณาผลของโพลที่เกิดขึ้นของวงจรถ่ายสัญญาณแบบกลับขั้วและความถี่หักมุม  $\omega_c$  [9] จะได้ว่าเงื่อนไขจำกัดการกระทำของตัวชดเชยจะขึ้นอยู่กับความถี่หักมุม  $\omega_c$  ของวงจรถ่ายสัญญาณแบบกลับขั้วที่มีค่าดังนี้

$$\omega_c = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} \frac{A_0}{T_0} = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} \text{UGB} \quad (3.12)$$

เมื่อ  $A_0$  คือ อัตราขยายแรงดันวงเปิดของออปแอมป์

$T_0$  คือ ค่าคงที่ทางเวลาของออปแอมป์มีค่าเท่ากับ  $1/\omega_0$

$\omega_0$  คือ ค่าความถี่หักมุมของออปแอมป์

UGB คือ ความกว้างแถบอัตราขยายหนึ่ง (unity gain bandwidth) หรือความถี่ที่ออปแอมป์มีอัตราขยายเท่ากับ 1 มีค่าเท่ากับ  $A_0 \omega_0$  หรือ  $A_0/T_0$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (3.8) การกระทำของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าโดยไม่ถูกผลกระทบจากคุณสมบัติทางความถี่ของออปแอมป์จะมีเงื่อนไขดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_2 \geq \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} (0.01 UGB)^{-1} \quad (3.13)$$

ทำนองเดียวกันสำหรับตัวควบคุมแบบเฟสล่าหลังในสมการที่ (3.10) จะมีเงื่อนไขดังนี้

$$T_1 \geq \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} (0.01 UGB)^{-1} \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.6) จะเห็นได้ว่าค่าตัวต้านทานที่กำหนดตำแหน่งของโพลและซีโรจะเป็นอิสระต่อกัน ทำให้สามารถนำไปใช้งานและออกแบบได้ง่าย โดยตัวชดเชยนี้จะเป็นตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าหรือแบบเฟสล่าหลังขึ้นอยู่กับข้อกำหนดค่า  $T_1$  และ  $T_2$

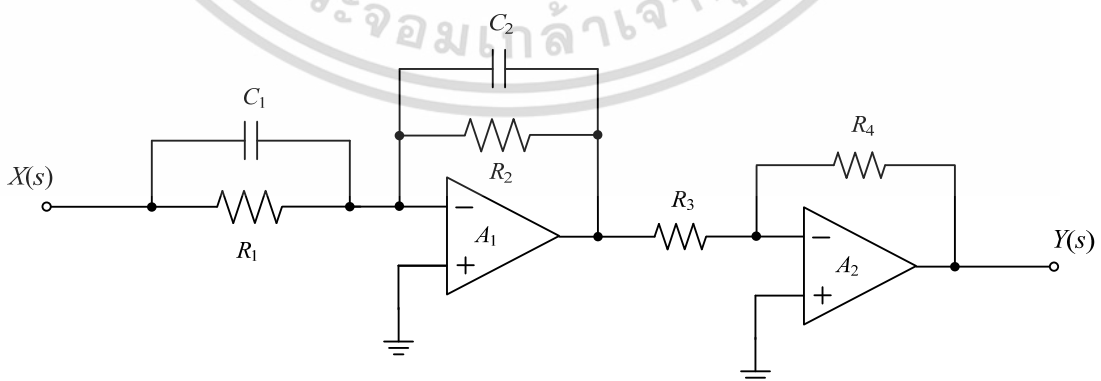
โดยในการใช้งานทั่วไปจะมีการเพิ่มวงจรมีพาสสัญญาณแบบกลับขั้วเข้าไปทางด้านเอาต์พุตของตัวชดเชยเพื่อให้วงจรมีเฟสที่จุดเข้าและจุดออกเป็นเฟสเดียวกัน ดังวงจรในรูปที่ 3.4 โดยเมื่อเพิ่มวงจรมีพาสสัญญาณแบบกลับขั้วทางด้านเอาต์พุตของตัวชดเชยแบบใช้ออปแอมป์จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{R_4 C_1 \left( s + \frac{1}{R_1 C_1} \right)}{R_3 C_2 \left( s + \frac{1}{R_2 C_2} \right)} = \frac{R_2 R_4 (R_1 C_1 s + 1)}{R_1 R_3 (R_2 C_2 s + 1)} \quad (3.15)$$

หรือ

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = K_1 \frac{(\alpha T s + 1)}{(T s + 1)} \quad (3.16)$$

โดยที่  $\alpha = \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}$   $T = R_2 C_2$  และ  $K_1 = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3}$

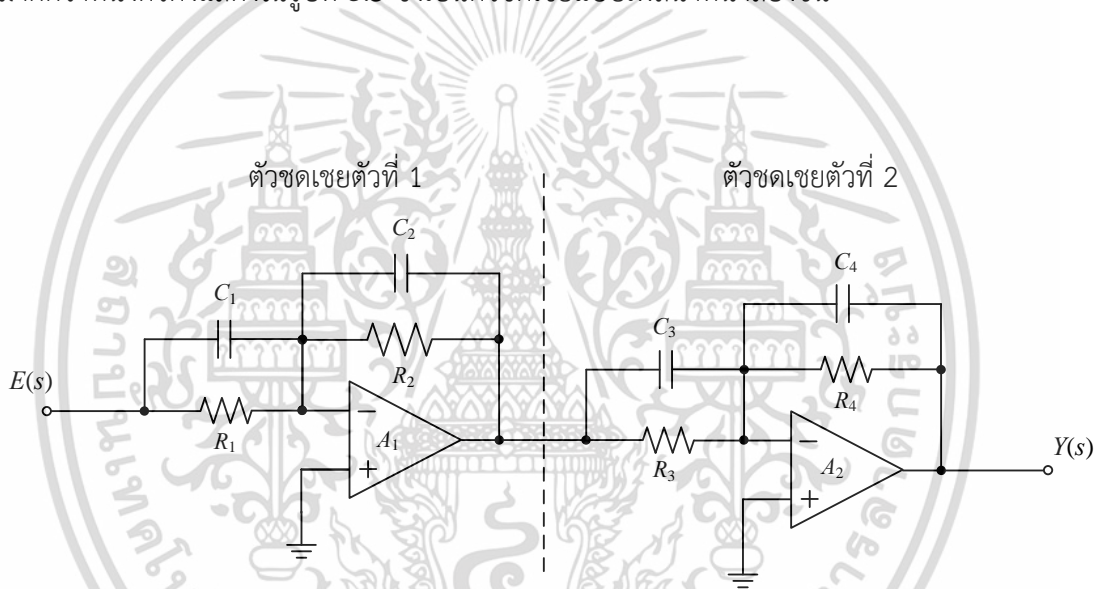


รูปที่ 3.4 ตัวควบคุมแบบเฟสนำหน้าและแบบเฟสล่าหลังแบบเพิ่มวงจรมีพาสสัญญาณแบบกลับขั้ว [2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.15) จะเห็นได้ว่าวงจรในรูปที่ 3.4 เป็นตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าถ้า  $R_1C_1 > R_2C_2$  หรือ  $\alpha > 1$  และจะอยู่ในรูปของตัวชดเชยแบบเฟสล้าหลังหาก  $R_1C_1 < R_2C_2$  โดยค่าอัตราขยาย  $K_1$  มีค่าเท่ากับ  $R_2R_4 / R_1R_3$  ซึ่งทำให้กำหนดค่าอัตราขยายได้ง่ายขึ้น เนื่องจากสามารถกำหนดค่าอัตราขยายได้จากวงจรขยายสัญญาณแบบกลับขั้วโดยใช้โอปแอมป์  $A_2$  ซึ่งเป็นอิสระกับวงจรตัวชดเชยเพื่อป้องกันการออกแบบ

โดยทั่วไปการชดเชยแบบเฟสนำหน้านั้นไม่ได้เหมาะสมกับในทุกๆ ระบบถ้าระบบตั้งต้นไม่เสถียรหรือมีเสถียรภาพต่ำ การชดเชยส่วนเฟสจำเป็นต้องใช้ค่าการชดเชยที่มีค่าสูงมาก ทำให้ต้องใช้ค่าของสมการการชดเชยที่มีค่าสูงตามไปด้วยในการควบคุม ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดแบนด์วิดท์ที่มีย่านกว้างทำให้สัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์เข้ามาในระบบ และหากต้องการชดเชยมุมเฟสที่มีค่าความลาดชันติดลบสูงด้วยตัวชดเชยเพียงตัวเดียวก็อาจไม่เพียงพอ เพราะการชดเชยเฟสถูกจำกัดอยู่ที่  $90^\circ$  ดังนั้นหากต้องการชดเชยมุมเฟสที่มีค่ามากกว่า  $90^\circ$  ก็อาจต้องใช้ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้ามากกว่าหนึ่งตัวดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าสองชั้น



รูปที่ 3.5 ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและแบบเฟสล้าหลังสองชั้น [1]

จะเห็นได้ว่าวงจรตัวชดเชยสองชั้นก็คือ วงจรตัวชดเชยชั้นเดียวที่มาต่ออนุกรมกันสองวงจร โดยถ้าให้ตัวเก็บประจุทุกตัวในวงจรมีค่าเท่ากัน หรือ  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$  จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \left( \frac{s + \frac{1}{R_1C}}{s + \frac{1}{R_2C}} \right) \left( \frac{s + \frac{1}{R_3C}}{s + \frac{1}{R_4C}} \right) \tag{3.17}$$

หรือ

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{R_2R_4}{R_1R_3} \frac{(R_1Cs + 1)(R_3Cs + 1)}{(R_2Cs + 1)(R_4Cs + 1)} \tag{3.18}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.18) สามารถจัดสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{\alpha_1 \alpha_2} \left( \frac{\alpha_1 T_1 s + 1}{T_1 s + 1} \right) \left( \frac{\alpha_2 T_2 s + 1}{T_2 s + 1} \right) \quad (3.19)$$

$$\text{เมื่อ } \alpha_1 = \frac{R_1}{R_2} \quad \alpha_2 = \frac{R_3}{R_4} \quad T_1 = R_2 C \quad \text{และ} \quad T_2 = R_4 C$$

อย่างไรก็ตามในการออกแบบตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าหลายชั้นก็ยังมีข้อจำกัดที่ยุ่งยากในโดเมนเวลา คือ มีโพลและซีโรหลายตัวในระบบซึ่งทำให้มีตัวแปรมากเกินไปในการใช้งาน และยังมีตัวชดเชยชนิดอื่นที่ง่ายต่อการออกแบบและสามารถให้ผลลัพธ์การทำงานได้ดีกว่าในโดเมนความถี่ ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าหลายชั้นจึงไม่ใช่ตัวเลือกที่ดีที่สุดที่จะนำมาใช้งาน

### 3.4 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์แบบพื้นฐานโดย S. Minaei และคณะ [10]

บทความนี้นำเสนอการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ (proportional plus integral plus derivative controller, PID) ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ (PI) และตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ (PD) โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second-generation current conveyor) หรือ CCII เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักในการออกแบบ โดยในที่นี้จะขอกกล่าวถึงเฉพาะตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์เนื่องจากมีรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนและลักษณะการทำงานใกล้เคียงกับตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่ได้กล่าวไปก่อนหน้านี้ ตัวควบคุมที่นำเสนอในบทความนี้ได้มีการปรับปรุงตัวควบคุมที่เดิมใช้ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์หลักในการออกแบบ [13-14] โดยลดจำนวนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟในวงจรแบบเดิม ในส่วนแรกขอกกล่าวถึงหลักการของวงจร CCII ที่ใช้ในบทความนี้โดยสัญลักษณ์ของวงจร CCII แสดงในรูปที่ 3.6 สมการคุณลักษณะของวงจร CCII สามารถเขียนเป็นสมการเชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \pm A & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

เมื่อ  $A$  คือ ค่าคงที่ที่สอดคล้องกับความไม่เป็นอุดมคติของวงจรสายพานกระแส

มีค่า  $A = 1 - \varepsilon_i$  โดย  $|\varepsilon_i| \ll 1$

$B$  คือ ค่าคงที่ที่สอดคล้องกับความไม่เป็นอุดมคติของวงจรสายพานกระแส

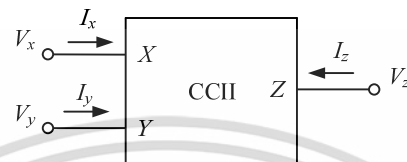
มีค่า  $B = 1 - \varepsilon_v$  โดย  $|\varepsilon_v| \ll 1$

$\varepsilon_i$  คือ ค่าความผิดพลาดของการถ่ายโอนกระแส

$\varepsilon_v$  คือ ค่าความผิดพลาดของการถ่ายโอนแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.20) เครื่องหมายบวก + และลบ - แสดงถึงทิศทางกระแสที่พอร์ต Z และพอร์ต X ว่ามีทิศทางเดียวกันหรือตรงกันข้าม ตามลำดับ สำหรับวงจรสายพานกระแสที่มีทิศทางกระแสที่พอร์ต Z และพอร์ต X ทิศทางเดียวกัน เช่น ถ้ากระแส  $I_x$  ไหลเข้าที่พอร์ต X และกระแส  $I_z$  ไหลเข้าที่พอร์ต Z จะเรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดบวก (CCII+) และวงจรสายพานกระแสที่มีทิศทางกระแสที่พอร์ต Z และพอร์ต X ทิศทางตรงกันข้าม เช่น ถ้ากระแส  $I_x$  ไหลเข้าที่พอร์ต X แต่กระแส  $I_z$  ไหลออกจากพอร์ต Z จะเรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดลบ (CCII-)



รูปที่ 3.6 สัญลักษณ์ของวงจร CCII

โดยวงจรตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่นำเสนอในบทความจะแสดงดังรูปที่ 3.7 โดยในรูปที่ 3.7 (ก) เป็นการทำงานในโหมดกระแส ส่วนรูปที่ 3.7 (ข) เป็นการทำงานในโหมดแรงดัน จากหลักการทำงานของ CCII ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในโหมดกระแสมีสมการดังนี้

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = K_{pi} + T_{di}s \quad (3.21)$$

และในโหมดแรงดันจะได้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = K_{pv} + T_{dv}s \quad (3.22)$$

เมื่อ

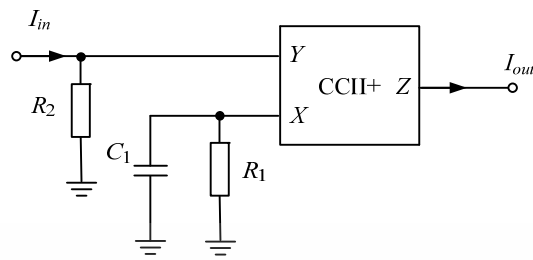
$$K_p = K_{pi} = K_{pv} = AB \frac{R_2}{R_1} \quad (3.23)$$

$$T_d = T_{di} = T_{dv} = ABR_2C_1 \quad (3.24)$$

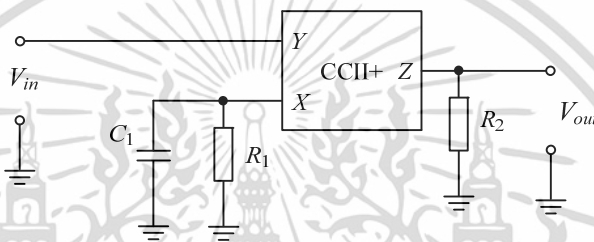
จะเห็นว่า  $A$  และ  $B$  อยู่ในรูปสัมประสิทธิ์ของพจน์ตัวควบคุมทั้งแบบสัดส่วนและแบบอนุพันธ์ ดังนั้นสามารถนำมาใช้ปรับค่าอัตราขยายของตัวควบคุมได้ โดยในตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ชนิดที่ใช้โอปแอมป์เป็นอุปกรณ์พื้นฐานจำเป็นจะต้องใช้อุปกรณ์หลายตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่นำเสนอในบทความนี้ใช้เพียงวงจรถ่าย CCI+ เพียงตัวเดียวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนสามตัวเท่านั้น



(ก)



(ข)

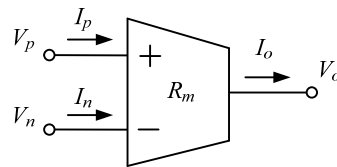
รูปที่ 3.7 วงจรถ่ายควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่นำเสนอโดย S. Minaei และคณะ [10]  
(ก) โหมดกระแส (ข) โหมดแรงดัน

### 3.5 ตัวควบคุมสัดส่วนบวกอนุพันธ์แบบใช้ OTRA โดย R. Pandey และคณะ [11]

บทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรถ่ายความต้านทาน (operational transresistance amplifier) หรือ OTRA ตัวเดียวเป็นอุปกรณ์หลัก ในวงจรถ่ายสามารถปรับแต่งอัตราขยายของส่วนประกอบแบบสัดส่วนและส่วนประกอบแบบอนุพันธ์เป็นอิสระต่อกัน โดยคุณลักษณะของ OTRA คือมีการทำงานในโหมดกระแส มีอัตราขยายกระแสเป็นแรงดันที่สูง มีแบนด์วิดท์กว้างและเป็นอิสระต่อการเพิ่มอัตราขยายของวงจรถ่าย มีการทำงานเป็นเชิงเส้น มีช่วงการทำงานกว้างและไม่มีค่าความต้านทานและค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่อินพุตโดยหลักการพื้นฐานของ OTRA คือมี 2 อินพุตและ 1 เอาต์พุต สัญลักษณ์แสดงดังในรูปที่ 3.8 โดยอธิบายเป็นสมการคุณลักษณะเชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ R_m & -R_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ I_o \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 สัญลักษณ์ของ OTRA

สำหรับในทางอุดมคติอัตราขยายค่าความต้านทาน  $R_m$  จะมีค่าเข้าใกล้อนันต์และค่ากระแสที่อินพุตทั้งสองจะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นในการใช้งาน OTRA จะต้องกำหนดค่าป้อนกลับแบบลบด้วย โดยตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่นำเสนอในบทความนี้แสดงในรูปที่ 3.9 เมื่อวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะได้ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_f}{R} + sCR_f \quad (3.26)$$

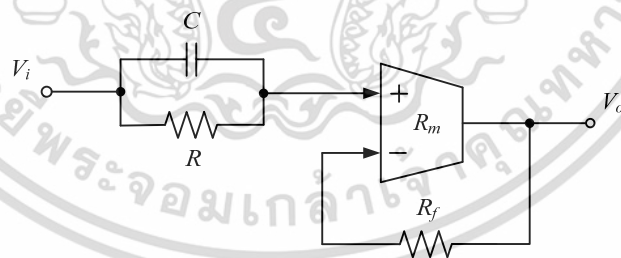
จากสมการที่ (3.26) จะเห็นว่าฟังก์ชันที่ได้อยู่ในรูปของตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์

$$G_c(s) = K_p + T_d s \quad (3.27)$$

เมื่อ  $G_c(s)$  คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์

$K_p$  คือ อัตราขยายของส่วนประกอบแบบสัดส่วนมีค่า  $K_p = \frac{R_f}{R}$

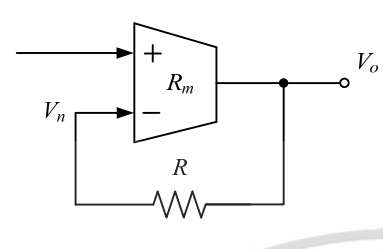
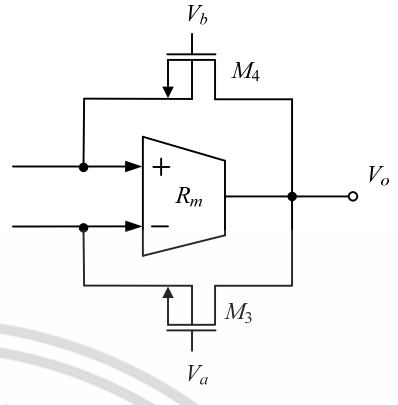
$T_d$  คือ ค่าคงที่ทางเวลาของส่วนประกอบแบบอนุพันธ์มีค่า  $T_d = CR_f$



รูปที่ 3.9 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่นำเสนอโดย R. Pandey และคณะ [11]

จากสมการที่ (3.26) และ (3.27) จะเห็นได้ว่าค่าอัตราขยายของส่วนประกอบแบบสัดส่วน  $K_p$  สามารถปรับแต่งได้ด้วยการปรับค่าตัวต้านทาน  $R$  และยังเป็นอิสระต่อส่วนประกอบแบบอนุพันธ์  $T_d$  อีกด้วย โดยสามารถประยุกต์การปรับแต่งค่าสัดส่วนและอนุพันธ์ของวงจรให้เป็นการปรับแต่งด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ด้วยการใช้มอสทรานซิสเตอร์ หรือ MOSFET ในสภาวะการทำงานที่ไม่อิ่มตัวแทนที่ตัวต้านทานดังรูปที่ 3.10 ค่าความต้านทานของมอสทรานซิสเตอร์จะสามารถปรับได้โดยการปรับค่าแรงดันที่ขาเกตของอุปกรณ์ให้เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

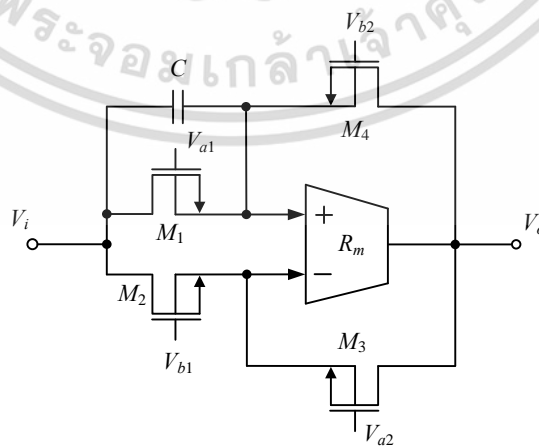
ตัวต้านทานเชื่อมต่อระหว่าง $V_n$ และ $V_o$	การสมมูลแทนที่ด้วย MOSFET
	

รูปที่ 3.10 การสมมูลแทนที่ตัวต้านทานด้วยมอสทรานซิสเตอร์

โดยค่าความต้านทานสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์จะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ [15]

$$R = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (V_a - V_b)} \tag{3.28}$$

โดยที่  $\mu_n$  คือ ค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (electron mobility)  $C_{ox}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (oxide capacitance per unit gate area)  $W$  คือ ค่าความกว้างของเซนแนล (effective channel width)  $L$  คือ ค่าความยาวของเซนแนล (effective channel length)  $V_a$  และ  $V_b$  คือ ค่าแรงดันที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  และ  $M_4$  ตามลำดับ รูปที่ 3.11 แสดงการแทนที่ตัวต้านทานในวงจรรูปที่ 3.9 ด้วยมอสทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.11 วงจรตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่นำเสนอในโดย R. Pandey และคณะ

แบบปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [11]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ซึ่งในเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์โหมดกระแสแบบใช้ CC-CCTA โดย สมชาย ศรีสกุลเดี่ยว และ มนตรี ศิริปรัชญานันท์ [12]

บทความนี้นำเสนอการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์โหมดกระแส โดยใช้อุปกรณ์สายพานกระแสส่งผ่านความนำที่สามารถควบคุมด้วยกระแส (current controlled current conveyor transconductance amplifier) หรือ CC-CCTA ซึ่งลักษณะเด่นของวงจรคือ สามารถควบคุมอัตราการขยายของตัวควบคุมได้อิสระต่อกันในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการควบคุมกระแสไบอัส ในแต่ละส่วนประกอบตัวควบคุมแบบสัดส่วน แบบปริพันธ์และแบบอนุพันธ์ แต่ในที่นี้จะขอกกล่าวถึงเฉพาะตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์เท่านั้น โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน ประกอบด้วย CC-CCTA จำนวน 3 ตัว ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์อย่างละ 1 ตัว เนื่องจากตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ในบทความนี้มี CC-CCTA เป็นอุปกรณ์หลักจึงขอกกล่าวถึง CC-CCTA พอสังเขปดังนี้ ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของ CC-CCTA แสดงด้วยสมการในเชิงเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_x & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_x \\ V_y \\ V_z \\ V_o \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

จากสมการที่ (3.29) เครื่องหมายบวก + และลบ - แสดงถึงทิศทางกระแส  $I_o$  ที่เอาต์พุตของ CC-CCTA ว่ามีทิศทางกระแสเข้า หรือมีทิศทางกระแสออก ตามลำดับ โดยที่ CC-CCTA มีค่าความต้านทานแฝงทางด้านอินพุตของพอร์ต x คือ  $R_x$  สามารถควบคุมได้จากกระแสไบอัส  $I_{B1}$  ดังสมการที่ (3.30)

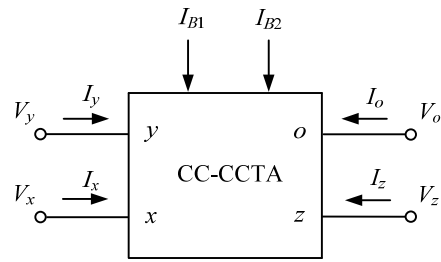
$$R_x = \frac{V_T}{2I_{B1}} \quad (3.30)$$

ในส่วนของอัตราขยายค่าความนำ  $g_m$  แสดงได้เป็น

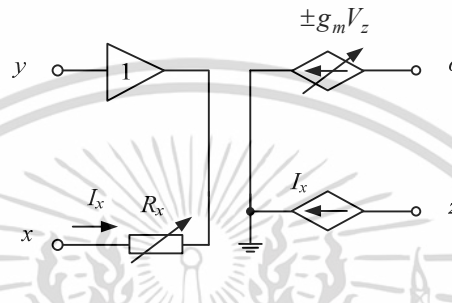
$$g_m = \frac{I_{B2}}{2V_T} \quad (3.31)$$

เมื่อ  $V_T$  คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) โดยที่อุณหภูมิห้องมีค่าประมาณ 26mV

CC-CCTA มีสัญลักษณ์และวงจรสมมูลดังในรูปที่ 3.12



(ก)



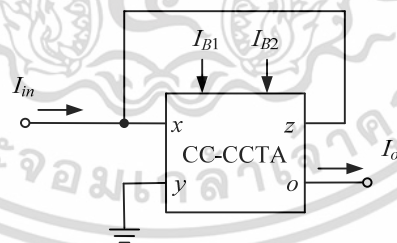
(ข)

รูปที่ 3.12 สัญลักษณ์และวงจรสมมูลของ CC-CCTA

(ก) สัญลักษณ์

(ข) วงจรสมมูล

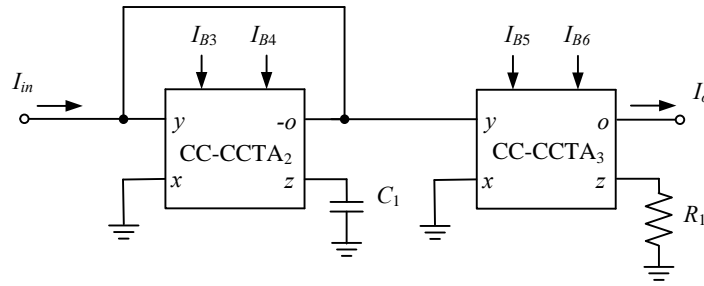
จากหลักการทํางานของ CC-CCTA นำมาออกแบบเป็นวงจรตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ได้ดังรูปที่ 3.13



(ก) ตัวควบคุมแบบสัดส่วน

รูปที่ 3.13 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบอนุพันธ์โดยใช้ CC-CCTA [12]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์

รูปที่ 3.13 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบอนุพันธ์โดยใช้ CC-CCTA [12] (ต่อ)

ในรูปที่ 3.13(ก) เป็นตัวควบคุมแบบสัดส่วนซึ่งเป็นวงจรขยายสัญญาณกระแสที่ใช้ CC-CCTA เพียงตัวเดียว โดยปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟ จากการวิเคราะห์วงจรและใช้คุณสมบัติของ CC-CCTA จะได้อัตราขยายแบบสัดส่วนดังนี้

$$H_P(s) = \frac{I_o}{I_{in}} = \frac{R_x g_m}{2} = \frac{I_{B2}}{8I_{B1}} \quad (3.32)$$

จากสมการที่ (3.32) จะเห็นว่ากระแสเอาต์พุต  $I_o$  เป็นผลคูณของกระแสอินพุต  $I_{in}$  กับอัตราขยายของวงจร ( $I_{B2} / 8I_{B1}$ ) หรือสามารถควบคุมได้ด้วยกระแส  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  และเอาต์พุตยังให้ลักษณะเด่น คือ เป็นอิสระจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ส่วนรูปที่ 3.13(ข) เป็นตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ หรือเรียกว่า วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (differentiator circuit) โดยใช้ CC-CCTA จำนวน 2 ตัว ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุอย่างละ 1 ตัว ต่อกันจากวงจรวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้สมการดังนี้

$$H_D(s) = \frac{I_o}{I_{in}} = \frac{sC_1 R_{x1} g_{m3} R_1}{g_{m2} R_{x1}} = \frac{sC_1 R_1 I_{B5} I_{B6}}{I_{B3} I_{B4}} \quad (3.33)$$

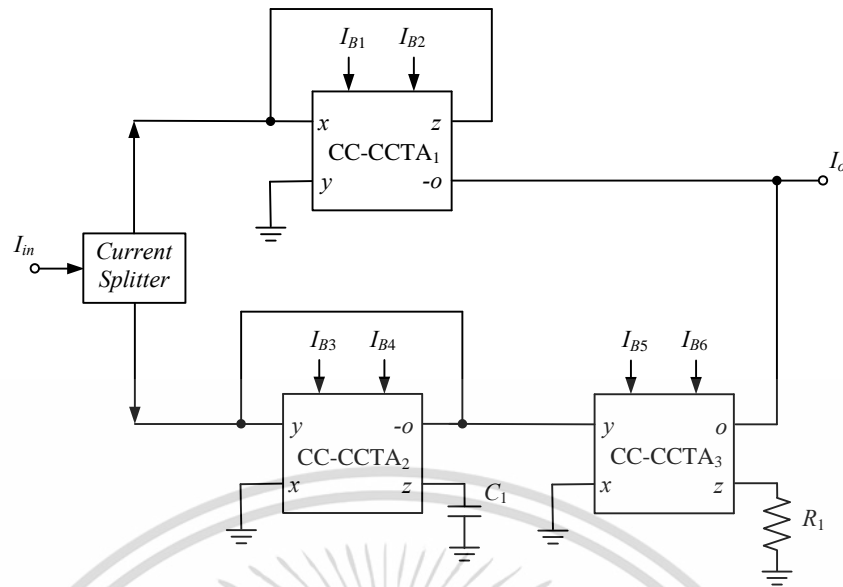
เมื่อนำตัวควบคุมทั้งสองข้างต้นต่อขนานกันก็จะได้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ในโหมดกระแส ดังแสดงในรูปที่ 3.14 สามารถวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนโหมดกระแส ได้ดังสมการที่ (3.34)

$$H_{PD}(s) = \frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = H_P(s) + H_D(s) \quad (3.34ก)$$

หรือ

$$H_{PD}(s) = \frac{I_{B2}}{8I_{B1}} + \frac{sC_1 R_1 I_{B5} I_{B6}}{I_{B3} I_{B4}} \quad (3.34ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์โดยใช้ CC-CCTA [12]

จากสมการที่ (3.34) จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า อัตราการขยายและตัวแปรต่างๆ ของตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์สามารถควบคุมได้จากกระแสไบอัส  $I_B$  ได้อย่างอิสระต่อกันดังนั้นจึงกล่าวได้ว่า ตัวควบคุมในบทความนี้ สามารถปรับพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งสามารถประยุกต์เข้ากับการควบคุมแบบอัตโนมัติหรือผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ไมโครคอมพิวเตอร์ได้อย่างง่าย

### 3.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงตัวอย่างของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่เป็นที่นิยมใช้ในการปรับแต่งเสถียรภาพในวงจรของระบบโดยทั่วไปและวงจรตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ซึ่งมีการทำงานที่ใกล้เคียงกับตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่มีการนำเสนอมานในอดีต ในแต่ละวงจรจะมีคุณสมบัติการทำงานและข้อดี ข้อเสียที่แตกต่างกัน ซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.1 ดังนี้

ตารางที่ 3.1 ตารางเปรียบเทียบการทำงานของวงจรถัดเซยแบบเฟสนำหน้าแบบต่างๆ

ชนิดของตัวควบคุม	ข้อดี	ข้อเสีย
วงจรถัดเซยแบบเฟสนำหน้าแบบพื้นฐานชนิดใช้อุปกรณ์พาสซีฟ [9]	<ul style="list-style-type: none"> <li>- มีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน</li> <li>- มีราคาถูก</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- กำหนดตำแหน่งการวางโพลและซีโรของวงจรถัดเซยได้ยากไม่เป็นอิสระต่อกัน</li> </ul>
วงจรถัดเซยแบบเฟสนำหน้าชนิดใช้ออปแอมป์ [9]	<ul style="list-style-type: none"> <li>- สามารถกำหนดตำแหน่งการวางโพลและซีโรของวงจรถัดเซยได้เป็นอิสระต่อกัน</li> <li>- โครงสร้างวงจรถัดเซยไม่ซับซ้อน</li> <li>- เป็นได้ทั้งตัวเซยแบบเฟสนำหน้าและแบบเฟสล้าหลัง</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- กำหนดอัตราขยายได้ลำบาก</li> </ul>
วงจรถัดเซยแบบเฟสนำหน้าชนิดใช้ออปแอมป์แบบปรับปรุง [2]	<ul style="list-style-type: none"> <li>- สามารถกำหนดตำแหน่งการวางโพลและซีโรของวงจรถัดเซยได้เป็นอิสระต่อกัน</li> <li>- เป็นได้ทั้งตัวเซยแบบเฟสนำหน้าและแบบเฟสล้าหลัง</li> <li>- กำหนดอัตราขยายได้ง่าย</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- มีอุปกรณ์พาสซีฟหลายตัวในวงจรถัดเซยอาจก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน</li> <li>- ยากต่อการออกแบบและนำมาใช้งาน</li> </ul>
วงจรถัดเซยแบบเฟสนำหน้าชนิดหลายชั้น [1]	<ul style="list-style-type: none"> <li>- สามารถเซยมุมเฟสได้เกินกว่า 90 องศา</li> <li>- มีอัตราขยายสูง</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- มีอุปกรณ์พาสซีฟหลายตัวในวงจรถัดเซยอาจก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน</li> <li>- ยากต่อการออกแบบและนำมาใช้งาน</li> </ul>
ตัวควบคุมสัดส่วนบวกอนุพันธ์แบบพื้นฐานในโหมดกระแสโดย S. Minaei และคณะ [10]	<ul style="list-style-type: none"> <li>- ใช้เพียงวงจรถัดเซย CCII เพียงตัวเดียวและอุปกรณ์พาสซีฟ 3 ตัวเท่านั้น</li> <li>- มีความผิดพลาดจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของ CCII ต่ำ</li> <li>- มีทั้งวงจรถัดเซยในโหมดกระแสและแรงดัน</li> <li>- วงจรถัดเซยง่ายไม่ซับซ้อน</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- ไม่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์</li> </ul>
ตัวควบคุมสัดส่วนบวกอนุพันธ์แบบใช้ OTRA ตัวเดียวโดย R. Pandey และคณะ [11]	<ul style="list-style-type: none"> <li>- สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์</li> <li>- มีแบนด์วิดท์กว้าง</li> <li>- สามารถปรับแต่งอัตราขยายของแต่ละส่วนประกอบได้เป็นอิสระต่อกัน</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- ต้องใช้โมสทรานซิสเตอร์หลายตัวในวงจรถัดเซยเพื่อให้สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์</li> </ul>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ที่นอกเหนือจากนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ตารางเปรียบเทียบการทำงานของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าแบบต่างๆ (ต่อ)

ชนิดของตัวควบคุม	ข้อดี	ข้อเสีย
ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ในโหมดกระแสแบบใช้ CC-CCTA โดยสมชาย ศรีสกุลเดี่ยว และมนตรี ศิริ-ปรัชญานันท์ [12]	<ul style="list-style-type: none"> <li>- สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์</li> <li>- สามารถปรับแต่งอัตราขยายของแต่ละส่วนประกอบได้เป็นอิสระต่อกัน</li> <li>- ใช้อุปกรณ์พาสซีฟน้อย</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- ใช้อุปกรณ์เฉพาะที่ต้องสั่งทำเป็นพิเศษทำให้มีค่าใช้จ่ายที่สูง</li> <li>- เป็นวงจรที่ค่อนข้างซับซ้อนทำให้ไม่สะดวกเมื่อมีการนำไปประยุกต์ใช้งานจริง</li> </ul>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

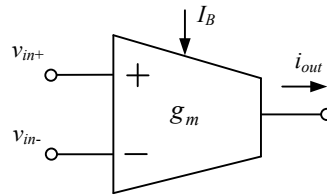
# วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าโดยใช้โอทีเอที่นำเสนอ

### 4.1 กล่าวนำ

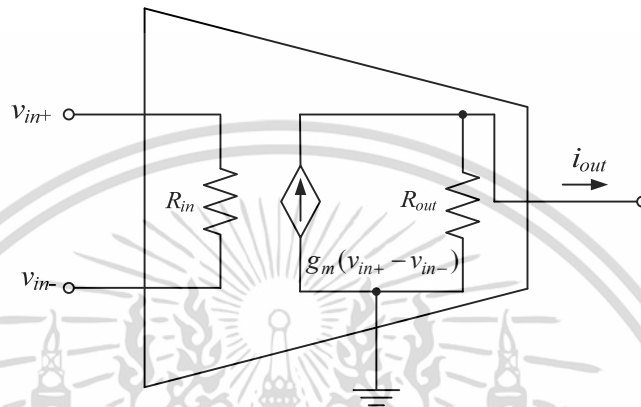
จากการศึกษางานวิจัยที่ได้มีการนำเสนอมาในอดีต พบว่าได้มีการนำเสนอวิธีการสร้างตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าในเชิงทฤษฎีอยู่หลายงานวิจัย แต่งานวิจัยที่นำเสนอแนวทางการสร้างตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าโดยใช้บล็อกวงจรแอกทิฟเป็นหลักเพื่อนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรรวมยังมีอยู่ไม่มากนัก วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าโดยเลือกใช้วงจรขยายค่าความนำหรือโอทีเอ ซึ่งเป็นวงจรสำเร็จรูปเป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลักในการออกแบบ โดยวงจรโอทีเอมีคุณสมบัติของการส่งผ่านความนำที่สามารถควบคุมได้อย่างเป็นเชิงเส้นและสามารถนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรรวมที่มีคุณสมบัติของการปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยในบทนี้จะกล่าวถึงตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งออกแบบให้สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอ พร้อมทั้งวิเคราะห์และทดสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงซึ่งเลือกใช้วงจรโอทีเอสำเร็จรูปเบอร์ CA3280

### 4.2 ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ

ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้งานวงจรขยายค่าความนำหรือโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลัก โดยอาศัยคุณสมบัติของโอทีเอที่สามารถปรับค่าอัตราขยายความนำได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์และมีการทำงานที่เป็นเชิงเส้น ในปัจจุบันมีหลายบริษัทได้ผลิตโอทีเอออกจำหน่ายในท้องตลาดด้วยกันหลายเบอร์เช่น LM13600 CA3080 และ CA3280 เป็นต้น จึงสามารถหาซื้อมาใช้งานได้ง่ายและมีราคาถูก โดยการทำงานของวงจรโอทีเอจะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าที่จุดเข้าให้ไปเป็นกระแสที่จุดออกหรือเรียกว่า “แหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน” (voltage-controlled current source, VCCS) [16] สำหรับคุณสมบัติโดยทั่วไปของโอทีเอจะมีความต้านทานที่จุดออกและจุดเข้าที่สูง และสามารถควบคุมค่าความนำ (transconductance gain,  $g_m$ ) ได้ด้วยกระแสควบคุมจากภายนอก สัญลักษณ์ของโอทีเอและวงจรสมมูลทางอุดมคติ [17-20] แสดงในรูปที่ 4.1



(ก)



(ข)

## รูปที่ 4.1 โอทีเอ

(ก) สัญลักษณ์

(ข) วงจรสมมูลทางอุดมคติ

จากรูปที่ 4.1(ข) จะเห็นว่าค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้จากโอทีเอนั้นมีค่าแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างแรงดันอินพุต ( $v_{in+} - v_{in-}$ ) โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับผลต่างแรงดันอินพุต จะอยู่ในรูปของอัตราขยายค่าความนำ  $g_m$  ของโอทีเอ ค่าความต้านทานด้านอินพุต  $R_{in}$  และค่าความต้านทานด้านเอาต์พุต  $R_{out}$  ในวงจรสมมูลทางอุดมคติถือว่ามีค่าสูงมากเป็นอนันต์ ทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างผลต่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรสมมูลทางอุดมคติของโอทีเอได้คือ

$$i_{out} = g_m(v_{in+} - v_{in-}) = g_m v_{in} \quad (4.1)$$

เมื่อ  $v_{in}$  คือ ผลต่างของแรงดันอินพุต

$g_m$  คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส  $I_B$

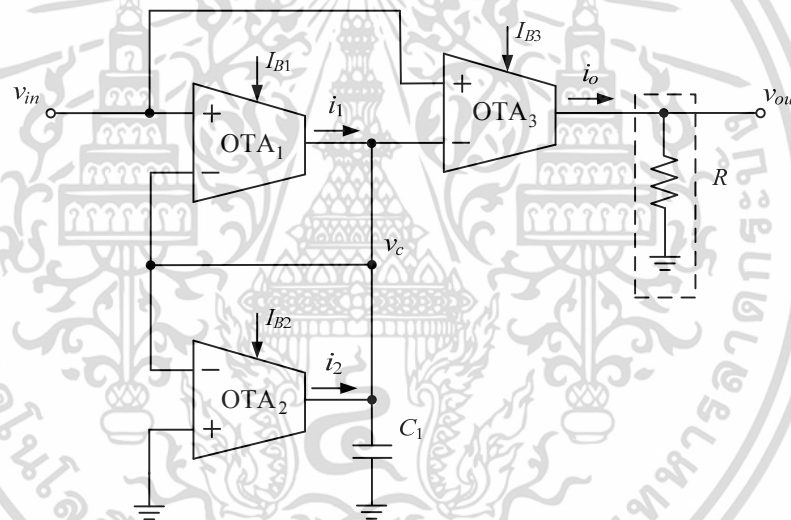
โดยความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำกับกระแสไบอัสอธิบายได้เป็น

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (4.2)$$

เมื่อ  $I_B$  คือ ค่ากระแสไบอัสภายนอกของวงจรโอทีเอ

$V_T$  คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิซึ่งจะมีค่าประมาณ 26mV (ที่อุณหภูมิ 300K)

สำหรับรายละเอียดของหลักการทำงานของวงจรโอทีเอนั้น ได้อธิบายไว้ใน [ภาคผนวก ก] จากสมการคุณสมบัติของโอทีเอข้างต้นนำมาออกแบบวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าในรูปที่ 4.2 ประกอบด้วยโอทีเอจำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุ 1 ตัว โดย  $OTA_1$  และ  $OTA_3$  ต่ออยู่ในรูปของวงจรสะท้อนกระแสเพื่อถ่ายโอนกระแส  $i_1$  ไปที่กระแสเอาต์พุต  $i_o$  [4] ในขณะเดียวกัน  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานแบบแอกทีฟที่ใช้ในการแบ่งแรงดันไฟฟ้า การทำงานของตัวชดเชยที่นำเสนอสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 4.2 ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่ปรับค่าโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบใช้โอทีเอที่นำเสนอ [21]

แรงดันอินพุต  $v_{in}$  จะถูกป้อนเข้าไปในวงจรดังรูปที่ 4.2 ดังนั้นค่ากระแสเอาต์พุต  $i_1$   $i_2$  และ  $i_o$  ของ  $OTA_1$   $OTA_2$  และ  $OTA_3$  สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.3) (4.4) และ (4.5) ตามลำดับ

$$i_1 = g_{m1}(v_{in} - v_c) \quad (4.3)$$

$$i_2 = -g_{m2}(v_c) \quad (4.4)$$

$$i_o = g_{m3}(v_{in} - v_c) \quad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $g_{mi}$  คือ อัตราขยายค่าความนำของ OTA<sub>i</sub> มีค่าเป็น  $g_{mi} = \frac{I_{Bi}}{2V_T}$  เมื่อ  $i = 1, 2$  และ  $3$

$I_{Bi}$  คือ ค่ากระแสไบอัสภายนอกของ OTA ตัวที่  $i$

$V_T$  คือ ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิตามสมการ

จากรูปที่ 4.2 แรงดัน  $v_c$  ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$  สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$v_c = \frac{i_1 + i_2}{C_1 s} \quad (4.6)$$

แทนค่ากระแส  $i_1$  และ  $i_2$  จากสมการที่ (4.3) และ (4.4) ตามลำดับ ลงในสมการที่ (4.6) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้า  $v_c$  และ  $v_{in}$  ดังนี้

$$v_c = \frac{g_{m1} v_{in}}{C_1 s + g_{m1} + g_{m2}} \quad (4.7)$$

แทนค่าแรงดัน  $v_c$  จากสมการที่ (4.7) ลงในสมการที่ (4.3) จะสามารถเขียนสมการกระแส  $i_1$  ได้ใหม่เป็น

$$i_1 = \frac{g_{m1} (C_1 s + g_{m2}) v_{in}}{C_1 s + g_{m1} + g_{m2}} \quad (4.8)$$

เนื่องจากผลต่างของแรงดัน  $v_{in} - v_c$  คือแรงดันอินพุตของ OTA<sub>1</sub> และ OTA<sub>3</sub> ดังนั้นค่ากระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของ OTA<sub>3</sub> สามารถหาได้โดย

$$i_o = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} i_1 = \frac{I_{B3}}{I_{B1}} i_1 \quad (4.9)$$

แทนค่า  $i_1$  จากสมการที่ (4.8) ลงในสมการที่ (4.9) กระแสเอาต์พุต  $i_o$  สามารถเขียนได้ว่า

$$i_o = \frac{I_{B3}}{I_{B1}} \frac{g_{m1} (C_1 s + g_{m2}) v_{in}}{C_1 s + g_{m1} + g_{m2}} = \frac{I_{B3}}{I_{B1}} \frac{g_{m1} g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \frac{\left( \frac{C_1 s}{g_{m2}} + 1 \right)}{\left( \frac{C_1 s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)} v_{in} \quad (4.10)$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในรูปที่ 4.2 สามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{i_o}{v_{in}} = \frac{I_{B3}}{I_{B1}} \frac{g_{m1} g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \frac{\left( \frac{C_1 s}{g_{m2}} + 1 \right)}{\left( \frac{C_1 s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)} \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดรูปสมการที่ (4.11) ใหม่ให้อยู่ในรูปของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าจะได้

$$\frac{i_o}{v_{in}} = \frac{I_{B3}g_{m1}}{I_{B1}} \frac{g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})} \frac{\left( \frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{m2}} \cdot \frac{C_1 s}{g_{m2}} + 1 \right)}{\left( \frac{C_1 s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)} \quad (4.12)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{i_o}{v_{in}} = \frac{I_{B3}g_{m1}}{I_{B1}} \frac{g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})} \frac{\left( \frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{m2}} \cdot \frac{C_1 s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)}{\left( \frac{C_1 s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)} \quad (4.13ก)$$

หรือ

$$\frac{i_o}{v_{in}} = \frac{K (\alpha Ts + 1)}{\alpha (Ts + 1)} \quad (4.13ข)$$

$$\text{เมื่อ } K = \frac{I_{B3}g_{m1}}{I_{B1}} = \frac{I_{B3}}{2V_T} \quad T = \frac{C_1}{g_{m1} + g_{m2}} = \frac{2V_T C_1}{I_{B1} + I_{B2}} \quad \text{และ } \alpha = \frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{m2}} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2}}$$

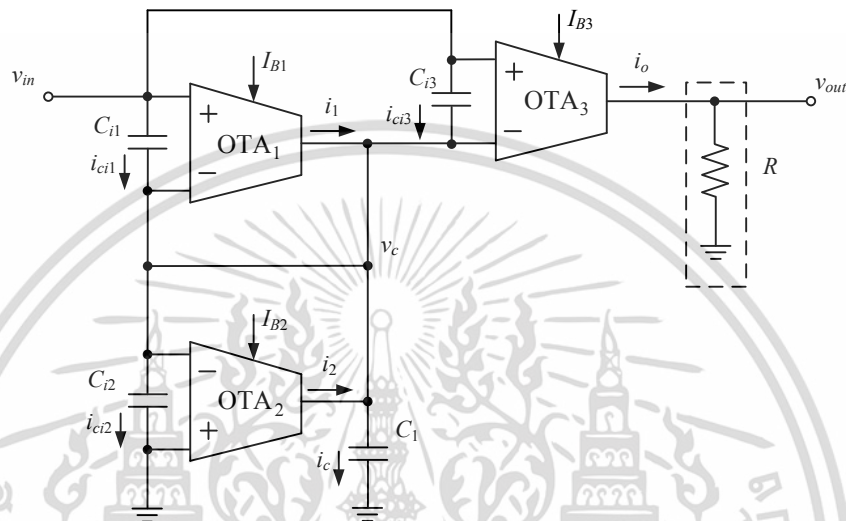
จะเห็นว่าฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (4.13ก) ของวงจรมีอยู่ในรูปที่ 4.2 อยู่ในรูปแบบของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า ค่าคงที่ทางเวลา  $T$  และค่าอัตราขยาย  $K$  ของตัวชดเชยที่นำเสนอสามารถทำการปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางไฟฟ้าด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสจากภายนอกตัวโอทีเอ โดยกระแสไบอัส  $I_{B3}$  จะควบคุมการปรับค่าอัตราขยาย  $K$  ของวงจรถ่ายโอน และกระแสไบอัส  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  จะควบคุมการปรับแต่งค่าคงที่ทางเวลาและแฟคเตอร์ลดทอน  $\alpha$  โดยในการออกแบบกำหนดให้  $\alpha \gg 1$  เพื่อให้ได้ผลการชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่ชัดเจน โดยทั่วไปสัญญาณเอาต์พุตที่ใช้ในการควบคุมจะอยู่ในรูปแบบของแรงดัน ดังนั้นตัวต้านทาน  $R$  ในรูปที่ 4.2 ใช้สำหรับแปลงกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ไปเป็นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชยที่นำเสนอในสมการที่ (4.13ข) จะได้ว่า

$$\frac{v_o}{v_{in}} = R \cdot \frac{K (\alpha Ts + 1)}{\alpha (Ts + 1)} = \frac{RI_{B3}}{2V_T} \frac{I_{B2}}{I_{B1} + I_{B2}} \frac{\left( \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2}} \cdot \frac{2V_T C_1 s}{I_{B1} + I_{B2}} + 1 \right)}{\left( \frac{2V_T C_1 s}{I_{B1} + I_{B2}} + 1 \right)} \quad (4.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรโอทีเอ

เมื่อพิจารณาในกรณีที่โอทีเอทำงานไม่เป็นอุดมคติทำให้วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอมีการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติไปด้วยนั้น จากการวิเคราะห์จะสังเกตได้ว่าทางด้านอินพุตของวงจรโอทีเอแต่ละตัวนั้นจะมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่ส่งผลต่อวงจรเมื่อความถี่ที่ใช้งานเกิดการเปลี่ยนแปลง คือ  $C_{i1}$   $C_{i2}$  และ  $C_{i3}$  ของวงจร OTA<sub>1</sub> OTA<sub>2</sub> และ OTA<sub>3</sub> ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอในกรณีที่มีการทำงานไม่เป็นอุดมคติ

เนื่องจากวงจรโอทีเอที่นำมาใช้ออกแบบเป็นวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอนี้เป็นไอซีสำเร็จรูปเบอร์เดียวกันมีโครงสร้างภายในรูปแบบเดียวกัน จึงสามารถประมาณได้ว่าค่าความจุไฟฟ้าแฝงของวงจรโอทีเอทุกตัวมีค่าที่เท่ากันดังนี้

$$C_{i1} = C_{i2} = C_{i3} = C_i \quad (4.15)$$

สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในรูปที่ 4.3 ได้เป็น [ภาคผนวก ข]

$$\frac{v_o}{v_{in}} = R \cdot \frac{I_{B3}}{2V_T} \cdot \frac{I_{B2}}{I_{B1} + I_{B2}} \cdot \frac{\left( \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2}} \cdot \frac{(C_1 + C_i)s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)}{\left( \frac{(C_1 + 3C_i)s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)} \quad (4.16)$$

นำฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้ในสมการที่ (4.16) มาจัดให้อยู่ในรูปของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า โดยตัวต้านทาน  $R$  ในรูปที่ 4.3 ทำหน้าที่เปลี่ยนกระแส  $i_o$  ให้เป็น  $v_o$  จะได้ว่า

$$\frac{v_o}{v_{in}} = R \cdot \frac{K (\alpha T_1 s + 1)}{\alpha (T_2 s + 1)} \quad (4.17)$$

$$\text{เมื่อ } K = \frac{I_{B3}}{2V_T} \quad T_1 = \frac{2V_T (C_1 + C_i)}{I_{B1} + I_{B2}} \quad T_2 = \frac{2V_T (C_1 + 3C_i)}{I_{B1} + I_{B2}} \quad \text{และ } \alpha = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2}}$$

จะเห็นว่าค่าอัตราขยาย  $K$  ของวงจรไม่มีผลกับความไม่เป็นอุดมคติของวงจร เมื่อพิจารณาที่พจน์ของค่าคงที่ทางเวลา  $T_1$  และ  $T_2$  จะพบว่ามีความจุไฟฟ้าแฝงจุดเข้าของวงจรโอทีเออยู่  $C_i$  และ  $3C_i$  ตามลำดับ ซึ่งค่าความจุไฟฟ้าแฝงจุดเข้าของโอทีเอนั้นถือว่ามีค่าน้อยมาก ตัวอย่างเช่น โอทีเอเบอร์ CA3280 มีค่าความจุไฟฟ้าแฝงจุดเข้าของโอทีเอ  $C_i$  เท่ากับ 4.5 pF เมื่อเทียบกับค่าความจุไฟฟ้า  $C_1$  ทำให้สามารถประมาณค่าคงที่  $T_1$  และ  $T_2$  ให้เท่ากันได้โดยมีเงื่อนไขดังนี้

$$C_1 \gg C_i \quad (4.18)$$

#### 4.4 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร

##### 4.4.1 ช่วงปฏิบัติการของวงจร

ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่ออกแบบขึ้นในรูปที่ 4.2 เป็นวงจรที่ทำงานแบบขับโดยแรงดัน ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของวงจรจึงพิจารณาที่แรงดันอินพุตของวงจร ซึ่งเป็นแรงดันเดียวกับที่ป้อนให้กับอินพุตของโอทีเอ ซึ่งแรงดันอินพุตโอทีเอสูงสุดที่ทำให้วงจรโอทีเอทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้นจะมีค่าไม่เกิน  $\pm 52\text{mV}$  เพราะฉะนั้นช่วงปฏิบัติการของตัวชดเชยที่ออกแบบขึ้นจะมีค่าประมาณ  $\pm 52\text{mV}$

##### 4.4.2 ข้อจำกัดทางความถี่

ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่ออกแบบขึ้นในรูปที่ 4.2 มีการกำหนดความถี่หัททุม 2 จุดซึ่งจากสมการที่ (2.3) จะได้ความถี่หัททุมที่

$$\omega_{C1} = \frac{2\pi}{\alpha T} \quad (4.19)$$

$$\text{และ } \omega_{C2} = \frac{2\pi}{T} \quad (4.20)$$

โดยในการออกแบบตัวชดเชยนี้กำหนดให้  $\alpha \gg 1$  ดังนั้นขอบเขตของความถี่ที่ยังคงทำให้ตัวชดเชยทำงานได้จึงขึ้นกับความถี่หัททุม  $\omega_{C2}$  ซึ่งเมื่อแทนค่าคงที่ทางเวลา  $T$  จากสมการที่ (4.13) ลงในสมการที่ (4.20) จะได้

$$\omega_{C2} = \frac{2\pi(I_{B1} + I_{B2})}{2V_T C_1} \quad (4.21)$$

$$\text{หรือ } f_{C2} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2V_T C_1} \quad (4.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.22) จะเห็นได้ว่าข้อจำกัดทางความถี่ที่ยังคงทำให้ตัวชดเชยทำงานได้ขึ้นอยู่กับ  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$  และ  $C_1$  โดยในการออกแบบได้กำหนดให้  $I_{B1} \gg I_{B2}$  เพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขที่  $\alpha \gg 1$  สำหรับการเลือกค่า  $I_{B1}$  ที่สูงที่สุดนั้นก็ขึ้นอยู่กับขีดความสามารถในการทำงานของโอทีเอสำเร็จรูปเบอร์นั้นๆ

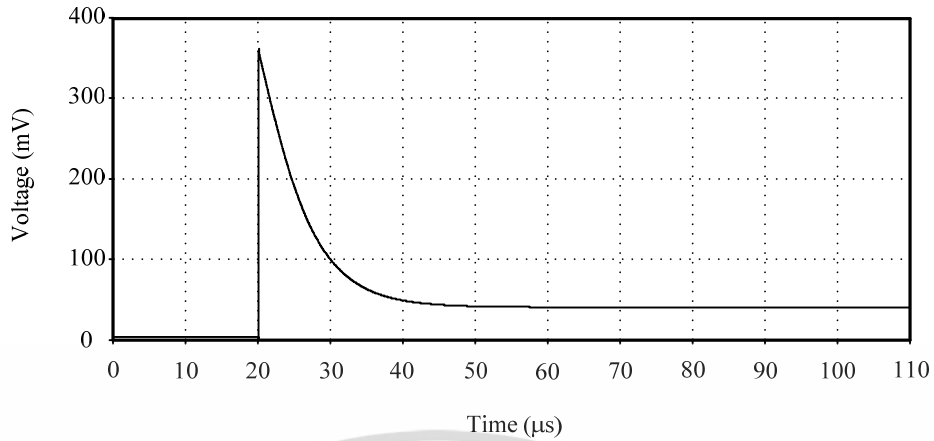
#### 4.5 การทดสอบและผลการทดสอบของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอ

##### 4.5.1 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร

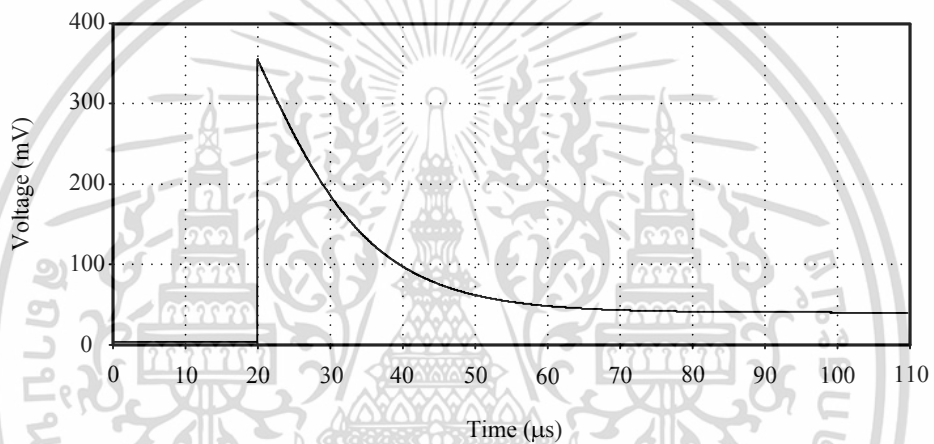
การทำงานของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ในรูปแบบที่ 4.2 สามารถยืนยันได้โดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรมันกำหนดให้อุปกรณ์ต่างๆ มีค่าดังนี้ วงจรโอทีเอที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานสร้างจากการสังเคราะห์วงจรย่อย (subcircuit) โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (bipolar transistor) ต่อเป็นโครงสร้างภายในอย่างง่ายของวงจรโอทีเอ ป้อนแรงดันอินพุต  $v_{in}$  เท่ากับ 40mV ตัวเก็บประจุ  $C_1$  เลือกให้มีค่าเท่ากับ 0.1 $\mu$ F ค่ากระแสไบอัส  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$  และ  $I_{B3}$  ถูกกำหนดค่าดังในตารางที่ 4.1 เพื่อให้ได้ค่า  $\alpha$  ซึ่งในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 10 โดยได้กำหนดให้เป็น 3 กรณี เพื่อให้ได้ค่าคงที่ทางเวลา  $T$  และค่าอัตราขยาย  $K$  ที่แตกต่างกัน ค่ากระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของตัวชดเชยที่น่าเสนอจะแปลงเป็นค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  โดยตัวต้านทาน  $R$  ที่มีค่าความต้านทาน 1k $\Omega$  รูปที่ 4.4(ก) – 4.4(ค) แสดงผลการเลียนแบบการตอบสนองเชิงเวลาของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอเทียบกับเงื่อนไขของค่าพารามิเตอร์ทั้ง 3 กรณี

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปแบบที่ 4.2

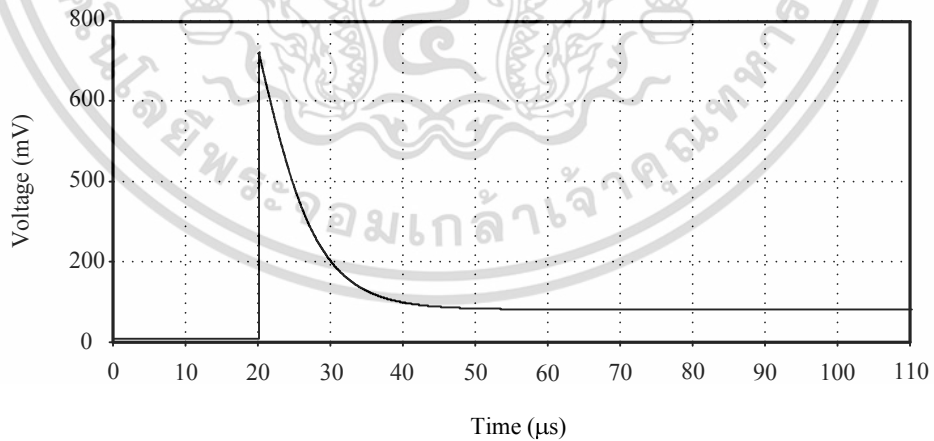
	$I_{B1}$	$I_{B2}$	$I_{B3}$	$T$	$K$
กรณีที่ 1	900 $\mu$ A	100 $\mu$ A	520 $\mu$ A	5.2 $\mu$ s	0.01
กรณีที่ 2	450 $\mu$ A	50 $\mu$ A	520 $\mu$ A	10.4 $\mu$ s	0.01
กรณีที่ 3	900 $\mu$ A	100 $\mu$ A	1.04mA	5.2 $\mu$ s	0.02



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.4 ผลการเปลี่ยนแปลงการตอบสนองทางเวลาของวงจรตัวขดเคบายแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอ

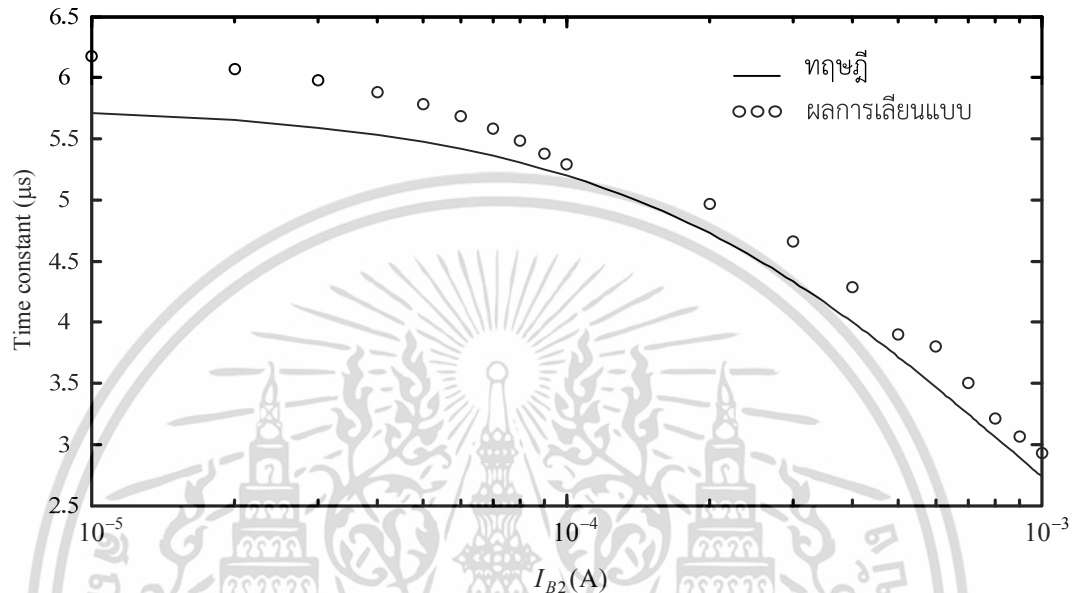
(ก) กรณีที่ 1 ( $T = 5.2\mu\text{s}$  และ  $K = 0.01$ )

(ข) กรณีที่ 2 ( $T = 10.4\mu\text{s}$  และ  $K = 0.01$ )

(ค) กรณีที่ 3 ( $T = 5.2\mu\text{s}$  และ  $K = 0.02$ )

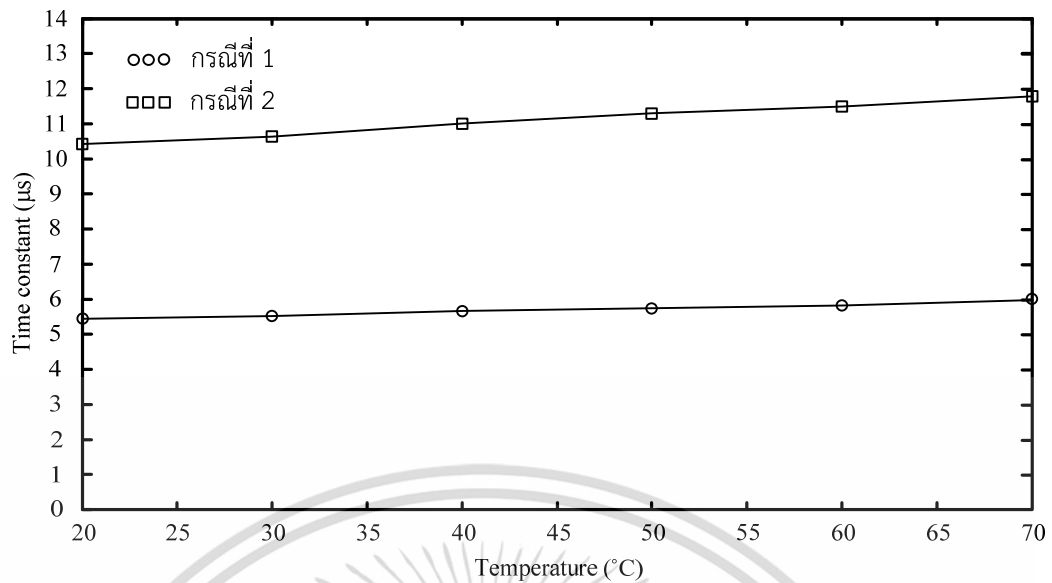
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่า ค่าคงที่ทางเวลา  $T$  และค่าอัตราขยาย  $K$  ของตัวชดเชยที่นำเสนอสามารถทำการปรับค่าได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับค่ากระแสไบอัสจากภายนอกตัวโอทีเอ รูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นถึงผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรของค่าคงที่ทางเวลา  $T$  ที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส  $I_{B2}$  โดยกำหนดให้ค่ากระแสไบอัส  $I_{B1} = 900\mu\text{A}$  และ  $I_{B3} = 520\mu\text{A}$  ในส่วนของ  $I_{B2}$  กำหนดให้แปรค่าตั้งแต่  $10\mu\text{A} - 1\text{mA}$



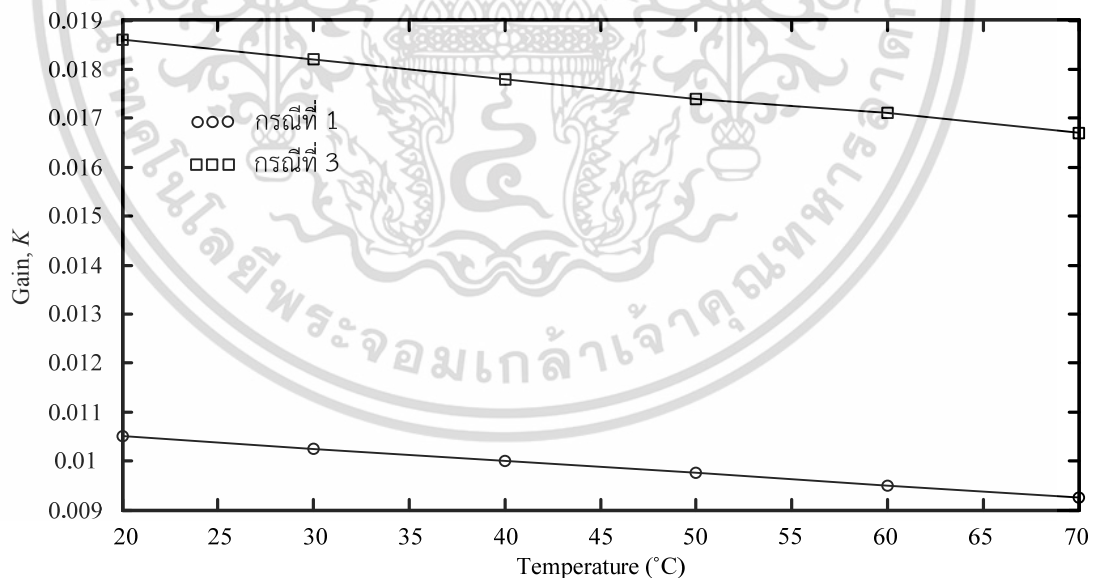
รูปที่ 4.5 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรของค่าคงที่ทางเวลา  $T$  ต่อ  $I_{B2}$  เมื่อ  $I_{B2}$  แปรค่าตั้งแต่  $10\mu\text{A} - 1\text{mA}$

จะเห็นได้ว่า เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส  $I_{B2}$  เพียงค่าเดียวก็สามารถปรับค่าคงที่ทางเวลา  $T$  ได้เช่นกัน และจากสมการที่ (4.14) จะเห็นว่าพจน์ของค่าคงที่ทางเวลา  $T$  และค่าอัตราขยาย  $K$  ของตัวชดเชยแบบเฟสนำที่นำเสนอยังมีปัจจัยของอุณหภูมิที่มีผลต่อการทำงานจากค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ  $V_T$  รูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นถึงผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าคงที่ทางเวลา  $T$  ของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำที่นำเสนอ โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ของกระแสไบอัสดังตารางที่ 4.1 ในกรณีที่ 1 และกรณีที่ 2 โดยทำการแปรค่าอุณหภูมิตั้งแต่  $20 - 70^\circ\text{C}$



รูปที่ 4.6 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าคงที่ทางเวลา  $T$  เปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ 1 (กำหนดให้  $T = 5.2\mu s$ ) และกรณีที่ 2 (กำหนดให้  $T = 10.4\mu s$ )

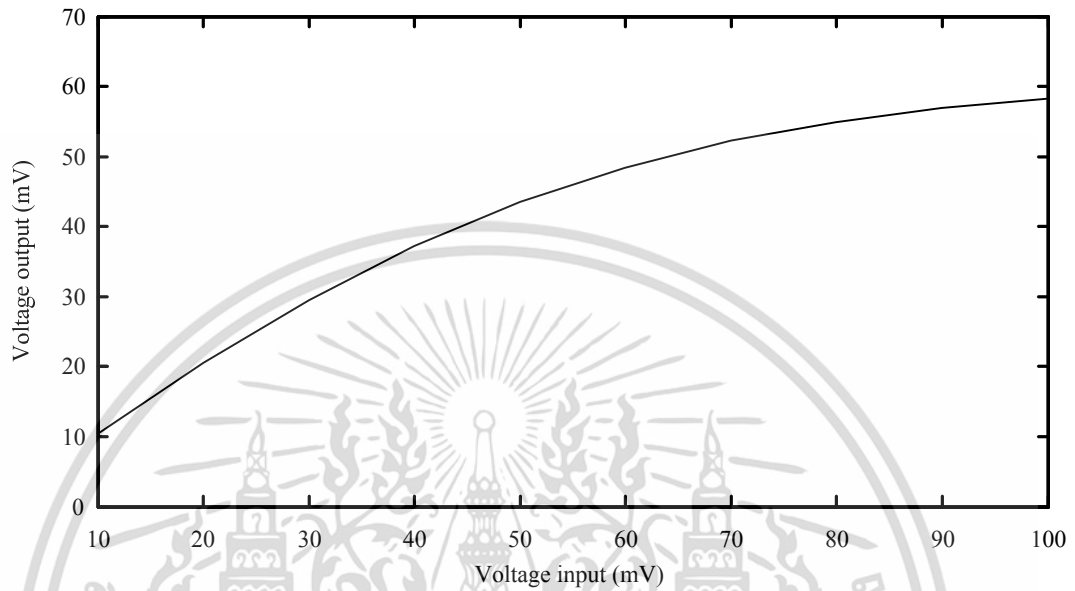
รูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นถึงผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าอัตราขยาย  $K$  ของวงจรตัวขดเซยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอ โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ของกระแสไบอัสดังตารางที่ 4.1 ในกรณีที่ 1 และกรณีที่ 3 โดยทำการแปรค่าอุณหภูมิตั้งแต่ 20 - 70 °C



รูปที่ 4.7 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าอัตราขยาย  $K$  เปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ 1 (กำหนดให้  $K = 0.01$ ) และกรณีที่ 3 (กำหนดให้  $K = 0.02$ )

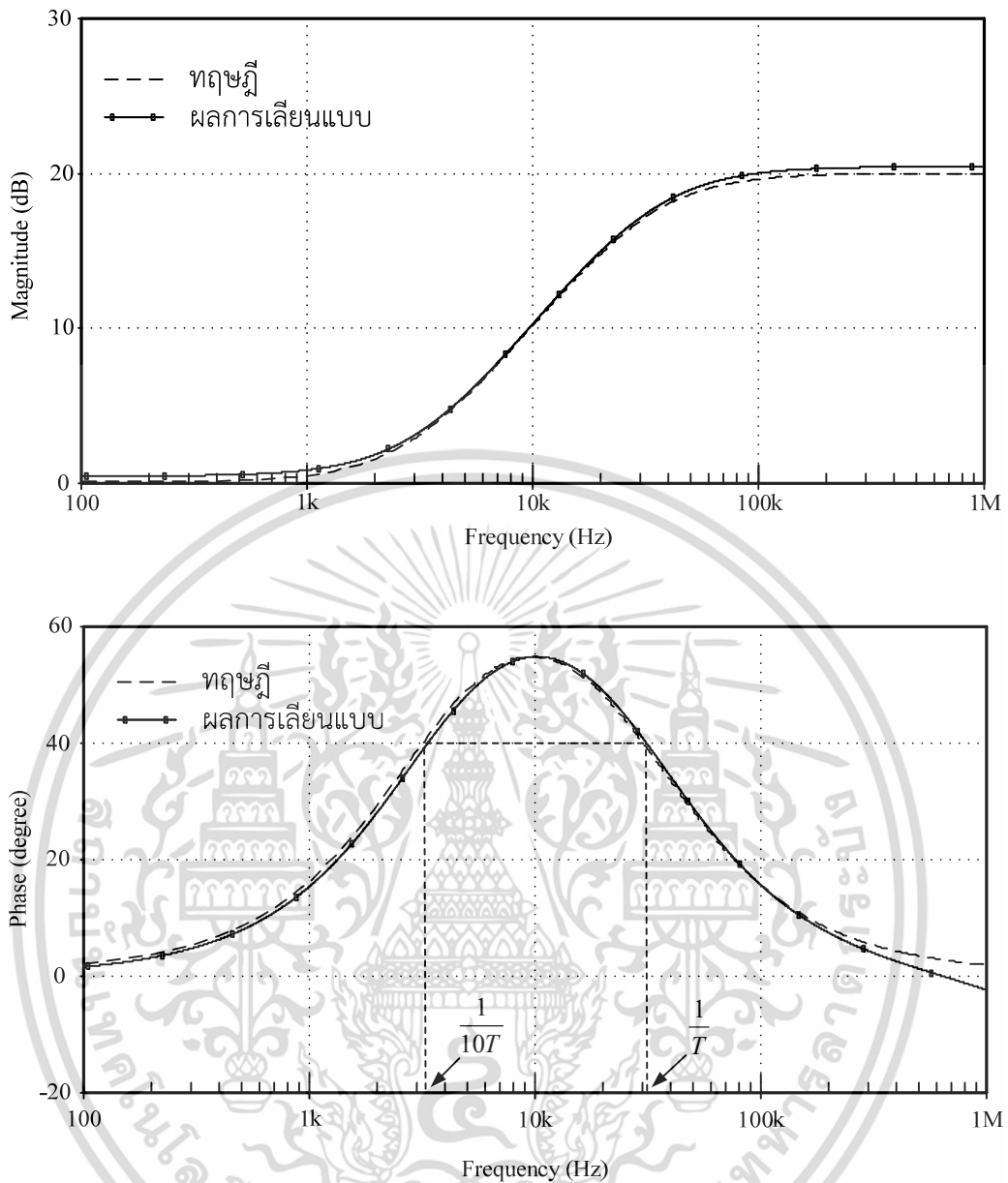
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.8 แสดงให้เห็นถึงกราฟเปรียบเทียบผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรระหว่างแรงดันอินพุต และแรงดันเอาต์พุตของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอเพื่อทดสอบช่วงปฏิบัติงานของวงจร โดยแปรค่าแรงดันอินพุตเป็นสัญญาณขั้นบันไดตั้งแต่ 10mV - 100mV ที่กระแสไบอัส  $I_{B1} = 900\mu\text{A}$   $I_{B2} = 100\mu\text{A}$  และ  $I_{B3} = 520\mu\text{A}$



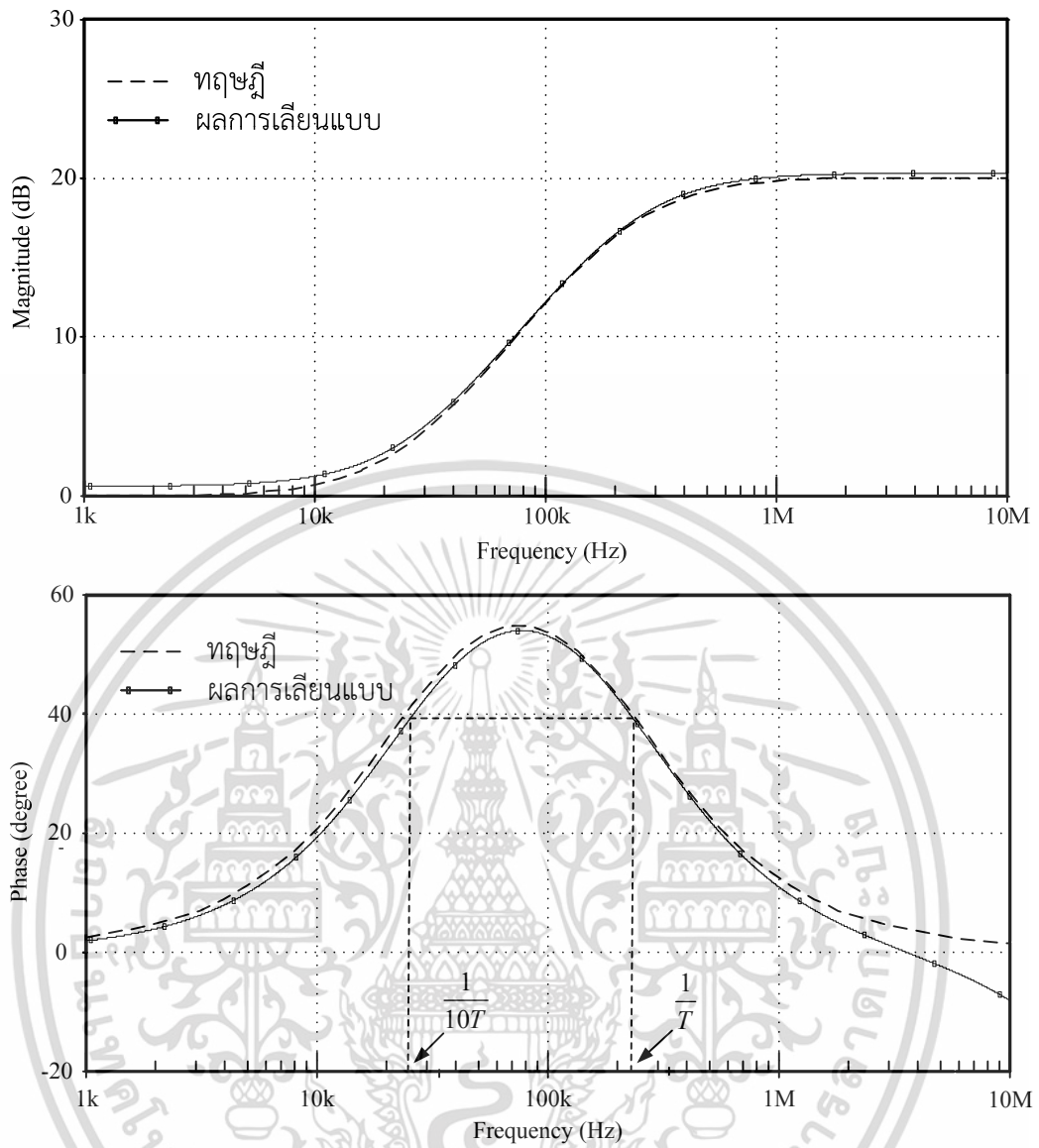
รูปที่ 4.8 กราฟเปรียบเทียบผลการเลียนแบบการทำงานระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ

รูปที่ 4.9 แสดงให้เห็นถึงผลการเลียนแบบการตอบสนองเชิงความถี่ของตัวชดเชยที่นำเสนอ ที่  $I_{B1} = 900\mu\text{A}$   $I_{B2} = 100\mu\text{A}$  และ  $I_{B3} = 520\mu\text{A}$  ค่าดังกล่าวถูกเลือกเพื่อให้เกิดค่าความถี่หักมุมสองตำแหน่งที่ 3.06 kHz และ 30.06 kHz ค่าสูงสุดของเฟส  $\theta_m$  มีค่าประมาณ 55 องศา ที่ความถี่  $\omega_m$  มีค่า 10kHz



รูปที่ 4.9 ผลการเลียนแบบการตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรตัวขดเซยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอ กำหนดให้มีค่าความถี่หักมุมที่ตำแหน่ง 3.06 kHz และ 30.06 kHz

รูปที่ 4.10 แสดงให้เห็นถึงผลการเลียนแบบการตอบสนองเชิงความถี่ของตัวขดเซยที่น่าเสนอโดย กำหนดค่ากระแสไบอัสให้ต่างจากเดิมเพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรตัวขดเซยที่น่าเสนอสามารถปรับ ตำแหน่งของค่าความถี่หักมุมได้เพื่อใช้งานในย่านความถี่ที่ต่างกัน ค่ากระแสไบอัสที่กำหนดในรูปที่ 4.10 มีค่าดังนี้  $I_{B1} = 7\text{mA}$   $I_{B2} = 0.77\text{mA}$  และ  $I_{B3} = 2.6\text{mA}$  ค่าดังกล่าวถูกเลือกเพื่อให้เกิดค่าความถี่หัก มุมสองตำแหน่งที่ 23.4 kHz และ 234.7 kHz ค่าสูงสุดของเฟส  $\theta_m$  มีค่าประมาณ 55 องศา ที่ความถี่  $\omega_m$  มีค่า 75.5 kHz

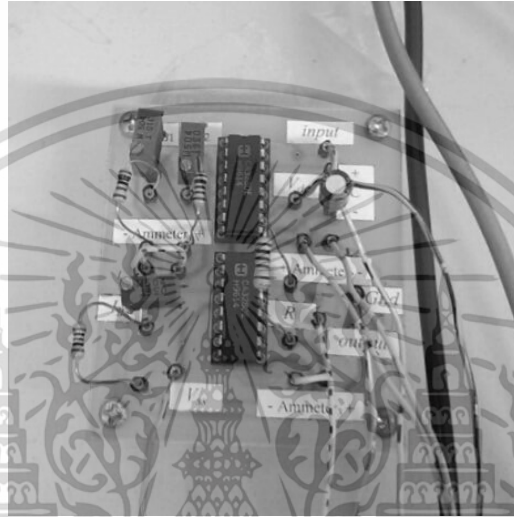


รูปที่ 4.10 ผลการเลียนแบบการตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ กำหนดให้มีค่าความถี่หักมุมที่ตำแหน่ง 23.4 kHz และ 234.7 kHz

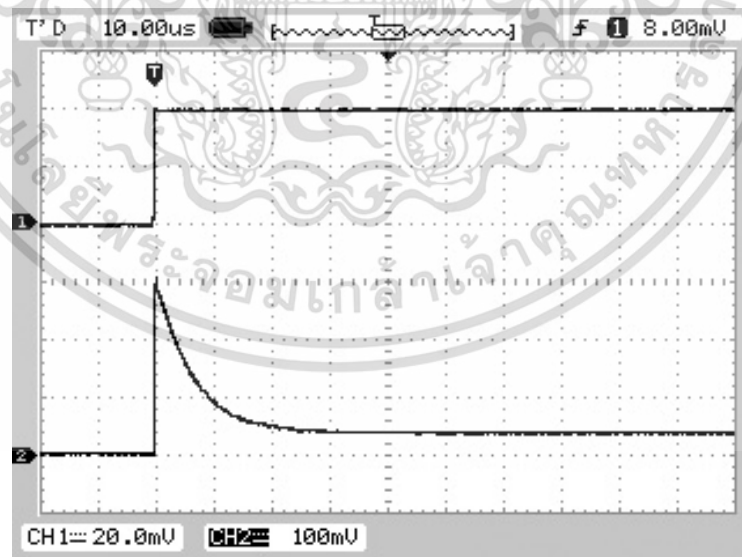
จากรูปที่ 4.9 และ 4.10 จะเห็นได้ว่าค่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีกับค่าที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรมีค่าที่ใกล้เคียงกันซึ่งสามารถยืนยันถึงประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอในการนำไปใช้ในการควบคุมระบบ นอกจากนี้คุณสมบัติของตัวชดเชยที่นำเสนอยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์และช่วงความถี่ของการทำงานได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสจากภายนอกตัวโอทีเอ

#### 4.5.2 ผลการทำงานของวงจรแบบต่อจริง

ได้ทำการทดสอบการทำงานของวงจรตัวชดเชยที่นำเสนอในรูปที่ 4.2 โดยการต่อวงจรจริงลงบนแผ่นวงจรพิมพ์ (printed circuit board, PCB) ดังรูปที่ 4.11 โดยใช้โอทีเอสำเร็จรูปเบอร์ CA3280 ในการทดลอง กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ มีค่าดังตารางที่ 4.1 เช่นเดียวกับที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานของวงจร ป้อนแรงดันอินพุต  $v_{in}$  เท่ากับ 40mV แรงดันไฟเลี้ยงของโอทีเอเท่ากับ  $\pm 10V$  ผลการตอบสนองทางเวลาของวงจรตัวชดเชยที่นำเสนอในการทดลองต่อวงจรจริงแสดงในรูปที่ 4.12



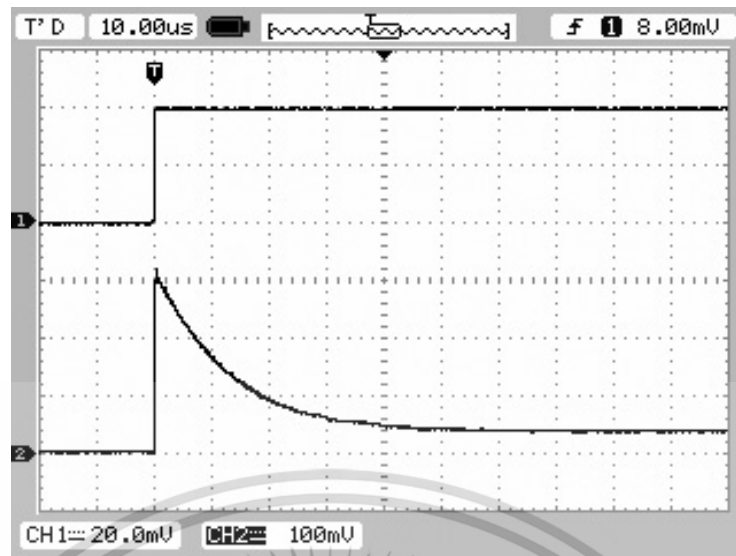
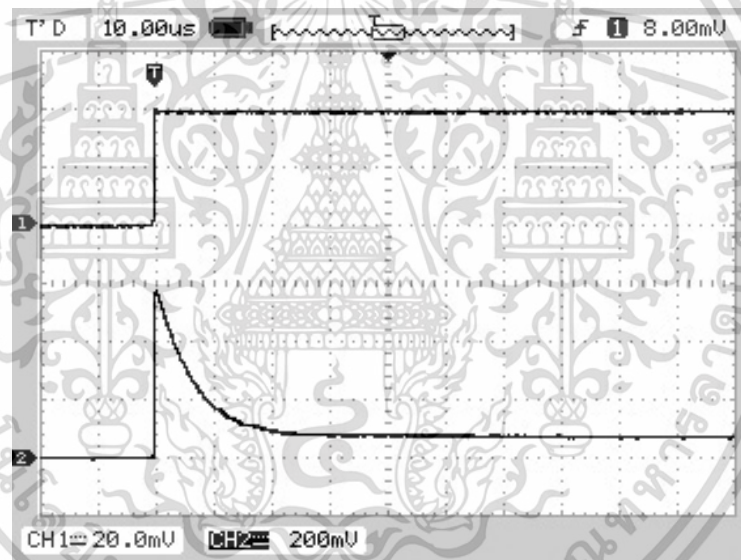
รูปที่ 4.11 แผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอ



(ก) กรณีที่ 1 ( $T = 5.2\mu s$  และ  $K = 0.01$ )

รูปที่ 4.12 ผลการตอบสนองเชิงเวลาของตัวชดเชยที่นำเสนอ

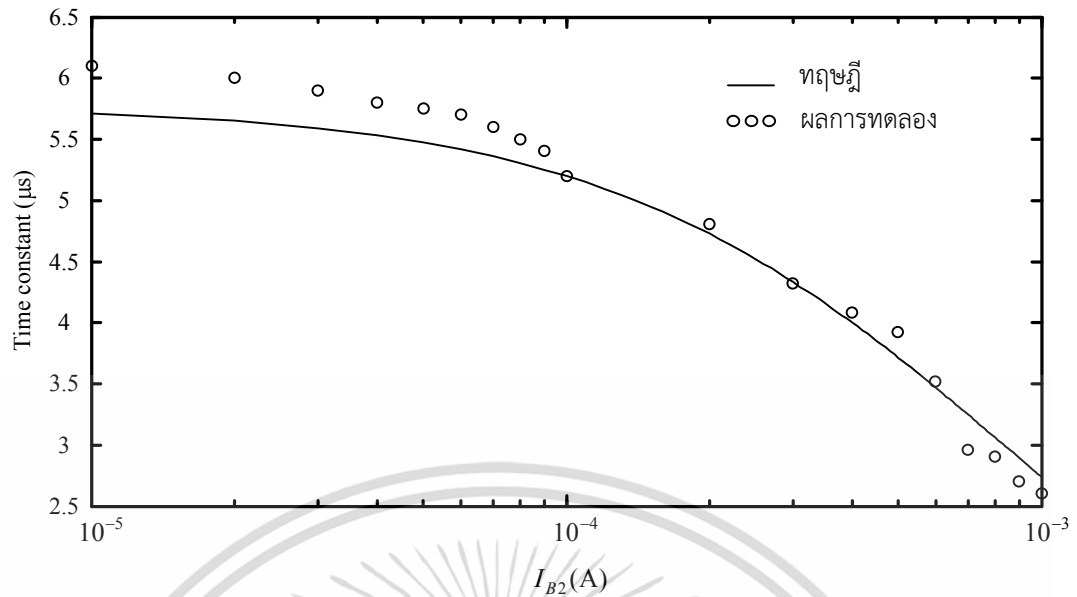
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข) กรณีที่ 2 ( $T = 10.4\mu\text{s}$  และ  $K = 0.01$ )(ค) กรณีที่ 3 ( $T = 5.2\mu\text{s}$  และ  $K = 0.02$ )

รูปที่ 4.12 ผลการตอบสนองเชิงเวลาของตัวขดเซย์ที่นำเสนอ (ต่อ)

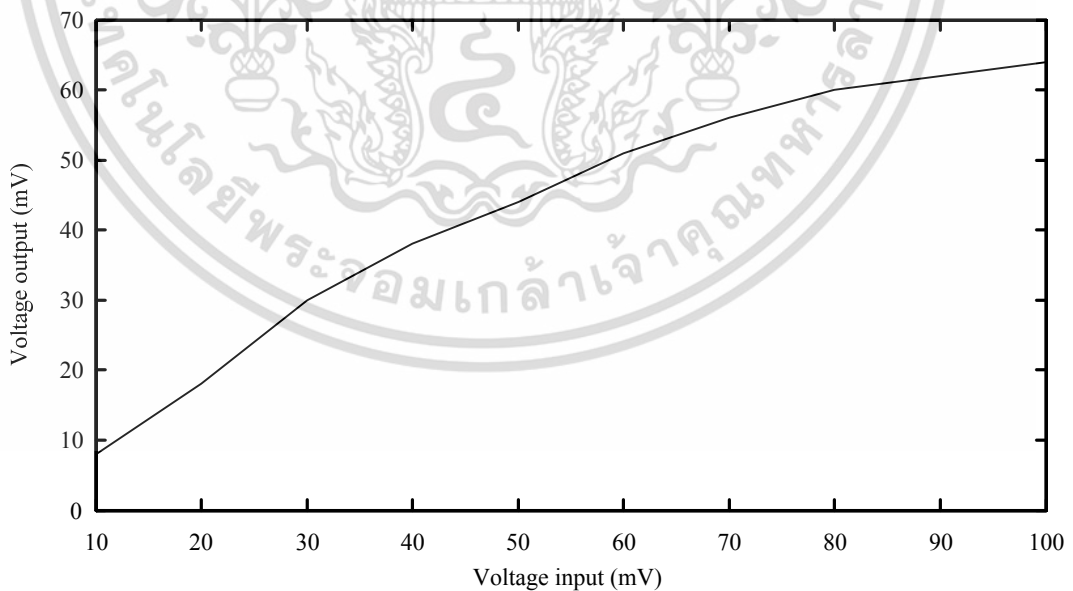
จากรูปที่ 4.12 จะเห็นได้ว่า ค่าคงที่ทางเวลา  $T$  และค่าอัตราขยาย  $K$  ของตัวขดเซย์ที่นำเสนอสามารถทำการปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับค่ากระแสไบอัสจากภายนอกตัวโอทีเอเช่นเดียวกับผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจร รูปที่ 4.13 แสดงให้เห็นถึงกราฟเปรียบเทียบระหว่างค่าจากการทดลอง และค่าที่ได้จากการคำนวณของค่าคงที่ทางเวลา  $T$  ที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส  $I_{B2}$  โดยกำหนดให้ค่ากระแสไบอัส  $I_{B1} = 900\mu\text{A}$  และ  $I_{B3} = 520\mu\text{A}$  ในส่วนของ  $I_{B2}$  กำหนดให้แปรค่าตั้งแต่  $10\mu\text{A} - 1\text{mA}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ค่าคงที่ทางเวลา  $T$  ของวงจรตัวขดเซยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอเมื่อทำการแปรค่า  $I_{B2}$  ตั้งแต่  $10\mu\text{A}$  -  $1\text{mA}$

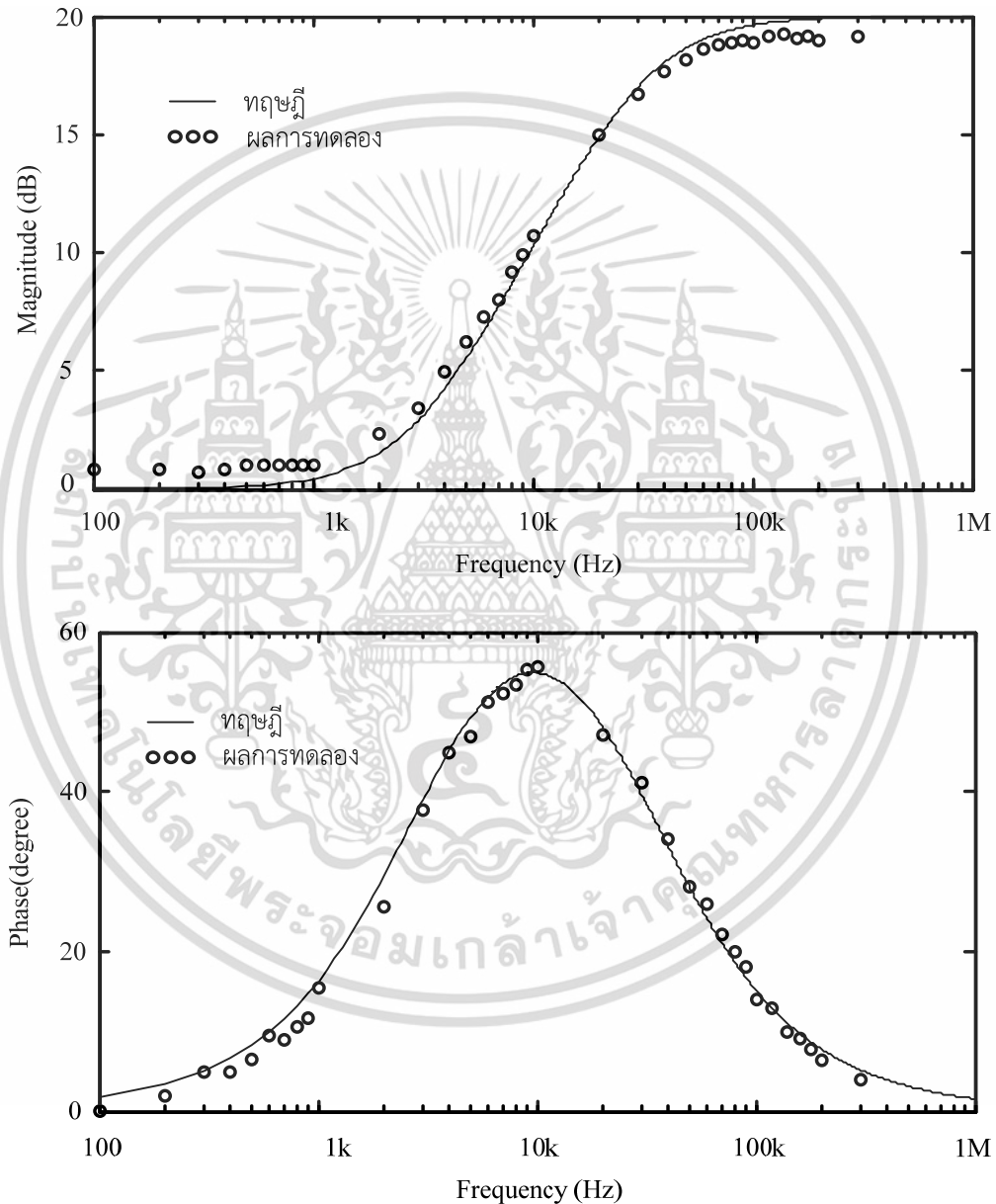
จะเห็นได้ว่า เมื่อทดลองแปรค่ากระแสไบอัส  $I_{B2}$  เพียงค่าเดียวก็สามารถปรับค่าคงที่ทางเวลา  $T$  ได้ เช่นเดียวกับผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร รูปที่ 4.14 แสดงให้เห็นถึงกราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันอินพุต และแรงดันเอาต์พุตของวงจรตัวขดเซยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอ โดยแปรค่าแรงดันอินพุตตั้งแต่  $10\text{mV}$  -  $100\text{mV}$  ที่กระแสไบอัส  $I_{B1} = 900\mu\text{A}$   $I_{B2} = 100\mu\text{A}$  และ  $I_{B3} = 520\mu\text{A}$



รูปที่ 4.14 กราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรตัวขดเซยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอ

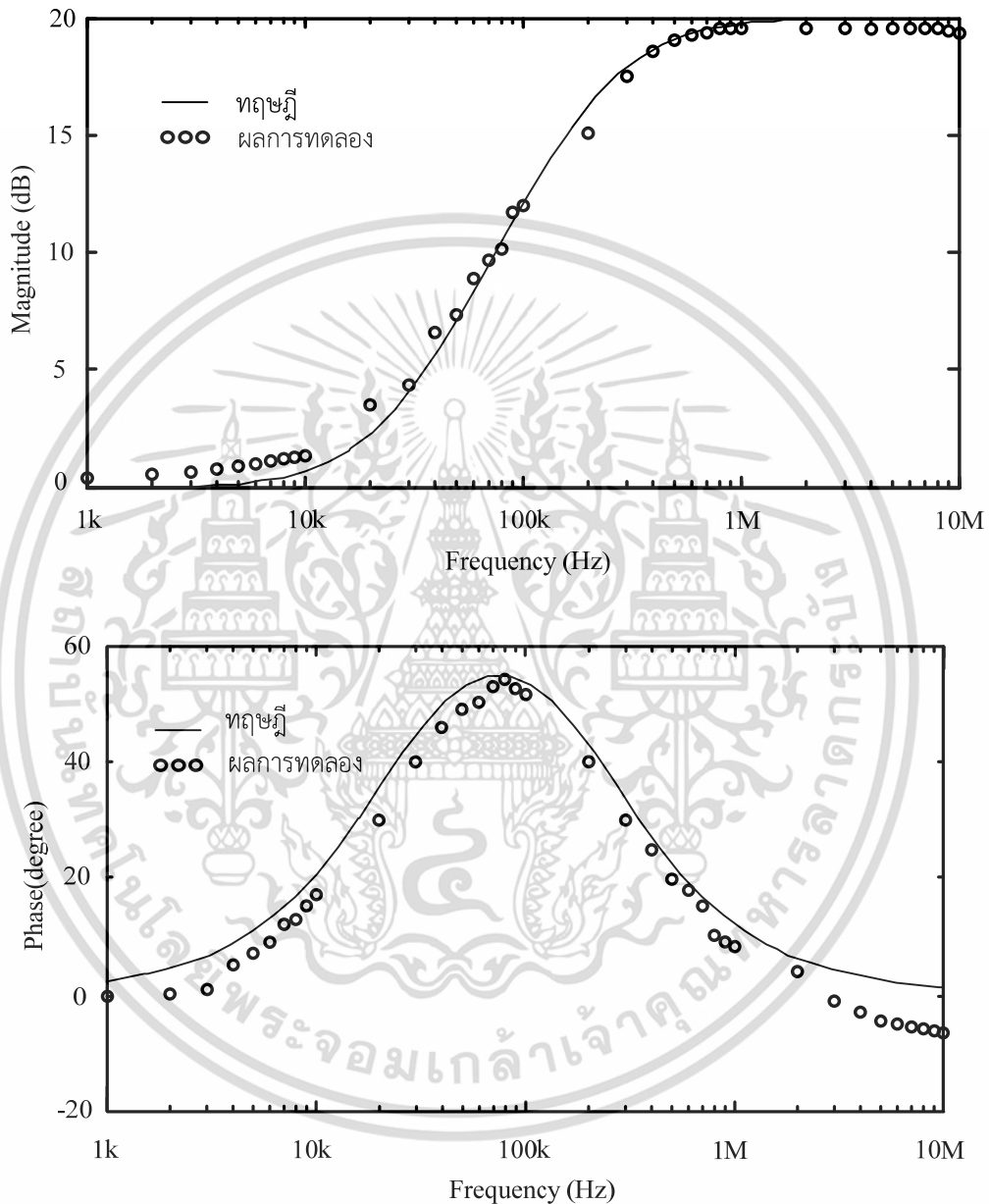
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.15 และ 4.16 แสดงให้เห็นถึงกราฟเปรียบเทียบระหว่างค่าจากการทดลอง และค่าที่ได้จากการคำนวณของการตอบสนองเชิงความถี่ของตัวขดเซยที่นำเสนอ ในช่วงความถี่ของการทำงานที่ต่างกัน ตัวต้านทาน  $R$  ที่ทำหน้าที่แปลงค่ากระแสเอาต์พุต  $i_o$  เป็นค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  เลือกใช้ค่าความต้านทานที่  $1\text{k}\Omega$  โดยในรูปที่ 4.15 กำหนดค่าพารามิเตอร์ของค่ากระแสไบอัส  $I_{B1} = 900\mu\text{A}$   $I_{B2} = 100\mu\text{A}$  และ  $I_{B3} = 520\mu\text{A}$  เพื่อให้มีค่าความถี่หักมุมสองตำแหน่งที่  $3.06\text{ kHz}$  และ  $30.6\text{ kHz}$  ค่าสูงสุดของเฟส  $\theta_m$  มีค่าประมาณ 55 องศา และค่าความถี่ที่เกิดขึ้นที่จุดสูงสุดของเฟส  $\omega_m$  มีค่าประมาณ  $9.7\text{ kHz}$



รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวขดเซยที่นำเสนอที่กำหนดให้ค่าความถี่หักมุมที่ตำแหน่ง  $3.06\text{ kHz}$  และ  $30.6\text{ kHz}$

ในรูปที่ 4.16 กำหนดค่าพารามิเตอร์ของค่ากระแสไบอัส  $I_{B1} = 7\text{mA}$   $I_{B2} = 0.77\text{mA}$  และ  $I_{B3} = 2.6\text{mA}$  โดยตัวต้านทาน  $R$  ที่ทำหน้าที่แปลงค่ากระแสเอาต์พุต  $i_o$  เป็นค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  เลือกใช้ค่าความต้านทานที่  $200\Omega$  ค่าความถี่หักมุมสองตำแหน่งที่ได้คือ  $23.4\text{ kHz}$  และ  $234.7\text{ kHz}$  ค่าสูงสุดของเฟส  $\theta_m$  มีค่าประมาณ  $54$  องศา และค่าความถี่ที่เกิดขึ้นที่จุดสูงสุดของเฟส  $\omega_m$  มีค่าประมาณ  $78.5\text{ kHz}$



รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวขดเซยที่นำเสนอที่กำหนดให้ค่าความถี่หักมุมที่ตำแหน่ง  $23.4\text{ kHz}$  และ  $234.7\text{ kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.4 - 4.10 และผลการทดลองต่อวงจรจริงในรูปที่ 4.12 - 4.16 ยืนยันได้ว่าประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอสามารถนำมาใช้ในการควบคุมระบบ นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวชดเชยได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสจากภายนอกตัวโอทีเอ ซึ่งค่าที่ได้จากการต่อวงจรจริงนั้นจะมีความคลาดเคลื่อนอันเกิดมาจากการทำงานของอุปกรณ์ในวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ แต่ยังคงมีค่าใกล้เคียงกับทางทฤษฎี แสดงให้เห็นว่าวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอสามารถทำงานได้จริง

#### 4.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าโดยใช้วงจรโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลักในการออกแบบ ตำแหน่งของโพลและซีโรสามารถปรับค่าได้โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสจากภายนอกตัวโอทีเอ อีกทั้งได้กล่าวถึงสมรรถนะการทำงานและช่วงปฏิบัติงานของวงจรที่นำเสนอ การทดสอบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถทำงานได้จริง และมีความสอดคล้องกับทางทฤษฎี

## บทที่ 5

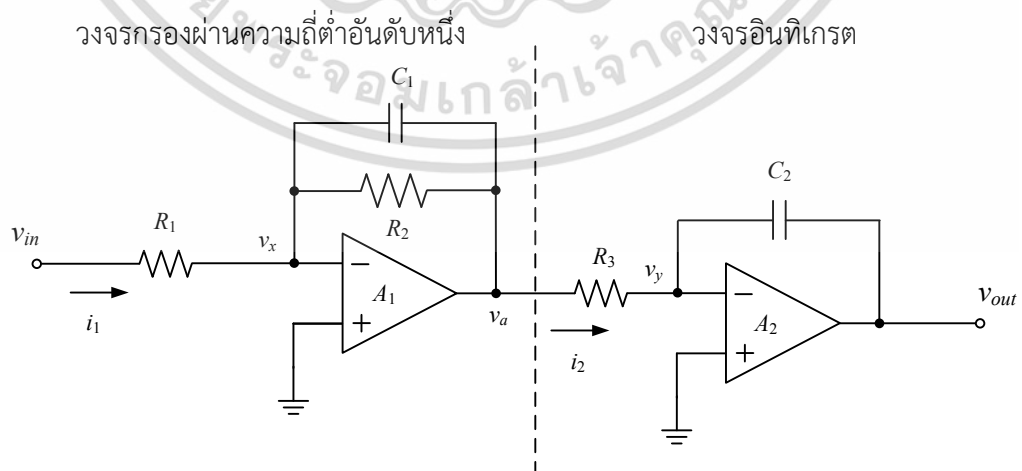
# ตัวอย่างการใช้งานวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอ

### 5.1 กล่าวนำ

จากวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอในบทที่ 4 ในบทนี้ได้แสดงตัวอย่างการชดเชยเฟสของกระบวนการโดยใช้ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวชดเชยโดยการปรับค่ากระแสไบอัสด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการสังเคราะห์กระบวนการที่เป็นระบบอันดับสอง (second-order system) เพื่อนำมาแสดงตัวอย่างการควบคุมด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งประกอบด้วย วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับหนึ่ง (first-order low-pass filter circuit) และวงจรอินทิเกรต (integrator circuit) นำมาต่ออนุกรมกันเพื่อให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบอยู่ในรูปของระบบอันดับสองโดยกำหนดพารามิเตอร์ให้ระบบขาดเสถียรภาพก่อนทำการชดเชย ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดของส่วนประกอบแต่ละส่วนในหัวข้อถัดไป จากนั้นนำตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอมาทำการชดเชยให้กับระบบที่ขาดเสถียรภาพ โดยในบทนี้จะทำการวิเคราะห์ และทดสอบการทำงานของระบบที่ถูกชดเชยด้วยการต่อวงจรจริง

### 5.2 กระบวนการของระบบอันดับสองที่สังเคราะห์ขึ้น

เพื่อแสดงการชดเชยเสถียรภาพของระบบอย่างชัดเจน ขอกล่าวถึงระบบอันดับสองที่สังเคราะห์ขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 5.1 ประกอบไปด้วยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับหนึ่ง และวงจรอินทิเกรตนำมาต่ออนุกรมกัน โดยสามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้



รูปที่ 5.1 ระบบอันดับสองที่สังเคราะห์ขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาในส่วนของวงจรกรองผ่านอันดับหนึ่ง จากคุณสมบัติของออปแอมป์เมื่อจุดเข้าขาบวกต่อลงกราวด์จะทำให้แรงดัน  $v_x$  เท่ากับศูนย์ด้วย เรียกว่า กราวด์เสมือน (virtual ground) วิเคราะห์จากกระแส  $i_1$  จะได้ว่า

$$i_1 = \frac{v_{in} - v_x}{R_1 + \left( \frac{R_2}{1 + R_2 C_1 s} \right)} \quad (5.1)$$

จากจุด  $v_x$  เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{v_{in} - v_x}{R_1} = \frac{v_x - v_a}{\left( \frac{R_2}{1 + R_2 C_1 s} \right)} \quad (5.2)$$

หรือ

$$\frac{v_{in}}{R_1} - \frac{v_x}{R_1} = \frac{v_x}{\left( \frac{R_2}{1 + R_2 C_1 s} \right)} - \frac{v_a}{\left( \frac{R_2}{1 + R_2 C_1 s} \right)} \quad (5.3)$$

จัดรูปใหม่ได้ว่า

$$\frac{v_{in}}{R_1} = v_x \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{\left( \frac{R_2}{1 + R_2 C_1 s} \right)} \right) - \frac{v_a}{\left( \frac{R_2}{1 + R_2 C_1 s} \right)} \quad (5.4)$$

จากคุณสมบัติกราวด์เสมือน  $v_x = 0$  จะได้ว่า

$$\frac{v_{in}}{R_1} = - \frac{v_a}{\left( \frac{R_2}{1 + R_2 C_1 s} \right)} \quad (5.5)$$

ดังนั้น

$$\frac{v_a}{v_{in}} = - \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{1}{1 + R_2 C_1 s} \right) \quad (5.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า

$$\frac{v_a}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \left( \frac{1}{s + \frac{1}{R_2 C_1}} \right) \quad (5.7)$$

เมื่อพิจารณาวงจรอินทิเกรตในทำนองเดียวกันจะได้ว่าแรงดัน  $v_y$  เท่ากับศูนย์ วิเคราะห์จากกระแส  $i_2$  ได้ว่า

$$i_2 = \frac{v_a - v_{out}}{R_3 + \left( \frac{1}{C_2 s} \right)} \quad (5.8)$$

จากจุด  $v_y$  เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{v_a - v_y}{R_3} = \frac{v_y - v_{out}}{\left( \frac{1}{C_2 s} \right)} \quad (5.9)$$

หรือ

$$\frac{v_a}{R_3} - \frac{v_y}{R_3} = \frac{v_y}{\left( \frac{1}{C_2 s} \right)} - \frac{v_{out}}{\left( \frac{1}{C_2 s} \right)} \quad (5.10)$$

จัดรูปใหม่ได้ว่า

$$\frac{v_a}{R_3} = v_y \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{\left( \frac{1}{C_2 s} \right)} \right) - \frac{v_{out}}{\left( \frac{1}{C_2 s} \right)} \quad (5.11)$$

จากคุณสมบัติกราวด์เสมือน  $v_y = 0$  จะได้ว่า

$$\frac{v_a}{R_3} = -\frac{v_{out}}{\left( \frac{1}{C_2 s} \right)} \quad (5.12)$$

ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_{out}}{v_a} = -\frac{1}{R_3 C_2 s} \quad (5.13)$$

จากความสัมพันธ์ของ  $v_a$  ในสมการที่ (5.7) และ (5.13) จะได้ว่า

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{\frac{1}{R_2 C_1}}{s + \frac{1}{R_2 C_1}} \right) \cdot \frac{1}{R_3 C_2 s} \quad (5.14)$$

หรือ

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_2}{R_1 R_3 C_2} \cdot \frac{\frac{1}{R_2 C_1}}{s \left( s + \frac{1}{R_2 C_1} \right)} \quad (5.15)$$

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบอันดับสองในรูปที่ 5.1 ดังนี้

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\frac{1}{R_1 R_3 C_1 C_2}}{s \left( s + \frac{1}{R_2 C_1} \right)} \quad (5.16)$$

ได้ทำการกำหนดค่าความต้านทาน  $R_1 = R_2 = 4\text{k}\Omega$  และ  $R_3 = 1\text{k}\Omega$  ค่าความจุไฟฟ้า  $C_1 = C_2 = 0.1\mu\text{F}$  ดังนั้นจะได้

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{2.5 \times 10^7}{s(s + 2500)} \quad (5.17)$$

จากสมการที่ (5.17) ระบบที่ได้จะอยู่ในสถานะหน่วงขาด ซึ่งระบบนี้จะถูกนำไปใช้เป็นกระบวนการสำหรับการแสดงตัวอย่างการควบคุมกระบวนการโดยใช้ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า

### 5.3 การควบคุมกระบวนการโดยใช้วงจรถัดชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ

จากระบบอันดับสองที่สังเคราะห์ขึ้นจากหัวข้อที่ 5.2 ได้ถูกนำมาควบคุมโดยใช้ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าทีออกแบบขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ การวางตำแหน่งของตัวควบคุมในระบบวงปิดแสดงในรูปที่ 5.2 โดยกระบวนการที่ถูกควบคุม  $G(s)$  มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (5.17) สำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบเฟสนำหน้าต้องนำฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของกระบวนการที่ถูกควบคุมมา

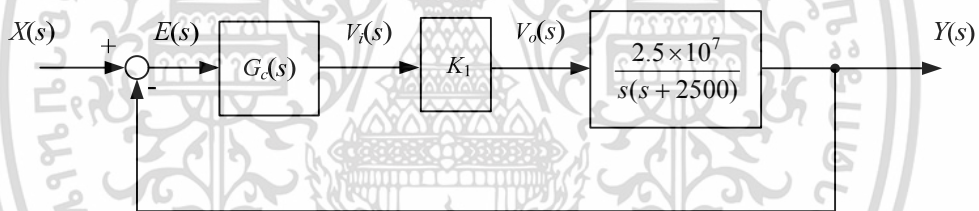
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาควบคุมไปกับข้อกำหนดสมรรถนะที่ต้องการ โดยใช้วิธีเขียนผลตอบสนองทางความถี่ (frequency response) หรือ โบทไดอะแกรม (bode diagram) มาช่วยในการออกแบบ



รูปที่ 5.2 การวางตำแหน่งของตัวควบคุมในระบบวงปิด

จากระบบวงปิดในรูปที่ 5.2 แทนกระบวนการที่ถูกควบคุม  $G(s)$  จากสมการที่ (5.17) ลงไป จะได้บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมดังรูปที่ 5.3 ต้องการให้ระบบมีความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว (steady-state error) ไม่เกิน 1% เมื่อสัญญาณจุดเข้า  $x(t)$  เป็นสัญญาณลาดเอียง (ramp signal) โดย  $x(t) = 100t$  หรือ  $X(s) = 100/s^2$  และระบบมีส่วนเฟสไม่น้อยกว่า  $45^\circ$  สำหรับตัวควบคุม  $G_c(s)$  ได้ใช้ตัวควบคุมแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4



รูปที่ 5.3 ระบบควบคุมแบบวงปิดสำหรับตัวอย่างการชดเชยระบบแบบเฟสนำหน้า

จากรูปที่ 5.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม  $G_c(s)$  จากสมการที่ (4.13) มีสมการเป็น

$$G_c(s) = \frac{1}{\alpha} \frac{(\alpha Ts + 1)}{(Ts + 1)} \quad (5.18)$$

ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด  $F(s)$  ของระบบในรูปที่ 5.3 มีสมการเป็น

$$F(s) = \frac{K_1}{\alpha} \frac{(\alpha Ts + 1)}{(Ts + 1)} \cdot \frac{2.5 \times 10^7}{s(s + 2500)} = G'_c(s)KG(s) \quad (5.19)$$

$$\text{เมื่อ } K = \frac{K_1}{\alpha} \text{ และ } G'_c(s) = \frac{(\alpha Ts + 1)}{(Ts + 1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องการให้ระบบมีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวไม่เกิน 1% หรือ 0.01 ดังนั้นสามารถหาอัตราขยาย  $K$  ได้จากฟังก์ชันถ่ายโอนของค่าผิดพลาด  $E(s)$  ที่เวลาเข้าสู่อันต์ได้ดังนี้

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sX(s)}{1+F(s)} \quad (5.20)$$

เมื่อป้อนสัญญาณ  $X(s)$  เป็นสัญญาณลาดเอียงที่มีความชันเท่ากับ 100 หรือ  $X(s) = 100/s^2$  จากสมการที่ (5.19) จะได้ค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวดังนี้

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \frac{0.01}{K} \quad (5.21)$$

ค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวถูกกำหนดไว้ที่ไม่เกิน 1% หรือ 0.01 ดังนั้นจากสมการที่ (5.21) จะได้ค่า  $K \geq 1$  เพื่อสะดวกในการออกแบบกำหนดให้  $K = 1$  จะได้  $K_1 = \alpha$  ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดเมื่อยังไม่มีตัวชดเชยดังนี้

$$G(s) = \frac{2.5 \times 10^7}{s(s + 2500)} \quad (5.22)$$

พิจารณาโบดไดอะแกรมของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดเมื่อยังไม่มีตัวชดเชยในสมการที่ (5.22) ดังรูปที่ 5.4 จากโบดไดอะแกรมจะได้ค่าส่วนเฟสที่ยังไม่ได้รับการชดเชย  $PM_o = 28.75^\circ$  ที่ความถี่  $\omega_c = 4700 \text{ rad/sec}$  ต้องการให้มีส่วนเฟสของระบบไม่น้อยกว่า  $45^\circ$  ในที่นี้เลือกส่วนเฟสที่ต้องการ  $PM_n = 45^\circ$  ดังนั้นตัวชดเชยต้องเพิ่มมุม  $\theta_m$  เท่ากับ

$$\theta_m = PM_n - PM_o = 45^\circ - 28.75^\circ = 16.25^\circ \quad (5.23)$$

เมื่อ  $PM_n$  คือ ส่วนเฟสของระบบที่ต้องการ

$PM_o$  คือ ส่วนเฟสของระบบที่ยังไม่ได้รับการชดเชย

จะได้ว่าตัวชดเชยต้องเพิ่มเฟสให้กับระบบไม่น้อยกว่า  $16.25^\circ$  ที่ตำแหน่งความถี่  $\omega_c = 4700 \text{ rad/sec}$  ในทางปฏิบัติจะเพิ่มค่าของเฟส  $\theta_m$  ให้สูงขึ้นเล็กน้อยเพื่อชดเชยค่าความผิดพลาดของอุปกรณ์ต่างๆที่นำมาสร้างเป็นตัวชดเชย โดยทั่วไปจะบวกเพิ่มอีกประมาณ  $5^\circ$  ถึง  $12^\circ$  ในที่นี้กำหนดให้  $\theta_m = 25^\circ$  จากสมการที่ (2.9) ในบทที่ 2 จะสามารถหาค่า  $\alpha$  ได้ดังนี้

$$\alpha = \frac{1 + \sin \theta_m}{1 - \sin \theta_m} = \frac{1 + \sin 25^\circ}{1 - \sin 25^\circ} = 2.46 \quad (5.24)$$

จากตัวชดเชยในสมการที่ (5.19) เมื่อพิจารณาเฉพาะขนาด (magnitude) ของ  $G'_c(j\omega)$  ที่  $\omega = \omega_m$  ได้ว่า

$$|G'_c(j\omega)| = 20 \log \left| \frac{(\alpha T \omega j + 1)}{(T \omega j + 1)} \right|_{\omega=\omega_m} = 10 \log \alpha \quad (5.25)$$

ดังนั้นสามารถหาค่าความถี่  $\omega_m$  จากโบดไดอะแกรมโดยพิจารณาจากตำแหน่งความถี่ที่ทำให้ค่าขนาดเท่ากับ  $-10 \log \alpha$  ดังนั้นจากสมการที่ (5.25) จะได้ว่า

$$10 \log (2.46) = 3.91 \text{ db} \quad (5.26)$$

จากโบดไดอะแกรมที่ขนาดเท่ากับ  $-3.91 \text{ db}$  จะได้ความถี่  $\omega_m = 6050 \text{ rad/sec}$  ดังนั้นจะได้ค่าเวลาคงตัว  $T$  มีค่าเท่ากับ

$$T = \frac{1}{\omega_m \sqrt{\alpha}} = \frac{1}{6050 \text{ rad/sec} \sqrt{2.46}} = 1.05 \times 10^{-4} \quad (5.27)$$

จากสมการที่ (2.6) จะได้ตำแหน่งโพล  $p$  และซีโร  $z$  ของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าเท่ากับ

$$p = \omega_m \sqrt{\alpha} = 9489 \text{ rad/sec} \quad (5.28)$$

และ

$$z = \frac{\omega_m}{\sqrt{\alpha}} = 3857 \text{ rad/sec} \quad (5.29)$$

เมื่อกำหนดให้  $K = 1$  ดังนั้นจะได้  $K_1 = \alpha = 2.46$  ซึ่งจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบเฟสนำหน้าดังนี้

$$G_c(s) = \frac{(s + 3857)}{(s + 9489)} \quad (5.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

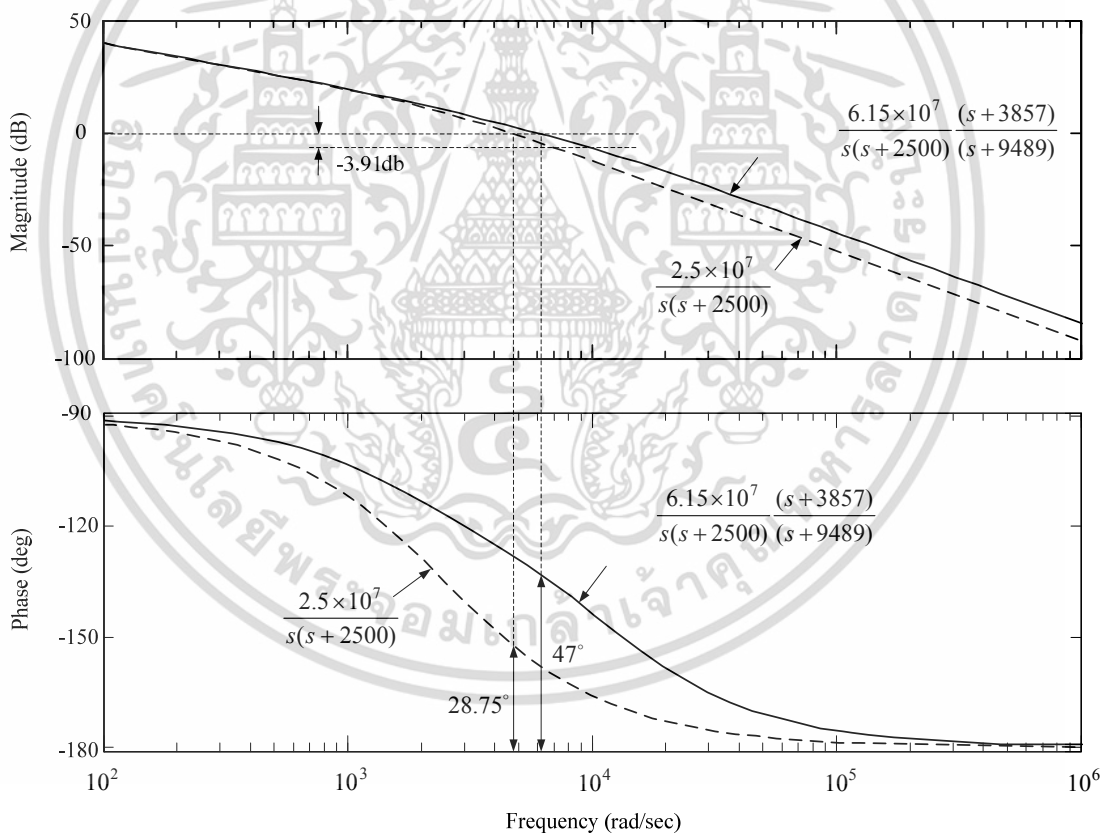
หรือ 
$$G_c(s) = \frac{1}{2.46} \frac{[(2.46 \times 10^{-4})s + 1]}{[(1.05 \times 10^{-4})s + 1]} \quad (5.31)$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบที่เพิ่มตัวชดเชยแล้วจะมีค่าเท่ากับ

$$G_c(s)K_1G(s) = \frac{(2.5 \times 10^7)(2.46)(s + 3857)}{s(s + 2500)(s + 9489)} \quad (5.32)$$

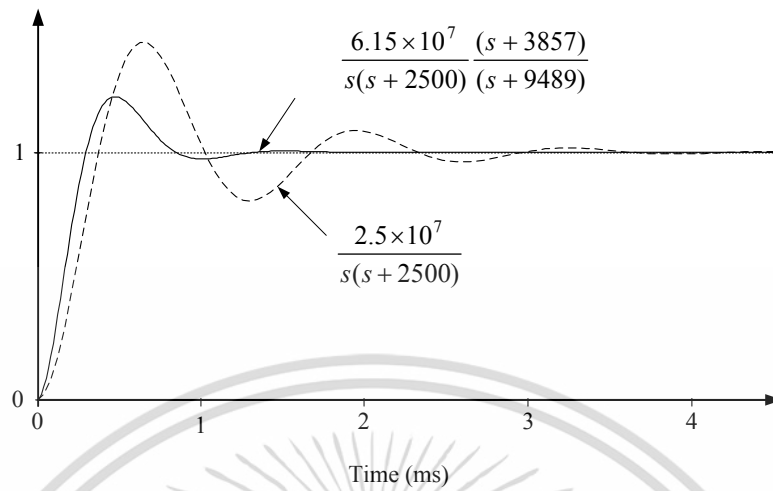
หรือ 
$$G_c(s)K_1G(s) = \frac{6.15 \times 10^7 (s + 3857)}{s(s + 2500)(s + 9489)} \quad (5.33)$$

จากโบดไดอะแกรมของสมการที่ (5.33) จะได้ว่าค่าส่วนเฟสของระบบนี้เท่ากับ  $47^\circ$  ดังแสดงในรูปที่ 5.4 และผลตอบสนองทางเวลาของระบบวงปิดนี้แสดงในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของระบบวงเปิดก่อนชดเชยและหลังชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองทางเวลาของระบบวงปิดก่อนชดเชยและหลังชดเชย

จากการออกแบบตัวชดเชยข้างต้นนำพารามิเตอร์ที่ได้มาปรับแต่งตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอไว้ในบทที่ 4 จากสมการที่ (4.13) และ (4.14) ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าในรูปที่ 4.2 ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{K_1 (\alpha Ts + 1)}{\alpha (Ts + 1)} \quad (5.34)$$

$$\text{เมื่อ } K_1 = R \cdot \frac{I_{B3}}{2V_T} \quad \alpha = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2}} \quad \text{และ } T = \frac{2V_T C_1}{I_{B1} + I_{B2}}$$

โดยเลือกตัวเก็บประจุ  $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$  ตัวต้านทาน  $R = 1 \text{k}\Omega$  เนื่องจากความถี่โพลในสมการที่ (5.28) มีค่าเท่ากับ  $9489 \text{rad/sec}$  และ  $\alpha = 2.46$  จะได้

$$T = \frac{1}{9489 \text{rad/sec}} = 105 \mu\text{s} \quad (5.35)$$

ทำการหาค่า  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  จาก

$$\alpha T = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2}} \cdot \frac{2V_T C_1}{I_{B1} + I_{B2}} \quad (5.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า  $I_{B2}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{B2} = \frac{2V_T C_1}{\alpha T} = \frac{(52\text{mV})(0.1\mu\text{F})}{(2.46)(105\mu\text{s})} = 20\mu\text{A} \quad (5.37)$$

เมื่อได้ค่า  $I_{B2}$  จะหาค่า  $I_{B1}$  ได้จาก

$$T = \frac{2V_T C_1}{I_{B1} + I_{B2}} \quad (5.38)$$

ดังนั้น  $I_{B1}$  จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{B1} = \left( \frac{2V_T C_1}{T} \right) - I_{B2} = \left( \frac{(52\text{mV})(0.1\mu\text{F})}{105\mu\text{s}} \right) - 20\mu\text{A} = 29\mu\text{A} \quad (5.39)$$

หาค่ากระแสไบอัส  $I_{B3}$  ได้จากสมการ

$$K_1 = R \cdot \frac{I_{B3}}{2V_T} \quad (5.40)$$

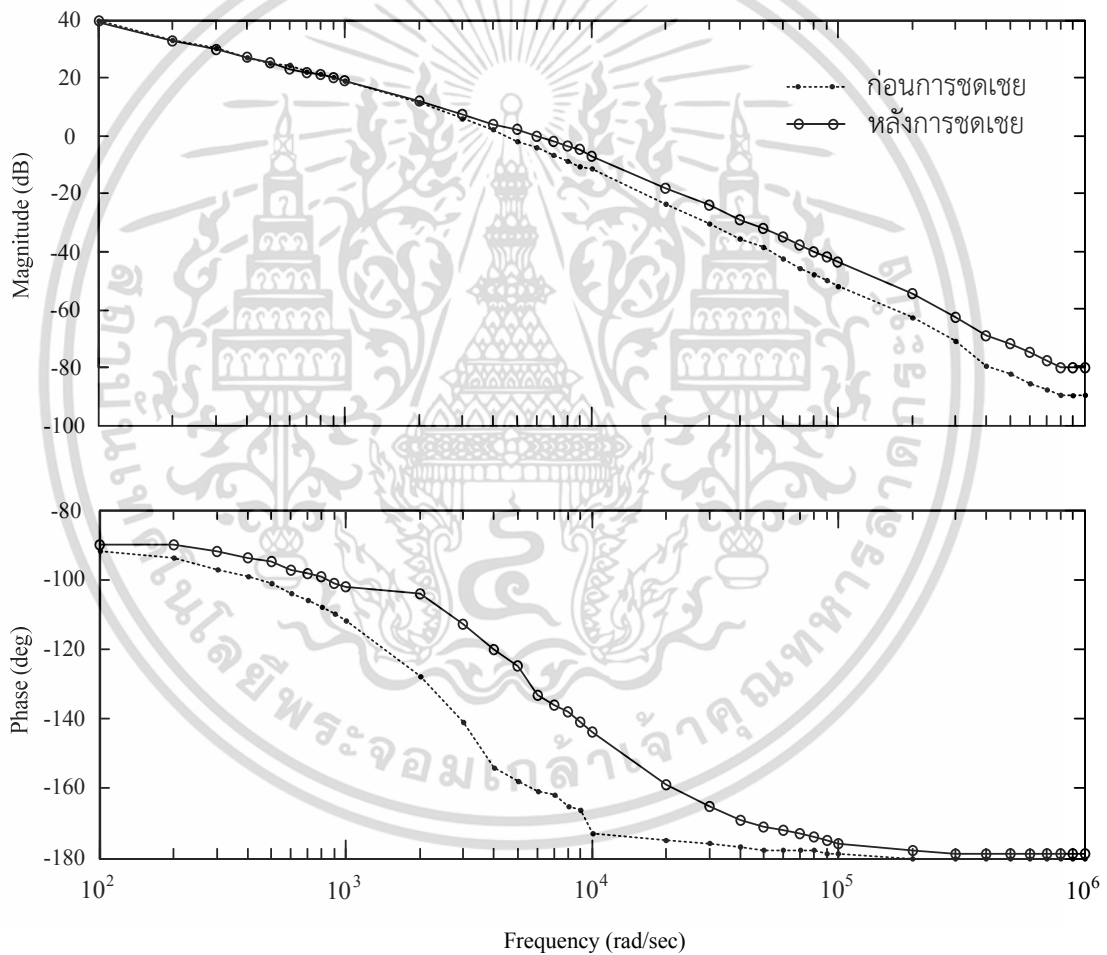
จะได้ว่า

$$I_{B3} = \frac{K_1 2V_T}{R} = \frac{(2.46)(52\text{mV})}{1\text{k}\Omega} = 126\mu\text{A} \quad (5.41)$$

สามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ของตัวชดเชยในตารางที่ 5.1 โดยผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลาของระบบที่ผ่านการชดเชยแล้วเปรียบเทียบกับระบบก่อนการชดเชยแสดงดังรูปที่ 5.6 และ 5.7

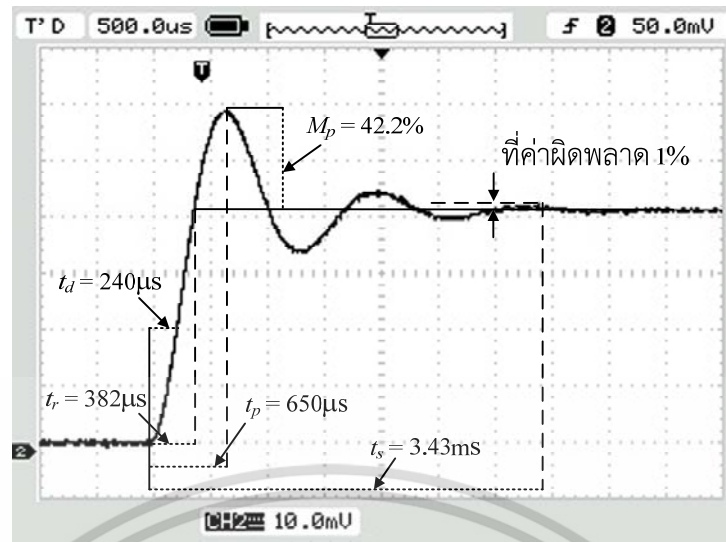
ตารางที่ 5.1 ตารางแสดงค่าพารามิเตอร์ของตัวชดเชย

ตัวแปร	ค่าพารามิเตอร์
$R$	1k $\Omega$
$C_1$	0.1 $\mu$ F
$I_{B1}$	29 $\mu$ A
$I_{B2}$	20 $\mu$ A
$I_{B3}$	126 $\mu$ A

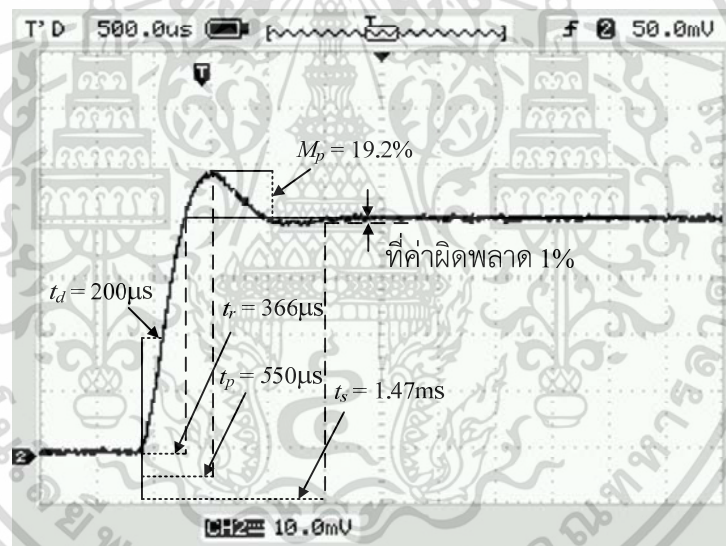


รูปที่ 5.6 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของระบบวงเปิดก่อนการชดเชยและหลังการชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.7 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาของระบบวงปิดก่อนการชดเชยและหลังการชดเชย

(ก) ผลตอบสนองทางเวลาก่อนการชดเชย

(ข) ผลตอบสนองทางเวลาหลังการชดเชย

จากรูปที่ 5.7 จะเห็นว่าค่าคุณสมบัติจำเพาะผลตอบสนองทางเวลา (transient response specification) คือ ค่าหน่วงเวลา  $t_d$  (delay time) ค่าเวลาไต่ขึ้น  $t_r$  (rise time) ค่าเวลายอด  $t_p$  (peak time) ค่าพุ่งเกินสูงสุด  $M_p$  (maximum overshoot) และ ค่าเวลาอยู่ตัว  $t_s$  (rise time) ของระบบที่ผ่านการชดเชยแล้วเปรียบเทียบกับระบบก่อนการชดเชยมีค่าน้อยลง หมายความว่าระบบมีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานรวดเร็วขึ้นและมีเสถียรภาพดีขึ้น ดังนั้นจะเห็นว่าตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอมีความสามารถชดเชยเฟสของระบบได้จริง แต่ยังมีปัญหาจากค่าออฟเซต (offset) อันเกิดมาจากการทำงานของอุปกรณ์ในวงจรที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติแต่ยังคงมีผลลัพธ์ใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี

#### 5.4 บทสรุป

จากผลการทดสอบการประยุกต์ใช้งานตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอในการชดเชยเฟสของระบบอันดับสองอย่างง่ายที่อยู่ในภาวะห้วงขาดแสดงให้เห็นว่าตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในการชดเชยเฟสของระบบได้แต่ยังเกิดข้อผิดพลาดจากการที่เกิดออฟเซตสามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มวงจรปรับค่าออฟเซตเข้าไปในวงจร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

# บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

### 6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นแนวทางหนึ่งในการวิจัยและพัฒนาตัวตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า ที่ใช้วงจรโอทีเอเป็นอุปกรณ์ใช้งานหลัก ซึ่งทำงานโดยการขับเคลื่อนด้วยแรงดัน โครงสร้างของวงจรประกอบด้วย วงจรโอทีเอจำนวน 3 ตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว ค่าของพารามิเตอร์ของตัวชดเชยสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอกของวงจรโอทีเอ โดยเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นิยมใช้โดยทั่วไปและวงจรตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอนุพันธ์ที่มีการนำเสนอมาในอดีตที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 พบว่าวงจรตัวชดเชยที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสะดวกในการนำมาใช้งานมากกว่าอยู่หลายประการ เช่น มีโครงสร้างวงจรไม่ซับซ้อน อุปกรณ์ใช้งานหลักมีราคาถูก สามารถปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น ในด้านสมรรถนะการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลทดสอบการทำงานด้วยการต่อวงจรจริง โดยในการทดสอบข้างต้นได้ทำการกำหนดเงื่อนไขของพารามิเตอร์เป็น 3 กรณี เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งผลทดสอบการทำงานของวงจรมีความสอดคล้องและเป็นไปในทางเดียวกันกับทฤษฎี

ในบทที่ 5 ได้แสดงตัวอย่างการใช้งานวงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอโดยการควบคุมกระบวนการของระบบอันดับสองที่ส่งเคราะห์ขึ้นให้อยู่ในสถานะหนึ่งวงขาด จากผลการทดลองที่ได้แสดงให้เห็นว่าตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการชดเชยเฟสของระบบได้

### 6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

จากตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ยังมีประเด็นที่น่าสนใจอันเป็นแนวทางในการวิจัยและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น ซึ่งแบ่งได้เป็น 2 ประเด็น ได้แก่ เนื่องจากตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ ได้มุ่งเน้นที่การใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นหลักและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย อีกทั้งสามารถปรับแต่งพารามิเตอร์ของสมการตัวชดเชยได้โดยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้แก่วงจรโอทีเอ แต่ก็ยังคงมีข้อจำกัดในแง่ของช่วงปฏิบัติการของวงจรที่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรโอทีเอที่เลือกใช้ และอุณหภูมิที่มีผลต่อการทำงาน อีกทั้งวงจรยังชดเชยเพียงแค่เฟสของระบบ ดังนั้นแนวทางในการวิจัยต่อที่น่าสนใจ คือการพัฒนาตัวชดเชยให้เป็นตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและล่าหลังโดยอาจจะสร้างตัวชดเชยแบบเฟสล่าหลังที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์เพื่อใช้งานร่วมกันเป็นตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าและล่าหลัง เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] C. K. Benjamin. **Automatic control systems**. NJ. USA : Prentice Hall, Inc. 1995.
- [2] K. Ogata. **Modern control engineering**. NJ. USA : Prentice Hall, Inc. 2002.
- [3] S. Soclof. **Design and applications of analog integrated circuit**. Singapore : Prentice-Hall, Inc., pp. 464-473, 1997.
- [4] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunya and K. Anuntahirunrat, "Temperature - insensitive voltage - to - current converter and Its applications", **IEEE-Trans.Instrum.Meas.**, vol. 48, no. 6, pp. 1270 - 1277, 1999.
- [5] V. Riewruja, "Simple square-rooting circuit using OTAs", **Electron. Lett.**, vol. 44, no. 17, pp. 1000-1002, 2008.
- [6] V. Riewruja and W. Petchmaneelumka, "Floating current controlled resistance converters using OTAs", **Int. J. Electron. Commun. (AEU)**, vol. 62, pp. 725-731, 2008.
- [7] B.P. Das, N. Watson and Liu Yonghe, "Electronically tunable PLL controller design using OTA", **IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)**, pp. 198-202, 2010.
- [8] N. Nise. **Control Systems Engineering**. 4 ed : Wiley & Sons. 2004.
- [9] วันชัย ธีรจุฑา. **วิศวกรรมการควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์**. ฉบับปรับปรุง. กรุงเทพมหานคร : Mean service supply, ltd. 2554.
- [10] S. Minaei, E. Yuçer, S. Tokat and O. Cicekoglu, "Simple realizations of current - mode and voltage-mode PID, PI and PD controllers", **IEEE ISIE 2005**, vol.1, pp. 195-198, 2005.
- [11] R. Pandey, S. Chitranshi, N. Pandey and C. Shekhar, "Single OTRA based PD controllers", **International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST)**, vol. 4, pp. 1427-1437, 2012.
- [12] สมชาย ศรีสกุลเดี่ยว และมนตรี ศิริปรัชญานันท์. "การสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบ PI, PD และ PID โหมดกระแสโดยใช้ CC-CCTA", การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 48 : สาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์, หน้า 28-35, 2553.
- [13] S. Bennett, "Development of the PID controller", **IEEE Control Systems Magazine**, vol.13, pp. 58-65, 1993.
- [14] S. Franco. **Design with operational amplifiers and analog integrated circuits**. 2nd : Mcgraw Hill International Editions. 1998.
- [15] K.N. Salama and A.M. Soliman, "CMOS operational transresistance amplifier for analog signal processing", **Microelectronics Journal**, vol. 30 no. 3, pp. 235-245, 1999.
- [16] E.W. Greeneich. **Analog Integrated Circuits**. New York. Chapman & Hall, 1997.
- [17] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. "บล็อกวงจรรวมแอมป์สำหรับการสังเคราะห์ฮอนาลอกฟังก์ชันเชิงระบบทำงานในโหมดกระแส" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

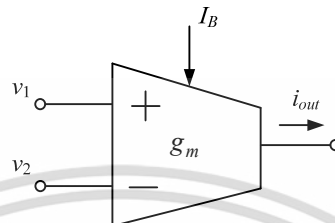
- [18] อนุชา แก้วพูลสุข. “การสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดีซี” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2551.
- [19] วรรณดี เพชรณัฒน์. “การออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้โอทีเอ” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2552.
- [20] ชิตพล คุ่มแก้ว. “ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบลอยตัวโดยใช้โอทีเอ” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2555.
- [21] J. Kongkauroptom, W. Petchmaneelumka, and V. Riewruja, “Electronically tunable phase-lead compensator using OTAs”, *JSST Annual Conference 2011 International Conference on Modeling and Simulation Technology (JSST)*, Japan, October 22-23, pp. 513-516, 2011.
- [22] M. R. Spiegel. *Schaum's outline of mathematical handbook of formulas and tables*. Singapore : McGraw Hall, Inc. , pp. 26-31, 1968.
- [23] M.T. Abuelma' attı, and A. Bentrıcia, “A novel mixed mode OTA-C universal filter”, *International Journal of Electronics*, vol. 92, no. 7, pp. 375-383, 2005.
- [24] L.G. Randall, and S.S. Edgar, “Active filter design using operational transconductance amplifiers : A tutorial”, *IEEE Circuits and Devices Magazine.*, pp. 20-32, 1985.
- [25] V. Riewruja and A. Kaewpoonsuk, “OTA-based sine-to-triangular wave converter”, *Circuits Systems and Signal Processing*, vol. 25, pp. 753-765, 2006.



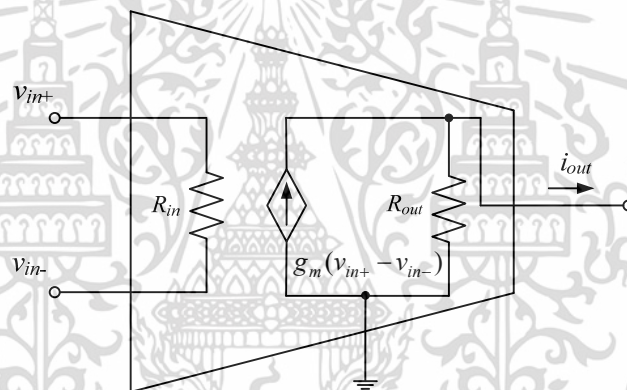
ภาคผนวก ก  
วงจรโอทีเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรวอร์เทอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่นิยมนำมาใช้แทนที่ออปแอมป์ในการออกแบบวงจรต่างๆ มากมาย ด้วยโครงสร้างของวงจรมีไม่ซับซ้อน มีราคาถูกและที่สำคัญที่สุดคือสามารถปรับค่าของคุณสมบัติของวงจรมีได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับไบอัสกระแสจากภายนอก มีค่าความต้านทานจุดเข้า  $R_{in}$  (input resistance) และ ค่าความต้านทานจุดออก  $R_{out}$  (output resistance) สูงมากจึงทำให้สามารถต่อวงจรแบบคาสเคด (cascade) ได้อีกด้วย



รูปที่ ก1 สัญลักษณ์ของโอทีเอ



รูปที่ ก2 วงจรสมมูลทางอุดมคติของโอทีเอ

ซึ่งสัญลักษณ์ของโอทีเอ และ วงจรสมมูลทางอุดมคติของโอทีเอ [17-20] แสดงดังรูปที่ ก1 และ ก2 ตามลำดับ คุณสมบัติของโอทีเอนั้น จะมีความต้านทานจุดเข้า  $R_{in}$  และ ความต้านทานจุดออก  $R_{out}$  สูงมากโดยในทางอุดมคติแล้วจะมีค่าเป็นอนันต์ จากวงจรสมมูลทางอุดมคติของโอทีเอในรูปที่ ก2 จะเห็นได้ว่า กระแสไฟฟ้าทางเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงตามความแตกต่างของแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต ( $v_{in+} - v_{in-}$ ) โดยมีอัตราขยายค่าความนำเท่ากับ  $g_m$  ดังในสมการที่ (ก1) และอัตราขยายค่าความนำสามารถควบคุมได้ด้วยกระแส  $I_B$  ดังแสดงในสมการที่ (ก2)

$$i_{out} = g_m(v_{in+} - v_{in-}) = g_m v_{in} \quad (\text{ก1})$$

$$g_m = hI_B \cong \frac{I_B}{2V_T} \quad (ก2)$$

เมื่อ  $v_{in}$  คือ ผลต่างของแรงดันอินพุต

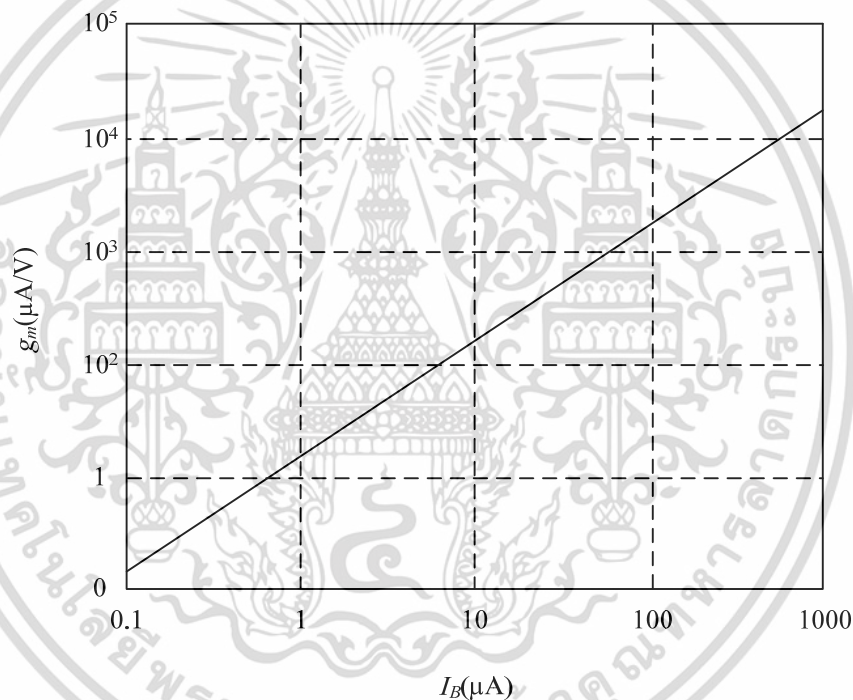
$g_m$  คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอมีค่าขึ้นกับกระแสไบอัส

$h$  คือ ค่าคงที่เป็นสัดส่วนกับอุณหภูมิ

$V_T$  คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิซึ่งจะมีค่าประมาณ 26mV (ที่อุณหภูมิ 300K)

$I_B$  คือ ค่ากระแสไบอัสภายนอกของวงจรโอทีเอ

รูปที่ ก3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอและค่ากระแสไบอัสที่ป้อนให้วงจรโอทีเอ ซึ่งแสดงให้เห็นว่ามีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นโดยแปรค่ากระแสไบอัสตั้งแต่ 0.1 $\mu$ A จนถึง 1mA



รูปที่ ก3 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำของโอทีเอและค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ

หลักการทำงานของวงจรโอทีเอ [18-20] แสดงในรูปที่ ก4 มีโครงสร้างประกอบด้วยวงจรที่สำคัญสองวงจร คือ วงจรคู่ผลต่าง (differential pair) และวงจรสะท้อนกระแส (current mirror, CM) ที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง โดยทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ และมี  $I_B$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสไบอัสภายนอก จากโครงสร้างของวงจรโอทีเอในรูปที่ ก4 ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ต่อร่วมกันเป็นวงจรคู่ผลต่างซึ่งถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแส  $I_B$  ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของกระแส คอลเลคเตอร์  $i_1$  และ  $i_2$  มีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_1 = \frac{I_B e^{(-v_{in}/2V_T)}}{e^{(-v_{in}/2V_T)} + e^{(v_{in}/2V_T)}} \quad (ก3)$$

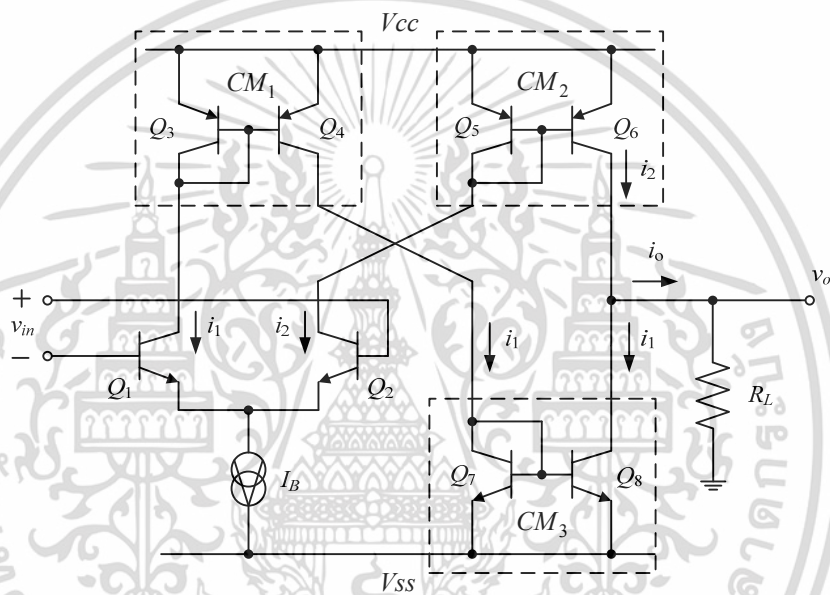
$$i_2 = \frac{I_B e^{(v_{in}/2V_T)}}{e^{(-v_{in}/2V_T)} + e^{(v_{in}/2V_T)}} \quad (ก4)$$

เมื่อ  $V_T$  คือแรงดันเชิงอุณหภูมิ มีค่าเท่ากับ  $kT/q$

$k$  คือค่าคงที่โบลท์แมน (boltzman's constant) มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K

$T$  คือค่าอุณหภูมิแวลลุ่ม (K)

$q$  คือค่าประจุไฟฟ้าอิเล็กตรอน (electron charge) มีค่าเท่ากับ  $1.605 \times 10^{-19}$  C



รูปที่ ก4 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรวอร์โทีเอ

โดยมีทรานซิสเตอร์  $Q_3 - Q_4$  ( $CM_1$ ),  $Q_5 - Q_6$  ( $CM_2$ ) และ  $Q_7 - Q_8$  ( $CM_3$ ) ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง จากการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสทั้ง 3 วงจร ส่งผลให้กระแส  $i_1$  และ  $i_2$  ถูกส่งผ่านไปยังโนดเอาต์พุตของวงจรวอร์โทีเอ ทำให้ได้กระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของวงจรวอร์โทีเอมีค่าเท่ากับ

$$i_o = i_2 - i_1 = I_B \frac{[e^{(-v_{in}/2V_T)} - e^{(v_{in}/2V_T)}]}{[e^{(-v_{in}/2V_T)} + e^{(v_{in}/2V_T)}]} \quad (ก5)$$

จาก [22]

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (ก6)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ (ก5) กับสมการ (ก6) จะได้ว่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_o = I_B \tanh\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) \quad (ก7)$$

จากสมการที่ (ก7) กระแสเอาต์พุต  $i_o$  จะติดอยู่ในรูปของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ของผลต่างแรงดันอินพุต  $v_{in}$  ซึ่งความสัมพันธ์ที่ได้เป็นฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นหากนำฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์มาทำการประมาณค่าความเป็นเชิงเส้น (linear approximation) ด้วยวิธีการกระจายอนุกรมเทเลอร์ (Taylor's series) จะได้สมการเป็น

$$\tanh(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315} + \dots \quad \text{เมื่อ } |x| < \frac{\pi}{2} \quad (ก8)$$

เมื่อแทนค่า  $x = \frac{v_{in}}{2V_T}$  ลงในสมการที่ (ก8) จะได้

$$\tanh\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) = \left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) - \frac{1}{3}\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right)^3 + \frac{2}{15}\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right)^5 - \frac{17}{315}\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right)^7 + \dots \quad \text{เมื่อ } \left|\frac{v_{in}}{2V_T}\right| < \frac{\pi}{2} \quad (ก9)$$

ในกรณีที่  $v_{in} \ll 2V_T$  สามารถประมาณสมการที่ (ก9) ในรูปฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่เป็นเชิงเส้นได้เป็น

$$\tanh\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) \cong \frac{v_{in}}{2V_T} \quad (ก10)$$

เมื่อนำสมการที่ (ก9) แทนลงในสมการ (ก7) ภายใต้เงื่อนไข  $v_{in} \ll 2V_T$  จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต  $i_o$  กับผลต่างแรงดันอินพุต  $v_{in}$  ที่เป็นเชิงเส้นดังสมการ

$$i_o = I_B \frac{v_{in}}{2V_T} \quad (ก11)$$

จากสมการที่ (ก7) ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถือคือ ค่าอัตราขยายค่าความนำ  $g_m$  โดยสามารถหาได้จาก

$$g_m = \frac{di_o}{dv_{in}} = \frac{I_B}{2V_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) \quad (ก12)$$

เมื่อขนาดของสัญญาณ  $v_{in}$  มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ จะทำให้อัตราขยายค่าความนำ  $g_m$  มีค่าเท่ากับ

$$g_m = \left. \frac{di_o}{dv_{in}} \right|_{v_{in}=0} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (ก13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นความสัมพันธ์ของ  $i_o$  กับ  $v_{in}$  สามารถเขียนได้เป็น

$$i_o = g_m v_{in} = \frac{I_B}{2V_T} v_{in} \quad (ก14)$$

จากสมการที่ (ก13) จะเห็นว่าข้อจำกัดของกระแสเอาต์พุต  $i_o$  นอกจากค่าของผลต่างแรงดันอินพุต ดังที่กล่าวมาแล้ว ยังขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิที่แฝงอยู่ในเทอมของแรงดันเชิงอุณหภูมิ  $V_T$  ซึ่งในวงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิกจะมีค่าความไวต่ำสุดเพื่อรักษาเสถียรภาพของวงจร โดยสามารถวิเคราะห์หาค่าความไว (sensitivity,  $S$ ) ได้ดังสมการ

$$S_X^Y = \frac{\partial \ln Y}{\partial \ln X} = \frac{\partial \ln Y / Y}{\partial \ln X / X} \quad (ก15)$$

จากสมการที่ (ก14) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของกระแสจุกออก  $i_o$  ต่ออุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไปได้เป็น

$$S_T^{i_o} = \frac{\partial i_o / i_o}{\partial T / T} = -1 \quad (ก16)$$

จากสมการที่ (ก15) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตได้เป็น

$$\frac{\delta i_o}{i_o} = -1 \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (ก17)$$

เมื่อ  $\delta i_o$  คือ กระแสเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนแปลงไป  
 $\Delta T$  คือ อุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไป

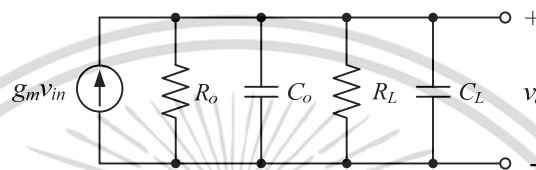
จากโครงสร้างพื้นฐานของวงจรโอทีเอในรูปที่ ก4 เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของวงจรโอทีเอ ค่าความต้านทานเอาต์พุต  $R_o$  ของวงจรโอทีเอจะมีค่าสูง ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้ดังสมการ

$$R_o = r_{o6} // r_{o8} = \frac{r_{o6} r_{o8}}{r_{o6} + r_{o8}} \quad (ก18)$$

เมื่อ  $r_{o6}$  และ  $r_{o8}$  คือค่าความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์  $Q_6$  และ  $Q_8$  ของวงจรในรูปที่ ก4 ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อนำวงจรโอทีเอไปต่อใช้กับงานที่ต้องการค่าอัตราขยายแรงดันที่สูง ค่าความต้านทาน  $R_L$  ของโหลดที่นำมาต่อกับจุดเอาต์พุตของวงจรโอทีเอจะต้องมีค่าที่สูงด้วยเช่นกัน จากเงื่อนไขทำให้วงจรโอทีเอที่อยู่ในรูปของไอซีสำเร็จรูปบางเบอร์ที่มีขายอยู่ในท้องตลาด จึงได้มีการ

ออกแบบวงจรโอทีเอโดยนำวงจรบัฟเฟอร์ (buffer) ต่อที่จุดเอาต์พุตของวงจรโอทีเอเพื่อรักษาค่าความต้านทานเอาต์พุตให้ยังคงมีค่าที่สูงเมื่อนำไปต่อประยุคต์ใช้งาน

สำหรับการพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ โหนดต่าง ๆ ภายในของ วงจรโอทีเอถือว่ามีความถี่ค่านิมิตที่ต่ำเพราะเป็นจุดเชื่อมต่อกับขั้วต่อเบส-อีมีเตอร์ ทำให้พารามิเตอร์ที่สำคัญต่อการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตและค่าความจุไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรโอทีเอ อีกทั้งโครงสร้างภายในของวงจรโอทีเอไม่จำเป็นต้องมีส่วนชดเชยความถี่ [19] ในรูปที่ ก5 แสดงวงจรมูลของสัญญาณขนาดเล็กในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอในส่วนเอาต์พุต



รูปที่ ก5 วงจรมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับโอทีเอในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่

เมื่อ  $R_o$  และ  $C_o$  คือ ความต้านทานแฝงและความจุไฟฟ้าแฝงเอาต์พุตของวงจรโอทีเอ ตามลำดับ  
 $R_L$  และ  $C_L$  คือ ความต้านทานและความจุไฟฟ้าของโหลดที่นำมาต่อร่วมกับวงจรโอทีเอตามลำดับ

จากวงจรในรูปที่ ก5 สามารถวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายแรงดันของสัญญาณขนาดเล็กได้ดังนี้

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_m(R_o // R_L)}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)s + 1} \quad (ก19)$$

เมื่อ  $s = j\omega$  แทนลงในสมการที่ (ก19) จะได้

$$A_v(j\omega) = \frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_m(R_o // R_L)}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)j\omega + 1} = \frac{A_{vo}}{j(\omega/\omega_c) + 1} \quad (ก20)$$

เมื่อ

$$A_{vo} = g_m(R_o // R_L) = \frac{I_B}{2V_T}(R_o // R_L) \quad (ก21)$$

$$\omega_c = \frac{1}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)} \quad (ก22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าจากสมการที่ (ก20) ของวงจรสมมูลในรูปที่ ก5 อยู่ในรูปของตัวกรองผ่านความถี่ต่ำซึ่งมีค่า  $\omega_c$  จากสมการที่ (ก22) เป็นความถี่หักมุม ทำให้ได้ค่าแบนด์วิดท์ของวงจรมีค่าเป็น

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(R_o // R_L)(C_o + C_L)} \quad (\text{ก23})$$

สำหรับการทำงานของวงจรที่ความถี่ต่ำมาก อัตราขยายแรงดัน  $A_v$  ในสมการที่ (ก19) จะมีค่าเท่ากับ อัตราขยายแรงดัน  $A_{vo}$  ในสมการที่ (ก21) โดยสามารถกำหนดอัตราขยายแรงดันได้จากการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอก  $I_B$  จากคุณลักษณะที่กล่าวมาทำให้วงจรโอทีเอสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็น วงจรขยายที่สามารถควบคุมอัตราขยายได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ในกรณีวงจรทำงานที่ความถี่สูงมาก ในสมการที่ (ก20) จะถือว่า  $j(\omega/\omega_c) \gg 1$  ทำให้สามารถเขียนสมการที่ (ก20) ใหม่ได้ว่า

$$A_v(j\omega) = \frac{A_{vo}}{j(\omega/\omega_c)} \quad (\text{ก24})$$

เมื่อกำหนดให้ความถี่  $\omega = \omega_r$  เป็นความถี่ที่ทำให้อัตราขยายแรงดันเท่ากับหนึ่ง (unity-gain frequency) ดังนั้นสมการที่ (ก24) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$|A_v(j\omega_r)| = \left| \frac{A_{vo}}{j(\omega_r/\omega_c)} \right| = \frac{A_{vo}}{\sqrt{(\omega_r/\omega_c)^2}} = 1 \quad (\text{ก25})$$

ดังนั้นความถี่  $\omega_r$  จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_r = A_{vo}\omega_c \quad (\text{ก26})$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (ก21) และ (ก22) ลงในสมการที่ (ก26) จะได้

$$\omega_r = \frac{g_m}{C_o + C_L} = \frac{I_B}{2V_T(C_o + C_L)} \quad (\text{ก27})$$

ทำให้ค่าแบนด์วิดท์  $f_r$  ของความถี่  $\omega_r$  มีค่าเป็น

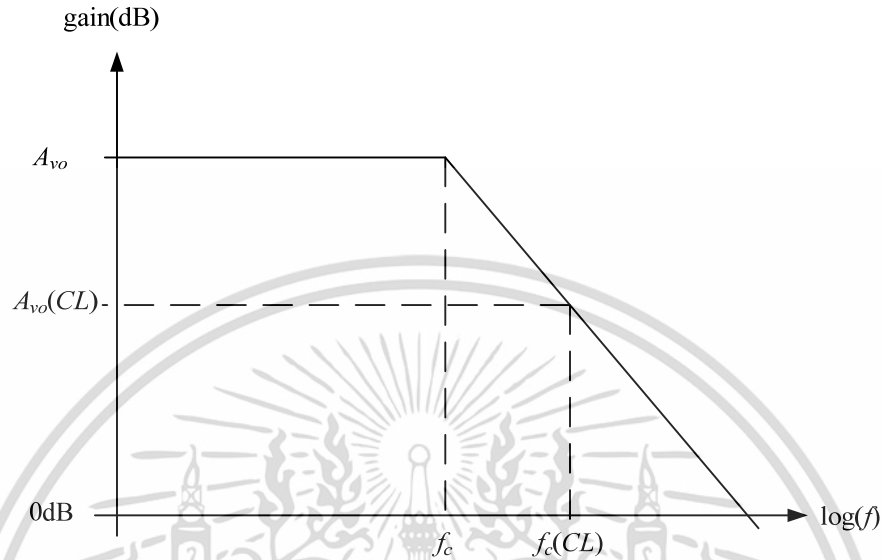
$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{I_B}{4\pi V_T(C_o + C_L)} \quad (\text{ก28})$$

ในกรณีการใช้งานวงจรโอทีเอโดยการป้อนกลับแบบลบ (negative feedback) จะได้ค่าแบนด์วิดท์แบบป้อนกลับ (close-loop bandwidth,  $f_c(CL)$ ) มีค่าเท่ากับ

$$f_r(CL) = \frac{A_{vo}}{A_{vo}(CL)} f_c \quad (\text{ก29})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าอัตราขยายแรงดัน  $A_{vo}$  ในสมการที่ (ก21) ทำให้ค่าแบนด์วิดท์แบบป้อนกลับในสมการที่ (ก29) สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไป้อัสภายนอก  $I_B$  ทำให้มีการนำวงจรอทีเอไปประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟ (active filter) ที่สามารถปรับค่าแบนด์วิดท์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [23-25]



รูปที่ ก6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอทีเอ

ในรูปที่ ก6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอระหว่างค่าอัตราขยาย (gain) กับค่าแบนด์วิดท์ในเทอมของลอการิทึม (logarithm)



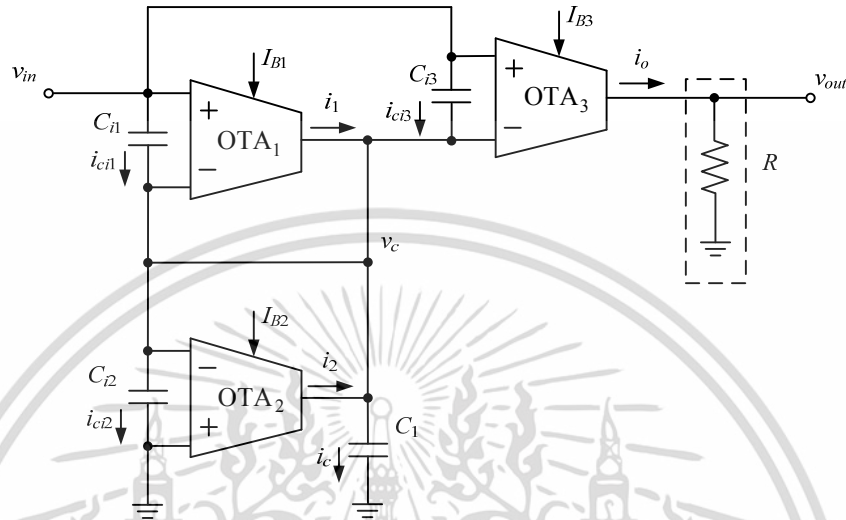
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข  
การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของ  
วงจรีโอทีเอในวงจรตัวขดเคบายแบบเฟสนำหน้าที่น่าเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาในกรณีที่ตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอมีการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ นั้น จากการวิเคราะห์จะสังเกตได้ว่าทางด้านอินพุตของวงจรโอทีเอแต่ละตัวนั้นจะมีค่าความจุไฟฟ้าแฝง  $C_{i1} - C_{i3}$  ของวงจร OTA<sub>1</sub> - OTA<sub>3</sub> ตามลำดับ ที่ส่งผลต่อวงจรเมื่อความถี่ที่ใช้งานเกิดการเปลี่ยนแปลง ทำให้ได้ความสัมพันธ์ใหม่ของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ ดังรูปที่ ข1



รูปที่ ข1 วงจรตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอในกรณีที่มีการทำงานไม่เป็นอุดมคติ

เนื่องจากวงจรโอทีเอที่นำมาใช้ออกแบบเป็นตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่นำเสนอ เป็นไอซีสำเร็จรูปเบอร์เดียวกัน มีโครงสร้างภายในรูปแบบเดียวกัน จึงสามารถประมาณได้ว่าค่าความจุไฟฟ้าแฝงของวงจรโอทีเอทุกตัวมีค่าที่เท่ากัน ดังนี้

$$C_{i1} = C_{i2} = C_{i3} = C_i \quad (ข1)$$

โดยที่ค่ากระแส  $i_{ci1} - i_{ci3}$  ที่ไหลผ่านความจุไฟฟ้าแฝงของ OTA<sub>1</sub> - OTA<sub>3</sub> สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$i_{ci1} = C_i s (v_{in} - v_c) \quad (ข2)$$

$$i_{ci2} = C_i s (v_c) \quad (ข3)$$

$$i_{ci3} = C_i s (v_{in} - v_c) \quad (ข4)$$

จากรูปที่ ข1 เมื่อพิจารณาที่จุดแรงดัน  $v_c$  ของวงจรจะได้อัตราสัมพันธ์ของกระแสดังนี้

$$i_c + i_{ci2} = i_1 + i_2 + i_{ci1} + i_{ci3} \quad (ข5)$$

หรือ

$$i_c = i_1 + i_2 + i_{ci1} + i_{ci3} - i_{ci2} \quad (ข6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า  $v_c$  มีค่าเท่ากับ

$$v_c = \frac{i_1 + i_2 + i_{ci1} - i_{ci2} + i_{ci3}}{C_1 s} \quad (ข7)$$

โดยที่  $i_1 = g_{m1}(v_{in} - v_c)$   $i_2 = -g_{m2}(v_c)$  และ  $i_c = v_c C_1 s$

แทนค่า  $i_1$   $i_2$   $i_{ci1}$   $i_{ci2}$  และ  $i_{ci3}$  ลงในสมการที่ (ข7) จะได้

$$v_c = \frac{g_{m1}(v_{in} - v_c) - g_{m2}(v_c) + C_1 s(v_{in} - v_c) - C_1 s(v_c) + C_1 s(v_{in} - v_c)}{C_1 s} \quad (ข8)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$v_c = \frac{v_{in}(g_{m1} + 2C_1 s)}{(g_{m2} + g_{m1} + C_1 s + 3C_1 s)} \quad (ข9)$$

จากสมการที่ (4.3) ในบทที่ 4 เมื่อนำค่า  $v_c$  ในสมการที่ (ข9) แทนค่าลงในสมการจะได้ว่า

$$i_1 = g_{m1} \left( v_{in} - \left( \frac{v_{in}(g_{m1} + 2C_1 s)}{(g_{m2} + g_{m1} + C_1 s + 3C_1 s)} \right) \right) \quad (ข10)$$

$$i_1 = \frac{g_{m1}(g_{m2} + C_1 s + C_1 s)v_{in}}{g_{m2} + g_{m1} + C_1 s + 3C_1 s} \quad (ข11)$$

เนื่องจากค่าผลต่างของแรงดัน  $v_{in} - v_c$  คือค่าแรงดันอินพุตของ  $OTA_1$  และ  $OTA_3$  เป็นค่าเดียวกัน ค่ากระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของ  $OTA_3$  จากสมการที่ (ข10) เมื่อแทนค่ากระแส  $i_1$  ในสมการที่ (ข11) กระแสเอาต์พุต  $i_o$  จะสามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$i_o = \frac{I_{B3}}{I_{B1}} \frac{g_{m1}(g_{m2} + C_1 s + C_1 s)v_{in}}{g_{m2} + g_{m1} + C_1 s + 3C_1 s} = \frac{I_{B3}}{I_{B1}} \frac{g_{m1}g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})} \left( \frac{1 + \frac{C_1 s + C_1 s}{g_{m2}}}{1 + \frac{C_1 s + 3C_1 s}{g_{m1} + g_{m2}}} \right) v_{in} \quad (ข12)$$

จัดรูปสมการที่ (ข12) ใหม่ให้อยู่ในรูปของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้าจะได้

$$\frac{i_o}{v_{in}} = \frac{I_{B3}g_{m1}}{I_{B1}} \frac{g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})} \frac{\left( \frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \frac{C_1 s + C_1 s}{g_{m2}} + 1 \right)}{\left( \frac{C_1 s + 3C_1 s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)} \quad (ข13)$$

จะได้ว่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{i_o}{v_{in}} = \frac{I_{B3} g_{m1}}{I_{B1}} \frac{g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})} \frac{\left( \frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{m2}} \cdot \frac{C_1 s + C_i s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)}{\left( \frac{C_1 s + 3C_i s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)} \quad (\text{ข14})$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวขดเซยที่นำเสนอในรูปที่ ข1 สามารถแสดงเป็น

$$\frac{i_o}{v_{in}} = \frac{I_{B3}}{2V_T} \cdot \frac{I_{B2}}{I_{B1} + I_{B2}} \cdot \frac{\left( \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2}} \cdot \frac{(C_1 + C_i)s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)}{\left( \frac{(C_1 + 3C_i)s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)} \quad (\text{ข15})$$

นำฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้ในสมการที่ (ข15) มาจัดให้อยู่ในรูปของตัวขดเซยแบบเฟสนำหน้า โดยตัวต้านทาน  $R$  ในรูปที่ ข1 ทำหน้าที่เปลี่ยนกระแส  $i_o$  ให้เป็น  $v_o$  จะได้ว่า

$$\frac{v_o}{v_{in}} = R \cdot \frac{I_{B3}}{2V_T} \cdot \frac{I_{B2}}{I_{B1} + I_{B2}} \cdot \frac{\left( \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2}} \cdot \frac{(C_1 + C_i)s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)}{\left( \frac{(C_1 + 3C_i)s}{g_{m1} + g_{m2}} + 1 \right)} \quad (\text{ข16})$$

หรือ

$$\frac{v_o}{v_{in}} = R \cdot \frac{K (\alpha T_1 s + 1)}{\alpha (T_2 s + 1)} \quad (\text{ข17})$$

เมื่อ  $K = \frac{I_{B3}}{2V_T}$   $T_1 = \frac{2V_T (C_1 + C_i)}{I_{B1} + I_{B2}}$   $T_2 = \frac{2V_T (C_1 + 3C_i)}{I_{B1} + I_{B2}}$  และ  $\alpha = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2}}$

จะเห็นว่าค่าอัตราขยาย  $K$  ของวงจรไม่มีผลกับความไม่เป็นอุดมคติของวงจร เมื่อพิจารณาที่พจน์ของค่าคงที่ทางเวลา  $T_1$  และ  $T_2$  จะพบว่ามีความจุไฟฟ้าแฝงจุดเข้าของวงจรโอทีเออยู่  $C_i$  และ  $3C_i$  ตามลำดับ



ภาคผนวก ค  
บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่และตีพิมพ์ในวารสารวิชาการและการประชุมวิชาการระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีรายละเอียดดังนี้

- [1] J. Kongkauropham, W. Petchmaneelumka, and V. Riewruja, “Electronically tunable phase-lead compensator using OTAs”, **JSST Annual Conference 2011 International Conference on Modeling and Simulation Technology (JSST)**, Japan, October 22-23, pp. 513-516, 2011.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**30<sup>th</sup> JSST Annual Conference (JSST 2011)**  
**International Conference on Modeling and Simulation Technology**

## Final Program and Abstracts

October 22-23, 2011  
 Tokai University Takanawa Campus,  
 2-3-23, Takanawa, Minato-ku, Tokyo, 108-8619, JAPAN

**JSST 2011**



Organized by  
 Japan Society for Simulation Technology (JSST)  
 Supported by  
 Tokai University Takanawa Campus



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

JSST 2011  
International Conference on Modeling and Simulation Technology  
October 22-23, 2011, Tokai University Takanawa Campus,  
Tokyo, JAPAN

## Electronically Tunable Phase-Lead Compensator Using OTAs

Jeerasit Kongkauroptom, Thepjit Cheypoca, Wandee Petchmaneelumka, Amata Luangpol, and Vanchai Riewruja

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,  
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

(Tel : +66-2-326-4778; E-mail: kvanchai@kmitl.ac.th)

**Abstract**—A simple circuit technique to realize phase-lead compensator is presented in this paper. The circuit implementation is based on the use of operational transconductance amplifiers (OTAs) as active devices and a capacitor. The proposed compensator provides the electronically adjusting capability by tuning the external bias current of OTA. The purpose of this paper is emphasized on simple configuration and low cost. The principle of the proposed circuit is confirmed by the experimental results. As the result, the circuit performance is agreed with the theoretical aspect.

**Keywords**—electronically tuning property, OTA, phase-lead compensation.

### 1 Introduction

Phase-lead compensator is one of useful component in control system for compensation the dynamic response of the deficient system. Behaviour of phase-lead compensator will improve system stability. Traditionally, phase-lead compensator is, usually, implemented based on operational amplifier as active element [1-2]. The time constants of pole and zero of compensator are tuned using passive devices, resistor or capacitor. Nevertheless, mentioned compensator characteristic is manual adjustment that causes inconvenient for long distance control or remote control. Also, the tradition compensator requires the excessive number of passive elements that causes the control signal disturbed by noise signal. If the compensator can be implemented with feature of electronic tune for locations of pole and zero. Then the advantage of compensator will be gain. Presently, there is a much attention to use operational transconductance amplifier (OTA) in the design of analog electronic circuit. This is due to that the behavior of OTA provides the transconductance gain linearly controlled over more than four decades [3]. Moreover, OTA is a commercial and low-cost device. In addition, the circuit building block designs using OTAs can provide the electronically adjusting property [5-7]. Therefore, OTA based compensator will obtain the economical attention. The aim of this paper is to present a simple circuit technique to implement phase-lead compensator using OTAs. The circuit requires only one passive element, capacitor, to produce the described locations of pole and zero. In addition, the described pole and zero locations can be adjusted by tuning the external bias current of OTA without any change of passive and active devices in the circuit. Therefore, the proposed compensator can be adapted to use in long distance control or remote control. The experimental results verifying the performances of the proposed phase-lead compensator are also included.

### 2 Basic Principle

The principle expression of phase-lead compensation comprising a gain,  $K$ , one pole,  $p$ , and one zero,  $z$ , [2] can be stated as

$$G(s) = K \left[ \frac{1(s+z)}{\alpha(s+p)} \right] = K \frac{(s/z+1)}{(s/p+1)} \quad (1)$$

$$= K \frac{(Ts+1)}{(\alpha Ts+1)}$$

where  $z > 0$ ,  $p > 0$ ,  $(\alpha = \frac{z}{p}) \ll 1$  and  $T = \frac{1}{z} = \frac{1}{\alpha p}$ .

From Eq. (1), the two corner frequencies are located at  $\omega = 1/T$  and  $\omega = 1/\alpha T$  as shown in Fig. 1. The maximum value of the phase,  $\phi_m$ , and the frequency at which it occurs,  $\omega_m$ , respectively, can be given by [2]

$$\phi_m = \sin^{-1} \left( \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right) \quad (2)$$

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{\alpha T}} \quad (3)$$

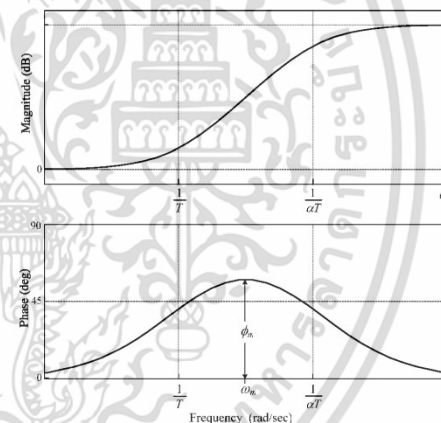


Fig. 1. Frequency response of phase-lead compensator.

### 3 Proposed Phase-Lead Compensator

The proposed phase-lead compensator scheme is shown in Fig. 2. OTA<sub>1</sub> and OTA<sub>3</sub> form as current mirror to transfer current  $i_1$  to output current  $i_o$  [4]. At the same time, OTA<sub>1</sub> and OTA<sub>2</sub> function as active resistor to perform the voltage divider. The operation of the proposed compensator can be explained as follows. The input voltage,  $v_{in}$ , is applied into the circuit in Fig. 2. Therefore, the output currents,  $i_1$ ,  $i_2$ , and  $i_o$  of OTA<sub>1</sub>, OTA<sub>2</sub> and OTA<sub>3</sub>, respectively, can be written as

$$i_1 = g_{m1}(v_{in} - v_c) \quad (4)$$

$$i_2 = -g_{m2}(v_c) \quad (5)$$

$$i_o = g_{m3}(v_{in} - v_c) \quad (6)$$

where  $g_{mi} = I_{B_i}/2V_T$  is transconductance gain of OTA<sub>*i*</sub>,  $I_{B_i}$  and  $V_T$  define the external bias current of OTA and the thermal voltage, respectively. From Fig. 2, the voltage,  $v_c$ , across the capacitor,  $C_1$ , can be expressed as

$$v_c = \frac{i_1 + i_2}{C_1 s} \quad (7)$$

Substituting the currents  $i_1$  and  $i_2$  from Eqs. (4) and (5), respectively, into Eq. (7), the relation between the voltages  $v_c$  and  $v_{in}$  can be expressed as

$$v_c = \frac{g_{m1}v_{in}}{C_1 s + g_{m1} + g_{m2}} \quad (8)$$

The voltage  $v_c$  from Eq. (8) is substituted into Eq. (4), then the current  $i_1$  can be rewritten as

$$i_1 = \frac{g_{m1}(C_1 s + g_{m2})v_{in}}{C_1 s + g_{m1} + g_{m2}} \quad (9)$$

Due to the difference voltage,  $v_{in} - v_c$ , is the input voltage of OTA<sub>1</sub> and OTA<sub>3</sub>, the output current,  $i_o$ , of OTA<sub>3</sub> can be given by

$$i_o = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} i_1 = \frac{I_{B3}}{I_{B1}} i_1 \quad (10)$$

From Eq. (9), the output current,  $i_o$ , can be rewritten as

$$\begin{aligned} i_o &= \frac{I_{B3}}{I_{B1}} \frac{g_{m1}(C_1 s + g_{m2})v_{in}}{C_1 s + g_{m1} + g_{m2}} \\ &= \frac{I_{B3}}{I_{B1}} \frac{g_{m1}g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})} \left( \frac{1 + \frac{C_1 s}{g_{m2}}}{1 + \frac{C_1 s}{g_{m1} + g_{m2}}} \right) v_{in} \end{aligned} \quad (11)$$

Assuming  $I_{B1} = 9I_{B2}$  or  $g_{m1} = 9g_{m2}$ , the output current,  $i_o$ , can be stated as

$$i_o = \frac{0.1I_{B3}}{2V_T} \left( \frac{1 + \frac{C_1 s}{g_{m2}}}{1 + \frac{0.1C_1 s}{g_{m2}}} \right) v_{in} \quad (12)$$

Thus, transfer function of the proposed compensator in Fig. 2 can be expressed as

$$\frac{i_o}{v_{in}} = \frac{0.1I_{B3}}{2V_T} \left( \frac{1 + \frac{C_1 s}{g_{m2}}}{1 + \frac{0.1C_1 s}{g_{m2}}} \right) \quad (13)$$

Based on the principle expression of phase-lead compensator in Eq. (1), the obtained transfer function in Eq. (13) can be stated as

$$\frac{i_o}{v_{in}} = K \frac{(1 + Ts)}{(1 + 0.1Ts)} \quad (14)$$

$$\text{where } K = \frac{0.1I_{B3}}{2V_T} \text{ and } T = \frac{C_1}{g_{m2}} = \frac{2V_T C_1}{I_{B2}}.$$

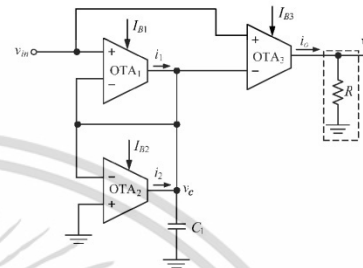


Fig. 2. Proposed phase-lead compensator.

It should be noted that achieved transfer function of scheme in Fig. 2 is in the form of phase-lead compensator. Time constant,  $T$ , and gain,  $K$ , of the proposed compensator can be electronically adjusted by tuning the external bias currents of OTAs. Usually, the conventional output signal used in the control loop is in the form of voltage. Therefore, the resistor  $R$  in Fig. 2 is used for convert the output current,  $i_o$ , to the output voltage,  $v_o$ . Thus, transfer function of the proposed compensator in Eq. (14) can be given by

$$\frac{v_o}{v_{in}} = R \cdot K \frac{(1 + Ts)}{(1 + 0.1Ts)} \quad (15)$$

#### 4 Experimental Results

To verify the performance of the proposed phase-lead compensator, the circuit in Fig. 2 was experimentally implemented by using available commercial OTA CA3280. The capacitor  $C_1$  was chosen to equal  $0.1\mu\text{F}$ . The bias currents  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$  and  $I_{B3}$  were varied to achieve the determined time constant,  $T$ , and gain,  $K$ . The output current,  $i_o$ , of the proposed compensator is converted to the output voltage,  $v_o$ , by the resistor  $R$ , where the resistor  $R = 1\text{k}\Omega$  is used for this experimental demonstration. Figs. 3(a) – 3(c) exhibit time response of the proposed phase-lead compensator with three conditions of parameters as shown in table 1.

Table 1. Conditions of parameters used in Fig. 3.

$I_{B1}$	$I_{B2}$	$I_{B3}$	$T$	$K$
900 $\mu\text{A}$	100 $\mu\text{A}$	520 $\mu\text{A}$	52 $\mu\text{s}$	0.001
450 $\mu\text{A}$	50 $\mu\text{A}$	520 $\mu\text{A}$	104 $\mu\text{s}$	0.001
900 $\mu\text{A}$	100 $\mu\text{A}$	1.04mA	52 $\mu\text{s}$	0.002

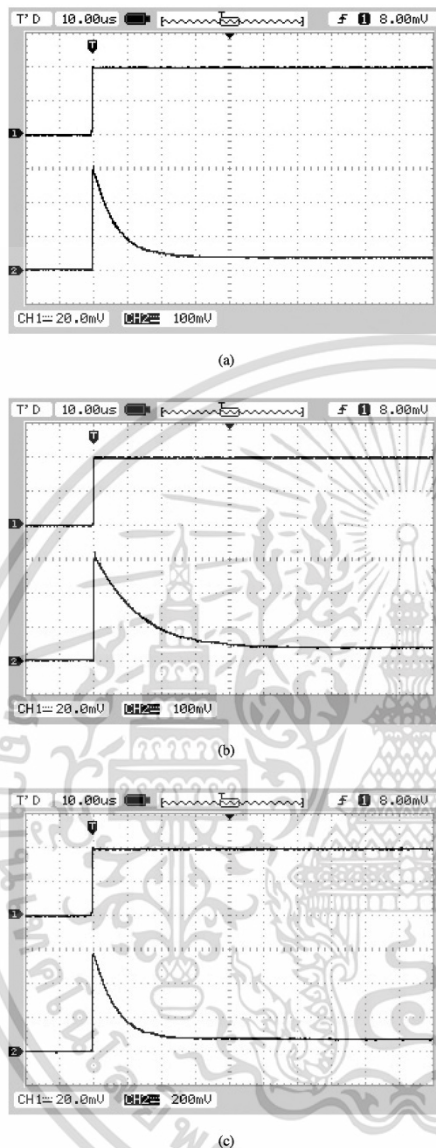


Fig. 3. Time response of the proposed compensator.  
 (a)  $I_{B1} = 900\mu\text{A}$ ,  $I_{B2} = 100\mu\text{A}$  and  $I_{B3} = 520\mu\text{A}$   
 (b)  $I_{B1} = 450\mu\text{A}$ ,  $I_{B2} = 50\mu\text{A}$  and  $I_{B3} = 520\mu\text{A}$   
 (c)  $I_{B1} = 900\mu\text{A}$ ,  $I_{B2} = 100\mu\text{A}$  and  $I_{B3} = 1.04\text{mA}$

It is evident that the time constant  $T$  and gain  $K$  of the proposed scheme can be electronically adjusted by changing the bias currents of OTAs. Fig. 4 illustrates the plots of frequency response of the proposed compensator in Fig. 2 where the bias currents  $I_{B1} = 900\mu\text{A}$ ,  $I_{B2} = 100\mu\text{A}$  and  $I_{B3} = 520\mu\text{A}$  were chosen to achieve the two corner frequencies at 3.06kHz and 30.6kHz. The maximum phase,  $\phi_m$ , and the frequency at this point,  $\omega_m$ , are about 55 degree and 9.7 kHz, respectively.

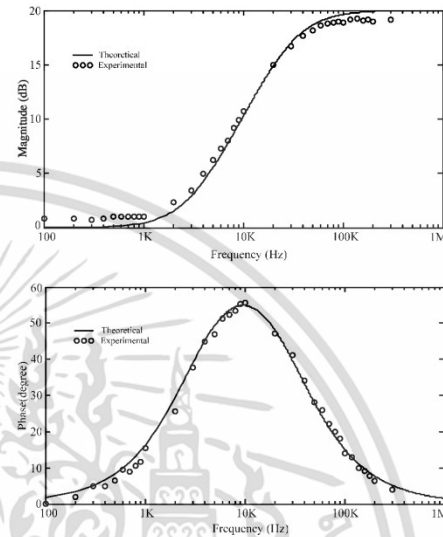


Fig. 4. Frequency response of the proposed compensator.

The experimental results confirm that the performances of the proposed circuit can be used for control in control system. Moreover, the properties of the proposed phase-lead compensator can be varied by tuning the external bias currents of OTAs.

### 5 Conclusion

This paper presents a simple circuit technique to implement the basic phase lead compensator using OTAs as only active element and a capacitor. The obtained pole and zero locations can be electronically controlled by adjusting the external bias currents of OTAs. The experimental results verifying the operation of the proposed scheme is agreed with the theoretical value.

### References

- [1] C. K. Benjamin, *Automatic Control Systems*, Prentice Hall Inc., NJ, USA, 1995.
- [2] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall Inc., Upper Saddle River, NJ, USA, 2002.
- [3] S. Soclof, *Design and applications of analog integrated circuit*, Singapore, Prentice Hall Inc., pp. 464-473, 1997.
- [4] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunya and K. Anuntahirunrat, "Temperature-Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 48, No. 6, 1999.

- [5] V. Riewruja, "Simple square-rooting circuit using OTAs", *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 17, pp. 1000-1002, 2008.
- [6] V. Riewruja and W. Petchmaneeumka, "Floating current-controlled resistance converters using OTAs", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 62, pp. 725-731, 2008.
- [7] B.P. Das, N. Watson and Liu Yonghe, "Electronically tunable PLL controller design using OTA", *IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*, pp. 198-202, 2010.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ - นามสกุล นายจิรสิทธิ์ คงเคารพธรรม
- วัน เดือน ปีเกิด วันที่ 12 กุมภาพันธ์ 2531
- ที่อยู่ 8/3 หมู่ 9 ตำบลท่าเจ้าสนุก อำเภอท่าเรือ จังหวัดพระนครศรีอยุธยา 13130
- ประวัติการศึกษา ปีการศึกษา 2552 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมแมคคาทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- ปีการศึกษา 2553 เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้