

วงจรรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีอัตราการขยายแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีการทาง  
อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอ

ELECTRONICALLY TUNABLE GAIN INSTRUMENTATION AMPLIFIER  
USING OTAs

ณัฐวัฒน์ ทนันทชัย  
NUTTAWAT TANANCHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคูณ  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2000-EM-M-060-073

วงจรรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีอัตราขยายแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีการทาง  
อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอ

ELECTRONICALLY TUNABLE GAIN INSTRUMENTATION AMPLIFIER  
USING OTAs



ณัฐวัฒน์ ทนันทชัย

NUTTAWAT TANANCHAI

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 105114  
วันเดือนปี 16 พ.ย. 2552

b.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL 2009-EN-M-060-073

**ELECTRONICALLY TUNABLE GAIN INSTRUMENTATION AMPLIFIER  
USING OTAs**

**NUTTAWAT TANANCHAI**

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

**2009**

**KMITL 2009-EN-M-060-073**

**COPYRIGHT 2009**

**FACULTY OF ENGINEERING**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

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

หัวข้อวิทยานิพนธ์    วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีอัตราขยายแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอ

Thesis Title        Electronically Tunable Gain Instrumentation Amplifier Using OTAs

นักศึกษา              นายณัฐวัฒน์ ทนันทชัย

รหัสประจำตัว        47060653

ปริญญา              วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา            วิศวกรรมการวัดคุม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์    ผศ.ดร.อัมพวัน จุลเสรีวงศ์

หมายเลขวิทยานิพนธ์        KMITL-2009-EN-M-060-073

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิทยา	ทิพย์สุวรรณพร	
รศ.ประสิทธิ์	จุลเสรีวงศ์	
รศ.จิระศักดิ์	ชาญวุฒิชธรรม	
รศ.ดร.วันชัย	วีร์รุจา	
ผศ.ดร.อัมพวัน	จุลเสรีวงศ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ    วันอังคารที่ 26 พฤษภาคม พ.ศ. 2552 เวลา 11.00-13.00 น.

สถานที่สอบ    ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 26 พฤษภาคม พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรถยายอินสตรูเมนต์ที่มีอัตราขยายแบบปรับค่าได้ด้วย วิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอทีเอ
นักศึกษา	นายณัฐวัฒน์ ทนันทชัย
รหัสนักศึกษา	47060653
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมการวัดคุม
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. อัมพวัน จุลเสวีวงศ์

### บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอวงจรถยายอินสตรูเมนต์อย่างง่ายโดยใช้ไอทีเอ 5 ตัวที่ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัว อัตราขยายความต่างของวงจรถที่นำเสนอสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการเปลี่ยนค่ากระแสไบแอสของตัวไอทีเอที่ป้อนจากภายนอก นอกจากนี้ค่าอัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วมที่ได้จะมีค่าสูงโดยไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานที่สมพงษ์กัน ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองจากการต่อวงจรถจริงสามารถยืนยันได้ถึงคุณสมบัติการทำงานของวงจรถที่นำเสนอ

**Thesis Title** Electronically Tunable Gain Instrumentation Amplifier Using OTAs  
**Student** Mr. Nuttawat Tananchai  
**Student ID.** 47060653  
**Degree** Master of Engineering  
**Program** Instrumentation Engineering  
**Year** 2009  
**Thesis Advisor** Asst.Prof.Dr. Amphawan Julsereewong

### **ABSTRACT**

The goal of this thesis is to present the simple instrumentation amplifier using five operational transconductance amplifiers (OTAs) in connection with two resistors. The differential gain of the proposed circuit can be electronically varied by changing external bias currents of OTAs. In addition, the high common mode rejection ratio (CMRR) can be obtained without requiring matched resistors. PSPICE simulation and experimental results are used to verify the operational characteristics of the proposed circuit.



# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 แนวคิดเกี่ยวกับวงจรขยายอินสตรูเมนต์และตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 แนวคิดเกี่ยวกับวงจรขยายอินสตรูเมนต์.....	4
2.2.1 วงจรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐาน.....	5
2.2.2 วงจรขยายอินสตรูเมนต์แบบที่ใช้โอปแอมป์ 2 ตัว.....	9
2.3 วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีโครงสร้างแบบสมมูลที่แนะนำให้เสนอในอดีต.....	11
2.3.1 วงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง.....	11
2.3.2 วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่ใช้ CMOS.....	14
2.4 คุณสมบัติทั่วไปของวงจรขยายอินสตรูเมนต์.....	15
2.4.1 ข้อกำหนดทางสภาพแวดล้อม.....	15
2.4.2 ค่าความผิดพลาดของอัตราขยาย.....	15
2.4.3 แรงดันออฟเซต.....	16
2.4.4 ค่าความไม่เป็นเชิงเส้น.....	16
2.4.5 อัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วม.....	17
2.4.6 อัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วมในกระแสสลับ.....	17
2.4.7 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์.....	17

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.8 ค่าเบนควิควิต์.....	17
2.4.9 ค่ากระแสของแหล่งจ่ายไฟ.....	18
2.4.10 ค่ากระแสอินพุตไบแอสและออฟเซต.....	18
2.4.11 ช่วงการทำงานทางแรงดัน.....	18
2.5 จุดเด่นของวงจรมอนิเตอร์เมตต์เมื่อเทียบกับวงจรมอนิเตอร์ความแตกต่าง.....	18
2.5.1 ค่าอัตรา CMRR มีค่าสูงทั้งการใ้ใช้งานกระแสตรงและกระแสสลับ.....	18
2.5.2 ค่าแรงดันออฟเซตและค่าออฟเซตคริปต์.....	19
2.5.3 ค่าความต้านทานอินพุตสูง.....	19
2.5.4 ค่ากระแสไบแอสและกระแสออฟเซตต่ำ.....	19
2.5.5 สัญญาณรบกวนต่ำ.....	19
2.5.6 ความไม่เป็นเชิงเส้นต่ำ.....	20
2.5.7 ความสะดวกในการปรับอัตราขยาย.....	20
2.5.8 ค่าเบนควิควิต์.....	20
2.6 การประยุกต์ใ้ใช้งานวงจรมอนิเตอร์เมตต์.....	20
2.6.1 การประยุกต์ใ้ใช้งานวัดค่าทางกายภาพ.....	20
2.6.2 ระบบคาลิเบรชัน.....	22
2.6.3 การประยุกต์ใ้ใช้งานทางการแพทย์.....	22
2.6.4 การประยุกต์ใ้ใช้งานที่เกี่ยวข้องกับเสียง.....	23
2.6.5 การประยุกต์ใ้ใช้งานที่มีความต้องการการประมวลผลสัญญาณ ความเร็วสูง.....	24
2.6.6 การประยุกต์ใ้ใช้งานด้านการสื่อสาร.....	24
2.6.7 การประยุกต์ใ้ใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	25
2.6.8 การประยุกต์ใ้ใช้งานการตรวจจับและควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์.....	25
2.6.9 การประยุกต์ใ้ใช้งานด้านซอฟต์แวร์และโปรแกรม.....	26
2.7 บทสรุป.....	26
บทที่ 3 หลักการทำงานของโอทีเอ.....	28
3.1 บทนำ.....	28

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 หลักการเบื้องต้นของโอทีเอ.....	28
3.3 วงจรพื้นฐานและการทำงานของโอทีเอ.....	31
3.4 สมรรถนะของโอทีเอ.....	35
3.4.1 ความนำเอาต์พุตต่อสัญญาณขนาดเล็กของโอทีเอ.....	35
3.4.2 การควบคุมค่าความนำของโอทีเอ.....	37
3.5 ตัวอย่างวงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอในอดีต.....	37
3.6 บทสรุป.....	38
บทที่ 4 วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอ.....	39
4.1 บทนำ.....	39
4.2 หลักการพื้นฐานของวงจรที่นำเสนอ.....	39
4.2.1 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอแบบไม่มีผลกระทบ จากอุณหภูมิ.....	40
4.2.2 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแบบไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิชนิด ปรับปรุง.....	42
4.3 วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอ.....	43
4.4 สมรรถนะของวงจรที่นำเสนอ.....	47
4.4.1 การวิเคราะห์ช่วงการทำงานทางแรงดัน.....	47
4.4.2 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่.....	48
4.5 ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE.....	50
4.5.1 ผลการเลียนแบบเมื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจร.....	51
4.5.2 ผลการเลียนแบบผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายผลต่าง.....	54
4.5.3 ผลการเลียนแบบผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยาย โหมคร่วม.....	55
4.5.4 ผลการเลียนแบบผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราการจัด สัญญาณโหมคร่วม.....	56
4.5.5 ผลการเลียนแบบช่วงการทำงานทางแรงดัน.....	57

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.6 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริง.....	59
4.6.1 ผลการทดลองเมื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจร.....	59
4.6.2 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายผลต่าง.....	61
4.6.3 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายโหมคร่วม.....	62
4.6.4 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราการจัดสัญญาณ โหมคร่วม.....	63
4.6.5 ผลการทดลองช่วงการทำงานทางแรงดัน.....	63
4.7 สรุปและวิเคราะห์ผลการเขียนแบบการทำงานและผลการต่อวงจรจริง.....	64
4.7.1 ค่าอัตราขยายของวงจร.....	64
4.7.2 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายผลต่าง.....	64
4.7.3 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายโหมคร่วม.....	64
4.7.4 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราการจัดสัญญาณ โหมคร่วม.....	65
4.7.5 การวิเคราะห์ช่วงการทำงานทางแรงดัน.....	65
4.8 บทสรุป.....	65
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	66
5.1 บทสรุปและวิจารณ์.....	66
5.2 ข้อเสนอแนะ แนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อ.....	66
เอกสารอ้างอิง.....	67
ภาคผนวก.....	69
ภาคผนวก ก.....	70
ก.1 การวิเคราะห์หาอัตราขยายผลต่าง ( $A_d$ ).....	71
ก.2 อัตราขยายสัญญาณโหมคร่วม ( $A_c$ ).....	73
ก.3 อัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วม (CMRR).....	75
ก.4 ผลตอบสนองทางความถี่.....	75
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	80
ประวัติผู้เขียน.....	86

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 คุณสมบัติของอุปกรณ์ตรวจวัดทางกายภาพ.....	21
2.2 คุณสมบัติของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่ประยุกต์ใช้ในงานเกี่ยวกับเสียง.....	23
4.1 เงื่อนไขในการปรับค่าอัตราขยายโดยการเปลี่ยนค่า $I_{B3} / I_{B2}$ .....	50

# สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์ทั่วไปของวงจรรขยายอินสตรูเมนต์.....	4
2.2 วงจรรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐาน.....	6
2.3 วงจรรขยายความต่างต่อร่วมกับบัฟเฟอร์ที่ภาคอินพุต.....	7
2.4 วงจรรขยายอินสตรูเมนต์แบบพื้นฐาน.....	7
2.5 วงจรรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัว.....	9
2.6 วงจรรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้ออปแอมป์ 2 ตัวแบบปรับปรุง.....	10
2.7 (ก) สัญลักษณ์ของวงจรร CCH (ข) วงจรรสมมูลย์ของ CCH.....	11
2.8 วงจรรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้วงจรร CCH.....	13
2.9 วงจรรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้เทคโนโลยี CMOS.....	14
2.10 การใช้วงจรรขยายอินสตรูเมนต์ในการขยายสัญญาณผลต่างแรงดันจากเซนเซอร์ ที่ต่อเป็นส่วนหนึ่งของวงจรรบริดจ์.....	22
2.11 การนำวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานในระบบการตรวจวัดสัญญาณ ECG.....	23
2.12 การนำวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานเป็นภาคขยายเบื้องต้นของไมโครโฟน.....	24
2.13 การนำวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานร่วมกับกล้อง CCD.....	24
2.14 การนำวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานขยายสัญญาณที่สถานีภาคพื้นสนาม.....	25
2.15 การนำวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานตรวจวัดสถานะของมอเตอร์.....	25
2.16 การนำวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานตรวจวัดระดับน้ำ.....	26
2.17 การนำวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานด้านซอฟต์แวร์และโปรแกรม.....	27
3.1 (ก) โครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ.....	28
(ข) วงจรรสมมูลย์ของโอทีเอทางอุดมคติ.....	28
3.2 โครงสร้างภายในของโอทีเอในส่วนของวงจรรขยายความต่าง.....	29
3.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต.....	30
3.4 โครงสร้างภายในของโอทีเอ.....	31
3.5 วงจรรสมมูลย์ของโอทีเอสำหรับสัญญาณอินพุตขนาดเล็ก.....	35
3.6 วงจรรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอทีเอ.....	38
4.1 (ก) สัญลักษณ์ของวงจรรขยายอินสตรูเมนต์แบบ 2 เอาต์พุตที่นำเสนอ.....	39
4.1 (ข) หลักการพื้นฐานของวงจรรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้วงจรรแปลงแรงดันเป็น กระแสต่อร่วมกัน 2 วงจรรที่มีโครงสร้างแบบสมดุล.....	39

## สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอแบบไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิ.....	40
4.3 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแบบไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิชนิดปรับปรุง.....	42
4.4 วงจรขยายอินพุตที่นำเสนอแบบเอาต์พุตเดียวในกรณีที่ต้องการขยายผลต่าง $v_1 - v_2$ .....	44
4.5 วงจรขยายอินพุตที่นำเสนอแบบเอาต์พุตเดียวในกรณีที่ต้องการขยายผลต่าง $v_2 - v_1$ .....	45
4.6 วงจรขยายอินพุตแบบ 2 เอาต์พุตที่นำเสนอ.....	47
4.7 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ดังสมการที่ (4.41) ด้วยโปรแกรม MATLAB.....	50
4.8 วงจรที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE.....	51
4.9 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์ขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 1 (0dB).....	51
4.10 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยาย เท่ากับ 1 (0dB).....	52
4.11 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์ขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 2 (6dB).....	52
4.12 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยาย เท่ากับ 2 (6dB).....	52
4.13 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์ขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 10dB.....	53
4.14 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยาย เท่ากับ 10dB.....	53
4.15 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์ขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 20dB.....	53
4.16 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยาย เท่ากับ 20dB.....	54
4.17 ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อกำหนดค่าอัตราขยายผลต่าง 0dB, 10dB, 20dB, และ 30dB.....	54
4.18 วงจรที่ใช้ในการเลียนแบบค่าอัตราขยายโหมคร่วมด้วยโปรแกรม PSPICE.....	55

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.19 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายโหมคร่วมโดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 1 (0dB).....	56
4.20 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายโหมคร่วมโดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 10dB.....	56
4.21 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายโหมคร่วมโดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 20dB.....	56
4.22 ผลตอบสนองอัตรากาจรจัดสัญญาณโหมคร่วมโดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 20dB.....	57
4.23 วงจรที่ใช้ในการเลียนแบบช่วงการทำงานทางแรงดันด้วยโปรแกรม PSPICE.....	58
4.24 ผลการเลียนแบบช่วงการทำงานทางแรงดันโดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 0.5, 1, และ 2.....	58
4.25 วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่ได้ทำการต่อวงจรจริง.....	59
4.26 ผลการทดลองเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์และสามเหลี่ยม โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 1 (0dB).....	60
4.27 ผลการทดลองเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์และสามเหลี่ยม โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 2 (6dB).....	60
4.28 ผลการทดลองเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์และสามเหลี่ยม โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 10dB.....	60
4.29 ผลการทดลองเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์และสามเหลี่ยม โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 20dB.....	61
4.30 ผลการทดลองเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์และสามเหลี่ยมที่มีขนาดเล็กมาก ๆ.....	61
4.31 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริง เมื่อกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 10dB, 20dB, และ 30dB.....	62
4.32 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริง เมื่อกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 20dB.....	62
4.33 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริง สำหรับค่าอัตรากาจรจัดสัญญาณโหมคร่วมโดยกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 20dB.....	63
4.34 ช่วงการทำงานทางแรงดัน โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 0.5, 1, และ 2.....	64

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing) ได้รับความสนใจและมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เช่น การสื่อสารข้อมูล (Data Communication) การประมวลผลภาพ (Image Processing) [1]-[8] แต่อย่างไรก็ตามยังมีงานบางประเภทที่ไม่สามารถทำได้ด้วยการประมวลผลทางดิจิทัลโดยตรง เช่น การปรับแต่งสัญญาณที่ได้จากการวัดจากอุปกรณ์จำพวกเซนเซอร์ (Sensor) ต่าง ๆ ที่สร้างสัญญาณแรงดันเอาต์พุตอย่างต่อเนื่อง ยกตัวอย่างเช่น เทอร์โมคัปเปิล (Thermocouple) หรือสเตรนเกจ (Strain Gauge) [1],[3]-[4] การประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก (Analog Signal Processing) ที่พบในการวัดและควบคุม เช่น การตรวจวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ การตรวจวัดความเร็วของมอเตอร์หรือแรงบิดของมอเตอร์ [1],[4],[6]-[8] เป็นต้น ซึ่งในบางครั้งสัญญาณอินพุตอาจจะมีระดับของแรงดันไฟฟ้าในหน่วยมิลลิโวลต์ (mV) หรือระดับไมโครโวลต์ ( $\mu\text{V}$ ) ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวงจรที่สามารถขยายสัญญาณจากแหล่งจ่ายสัญญาณที่มีพลังงานต่ำมาก ๆ ละกำจัดสัญญาณรบกวนจากสัญญาณอื่น ๆ ที่ไม่ต้องการได้ง่าย นอกจากนี้ยังสามารถวัดค่าได้อย่างถูกต้อง ซึ่งวงจรที่นิยมใช้กันมากวงจรหนึ่งในงานประเภทนี้คือ วงจรขยายอินสตรูเมนต์ (Instrumentation Amplifier : IA) [1]-[11]

ในอดีตมีการนำเสนอวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่ประกอบด้วยออปแอมป์ (Op-Amp) ที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาดคู่ร่วมกับตัวต้านทาน [9]-[10] ซึ่งพบว่าวงจรที่นำเสนอนี้มีผลตอบสนองทางความถี่ต่ำ และสัญญาณทางด้านเอาต์พุตมีความถูกต้องไม่มากนักเมื่อนำไปใช้งานที่ความถี่สูง เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านผลการตอบสนองความถี่ (Frequency Response) ของออปแอมป์ที่มีค่าไม่สูงมาก ทำให้ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายอินสตรูเมนต์มีค่าไม่สูงตามไปด้วย ต่อมาได้มีการพัฒนาวงจรใหม่โดยใช้วงจรสายพานกระแส และวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส คู่ร่วมกับออปแอมป์ [12] ในการประยุกต์ใช้งานมีข้อจำกัดบางประการ เนื่องจากคุณสมบัติเฉพาะตัวของออปแอมป์ทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ไม่สูงมากนัก รวมทั้งวงจรมีขนาดใหญ่ ทำให้ต้นทุนในการผลิตเป็นวงจรรวมสูง ต่อมาได้มีการนำเสนอวงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้เทคโนโลยี CMOS ที่ประกอบด้วยวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส (Voltage-to-Current Converter : V/I Converter) จำนวน 2 วงจรคู่ร่วมกับตัวต้านทาน [14] โดยวงจรที่นำเสนอนี้เป็นวงจรที่ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและชนิดพี การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ แต่ละตัวทำงานโดยอาศัยการส่งผ่านแรงดันตกคร่อมขาเกต-ซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ เมื่อนำไปใช้งานในช่วงแรงดันอินพุตด้านสัญญาณซิกลบลจะทำให้มอสทรานซิสเตอร์ไม่สามารถทำงานในช่วง

อิมตัวได้อย่างเต็มที่ ส่งผลให้วงจรไม่สามารถทำงานได้เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาดน้อยกว่า  $-0.8V$  นอกจากนี้ การปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนค่าตัวต้านทาน

ในปัจจุบันได้มีการใช้โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) ในการออกแบบวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสมากขึ้น [1],[15]-[17] อันเนื่องมาจากคุณสมบัติการทำงานของโอทีเอมีผลการตอบสนองทางความถี่ที่สูง ราคาถูก สามารถหาได้ง่าย ตามท้องตลาด ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอวงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอทีเอที่ใช้หลักการของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสจำนวนสองวงจรต่อร่วมกันเพื่อสร้างสัญญาณผลต่างของแรงดันอินพุต นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่าอัตราขยายได้ด้วยการเปลี่ยนค่ากระแสไบแอสของโอทีเอซึ่งเป็นวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายนี้จะไม่ผลต่อความถูกต้องในการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

## 1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นในการออกแบบวงจรขยายอินสตรูเมนต์ให้มีคุณสมบัติการทำงานที่ดี โดยมีการกำหนดวัตถุประสงค์ดังนี้

1. เพื่อทำการศึกษาและพัฒนาการออกแบบวงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอทีเอ
2. วงจรที่ทำการออกแบบสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง ให้อัตราขยายสัญญาณผลต่าง (Differential Gain) และค่าอัตราการขจัดสัญญาณ โหมดร่วม (Common-mode Rejection Ratio : CMRR) มีค่าสูง รวมไปถึงมีช่วงปฏิบัติการทางขนาดและมีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้าง และสามารถปรับค่าอัตราขยายได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการเปลี่ยนค่ากระแสไบแอสของโอทีเอ ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานที่สมพียงกัน มีโครงสร้างที่ง่าย และใช้อุปกรณ์ที่หาซื้อได้ในท้องตลาด
3. การทดสอบสมรรถนะของวงจรที่ทำการออกแบบจะใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานรวมทั้งการต่อวงจรจริง

## 1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอทีเอที่สามารถปรับค่าอัตราขยายได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานที่สมพียงกัน โดยนำเอาโอทีเอมาต่อร่วมกันเป็นวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่ปราศจากผลกระทบจากอุณหภูมิรอบข้าง นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีค่าของอัตราขยายผลต่างและค่าอัตราการขจัดสัญญาณ โหมดร่วมสูง มีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้าง และมีความถูกต้องในการทำงานสูง

## 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น 5 บท และ 2 ภาคผนวก ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้  
 บทที่ 1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์และหลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรถ่ายอินสตรูเมนต์ วงจรถ่ายอินสตรูเมนต์ที่มีโครงสร้างแบบสมดุล คุณสมบัติทั่วไปของวงจรถ่ายอินสตรูเมนต์ จุดเด่นของวงจรถ่ายอินสตรูเมนต์เมื่อเทียบกับวงจรถ่ายความแตกต่าง และการประยุกต์ใช้งานวงจรถ่ายอินสตรูเมนต์

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการเบื้องต้นของโอทีเอ วงจรพื้นฐาน และการทำงานของโอทีเอ สมรรถนะของโอทีเอ และตัวอย่างวงจรถ่ายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอในอดีต

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรถ่ายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอ สมรรถนะของวงจร ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย ข้อเสนอแนะ แนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อภาคผนวก ก.

ก.1 การวิเคราะห์หาอัตราขยายผลต่าง ( $A_d$ )

ก.2 อัตราขยายสัญญาณโหมคร่วม ( $A_c$ )

ก.3 อัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วม (CMRR)

ก.4 ผลตอบสนองทางความถี่

ภาคผนวก ข. แสดงผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

## บทที่ 2

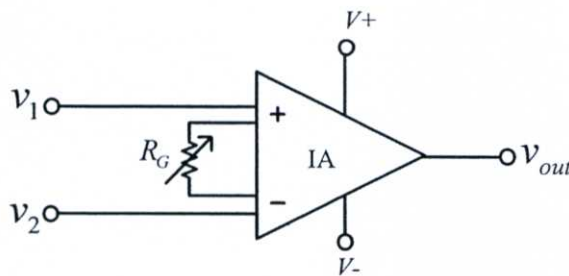
# แนวคิดเกี่ยวกับวงจรขยายอินสตรูเมนต์และตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน

### 2.1 กล่าวนำ

วงจรรขยายอินสตรูเมนต์หรือที่รู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งว่า “อินสตรูเมนต์แอมป์” เป็นวงจรรขยายสัญญาณชนิดหนึ่งในการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก ที่นิยมนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางทั้งในทางการวัดและควบคุม ระบบการสื่อสารและทางการแพทย์ เป็นต้น [1], [7]-[8] วงจรรขยายอินสตรูเมนต์จะถูกนำไปใช้ในงานขยายสัญญาณจากแหล่งจ่ายสัญญาณที่มีพลังงานต่ำมาก ๆ ที่สามารถเกิดการรบกวนจากสัญญาณอื่น ๆ ที่ไม่ต้องการได้ง่าย ทำให้ต้องการวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีความต้านทานอินพุตที่สูงและสามารถแยกสัญญาณรบกวนออกจากสัญญาณที่ต้องการได้ดี ซึ่งคุณสมบัตินี้จะสามารถพิจารณาได้จากอัตราการจัดสัญญาณ โหมดร่วมหรืออัตรา CMRR ซึ่งจะแสดงในเทอมอัตราส่วนระหว่างอัตราขยายความแตกต่างและอัตราขยายโหมดร่วม

### 2.2 แนวคิดเกี่ยวกับวงจรรขยายอินสตรูเมนต์

วงจรรขยายอินสตรูเมนต์หรือ IA คือ วงจรรขยายสัญญาณผลต่างแรงดันที่มีความถูกต้องสูงเมื่อเทียบกับวงจรรขยายสัญญาณทั่วไป จึงมีการนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลายในงานที่ต้องการความถูกต้องสูง สัญลักษณ์ของวงจรรขยายอินสตรูเมนต์แสดงได้ดังรูปที่ 2.1 เมื่อ  $V_+$  และ  $V_-$  คือแรงดัน ไฟเลี้ยง (Supply Voltage) ที่มีค่าเป็นบวก และลบ ตามลำดับ [13]



รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของวงจรรขยายอินสตรูเมนต์

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และแรงดันอินพุต  $v_1$  และ  $v_2$  เขียนได้ว่า

$$v_o = G(v_1 - v_2) \quad (2.1)$$

เมื่อ  $G$  คือ ค่าอัตราขยาย (Gain) โดยทั่วไปแล้ววงจรขยายอินสตรูเมนต์จะมีช่วงอัตราขยายระหว่าง 1-1,000 หรือ 1-10,000 และไม่ได้มีข้อกำหนดที่แน่นอนว่าอัตราขยายควรมีค่าเท่าใดสำหรับการใช้งานจริง แต่ทางบริษัทผู้ผลิตวงจรขยายอินสตรูเมนต์ในรูปแบบของไอซี (Integrated Circuit) ซึ่งเป็นวงจรสำเร็จรูปจะให้สมการความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตในรูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) มาให้ ยกตัวอย่างเช่น วงจรขยายอินสตรูเมนต์เบอร์ AD8221 ของบริษัท Analog Devices [1] มีอัตราขยายเป็น

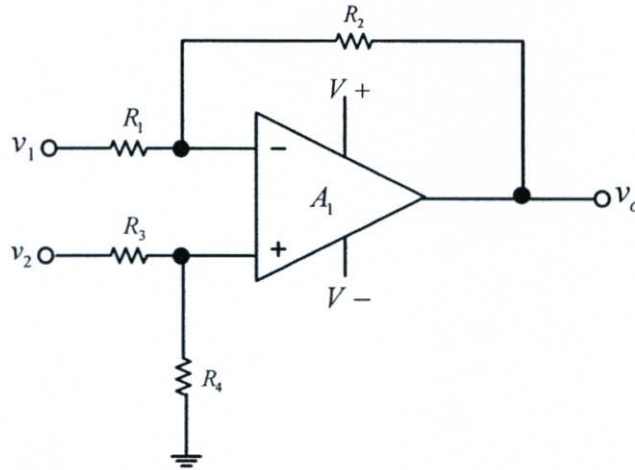
$$\text{Gain} = \frac{49,400\Omega}{R_G} + 1 \quad (2.2)$$

เมื่อ  $R_G$  คือ ค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยาย ยกตัวอย่างเช่น ถ้า  $R_G = 10\text{k}\Omega$  จะได้ค่า  $\text{Gain} = 5.94$  เป็นต้น

การใช้งานทั่วไปของวงจรขยายอินสตรูเมนต์จะทำการตรวจวัดสัญญาณแรงดันหรือกระแสผลต่างที่เกิดขึ้นระหว่างอินพุตของวงจรและสัญญาณโหมคร่วมเท่านั้น โดยจะทำการแยกสัญญาณรบกวน (Noise) ที่อาจเกิดขึ้นจากกราวด์ (Ground Signal) หรืออาจจะเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแหล่งจ่ายไฟของวงจรขยายอินสตรูเมนต์เอง ไม่ให้ผ่านเข้าไปยังภาคขยายของวงจรขยายอินสตรูเมนต์

### 2.2.1 วงจรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐาน

วงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ดังรูปที่ 2.2 [13] เป็นวงจรพื้นฐานหนึ่งที่ใช้สำหรับขยายสัญญาณความแตกต่างของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณและให้สัญญาณเอาต์พุตเดี่ยว ซึ่งจะเป็นผลให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าของความแตกต่างของสัญญาณอินพุตและค่าสัญญาณโหมคร่วมจะถูกขจัดออกไป ค่าสัญญาณโหมคร่วมนี้อาจจะเป็นค่าสัญญาณรบกวนหรือสัญญาณไฟตรงที่แผ่มาจากสัญญาณอินพุต



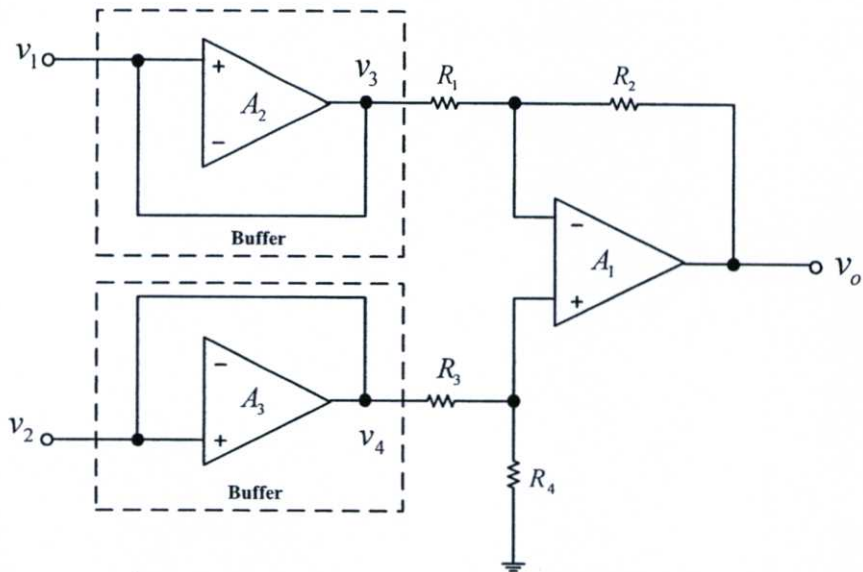
รูปที่ 2.2 วงจรขยายความแตกต่างแบบพื้นฐาน [13]

โดยที่  $v_1$  และ  $v_2$  คือแรงดันอินพุตทั้งสอง ถ้ากำหนดให้ค่า  $R_1 = R_3$  และ  $R_2 = R_4$  จะได้แรงดันเอาต์พุตของวงจร  $v_o$  คือ

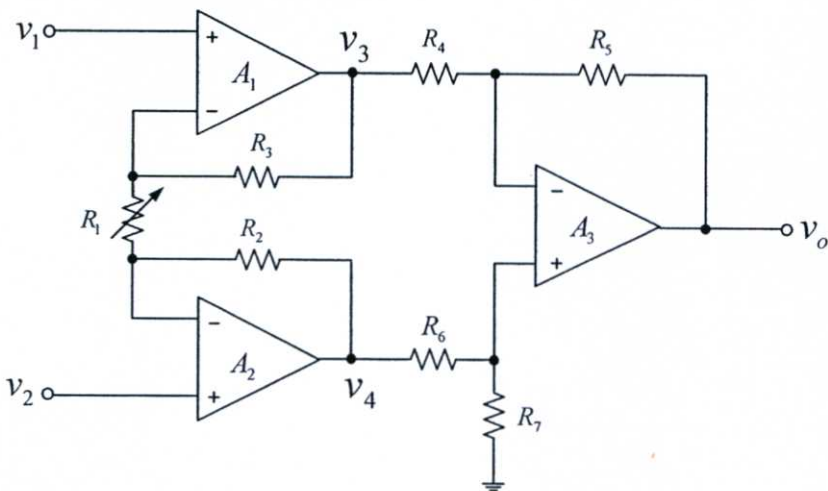
$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1) \quad (2.3)$$

ในกรณีที่ต้องการปรับปรุงให้ความต้านทานอินพุตของวงจรขยายความแตกต่างให้มีค่าสูงขึ้น สามารถที่จะทำได้โดยการปรับเปลี่ยนวงจรในรูปที่ 2.2 โดยเพิ่มออปแอมป์ 2 ตัว ( $A_2$  และ  $A_3$ ) ที่ต่อเป็นวงจรขยายแบบตามแรงดันหรือบัฟเฟอร์ (Buffer) ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และผลต่างแรงดันอินพุต  $v_2 - v_1$  จะยังคงแสดงได้ดังสมการที่ (2.3)

จากสมการที่ (2.3) จะเห็นได้ว่าอัตราขยาย ( $G$ ) สามารถปรับเปลี่ยนได้ยาก เนื่องจากต้องปรับเปลี่ยนค่าความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_3$  (หรือ  $R_2$  และ  $R_4$ ) ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวงจรขยายความแตกต่างให้สามารถปรับเปลี่ยนอัตราขยายได้ง่ายขึ้น โดยการปรับเปลี่ยนความต้านทานเพียงตัวเดียว โดยวงจรขยายความแตกต่างเดิมที่มีอยู่ดังรูปที่ 2.3 ถูกปรับปรุงใหม่และเรียกชื่อวงจรนี้ว่า วงจรขยายอินสตรูเมนต์ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งประกอบด้วย ออปแอมป์ 3 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทาน 7 ตัว [8]



รูปที่ 2.3 วงจรขยายความแตกต่างต่อร่วมกับบัฟเฟอร์ที่ภาคอินพุต



รูปที่ 2.4 วงจรขยายอินสตรูเมนต์แบบพื้นฐาน [8]

จากรูปที่ 2.3 เมื่อกำหนดให้  $R_1 = R_3$  และ  $R_2 = R_4$  จะได้แรงดันเอาต์พุต  $v_o$  คือ

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1) \quad (2.4)$$

ค่าอัตราขยายผลต่าง  $A_d$  และอัตราขยายโหมคร่วม  $A_c$  ของวงจรในรูปที่ 2.3 คือ

$$A_d = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.5)$$

$$A_c = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} \quad (2.6)$$

ดังนั้นค่าอัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วม หรืออัตรา CMRR ของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ ในรูปที่ 2.3 คือ

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (2.7)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (2.5) และ (2.6) ลงใน (2.7) จะได้

$$\text{CMRR} = \frac{R_2 (R_3 + R_4)}{R_1 R_4 - R_2 R_3} \quad (2.8)$$

จากรูปที่ 2.4 เมื่อกำหนดให้  $R_2 = R_3$   $R_4 = R_6$  และ  $R_5 = R_7$  จะได้แรงดันเอาต์พุต  $v_o$  คือ

$$v_o = \frac{R_5}{R_4} \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (v_2 - v_1) \quad (2.9)$$

สามารถหาค่าอัตราขยายผลต่าง  $A_d$  และอัตราขยายโหมคร่วม  $A_c$  ของวงจรรูปที่ 2.4 คือ

$$A_d = \frac{R_5}{R_4} \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (2.10)$$

$$A_c = \frac{R_4 R_7 - R_5 R_6}{R_4 (R_6 + R_7)} \quad (2.11)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (2.10) และ (2.11) ลงใน (2.7) จะได้ค่าอัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วม หรืออัตรา CMRR ของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ ในรูปที่ 2.4 คือ

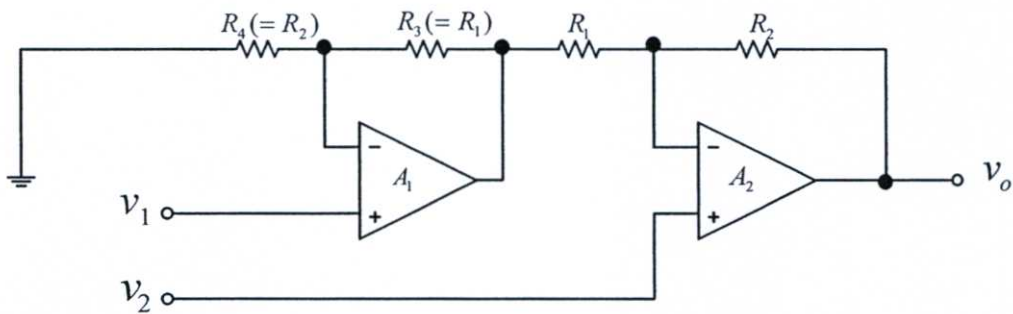
$$\text{CMRR} = \frac{R_5(2R_2 + R_1)(R_6 + R_7)}{R_1(R_4R_7 - R_5R_6)} \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) เมื่อเปรียบเทียบค่าตัวต้านทานจากรูปที่ 2.3 ให้สอดคล้องกับค่าตัวต้านทานในรูปที่ 2.4 ( $R_1 \rightarrow R_4, R_2 \rightarrow R_5, R_3 \rightarrow R_6$ , และ  $R_4 \rightarrow R_7$ ) จะเห็นได้ว่า อัตรา CMRR ของวงจรในรูปที่ 2.4 มีค่าเพิ่มมากขึ้นเมื่อเทียบกับวงจรในรูปที่ 2.3 (สมการที่ (2.8))

จากสมการที่ (2.9) แสดงให้เห็นว่าวงจรในรูปที่ 2.4 สามารถปรับเปลี่ยนอัตราขยายได้โดยง่าย โดยทำการเปลี่ยนค่าความต้านทาน  $R_1$  เท่านั้น ซึ่งวงจรนี้เป็นวงจรต้นแบบของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีการนำมาใช้งานกันมากที่สุด

### 2.2.2 วงจรขยายอินสตรูเมนต์แบบที่ใช้โอปแอมป์ 2 ตัว

เนื่องจากวงจรขยายอินสตรูเมนต์แบบพื้นฐานในรูปที่ 2.4 เป็นวงจรที่ประกอบด้วยโอปแอมป์ 3 ตัว ต่อกับตัวต้านทาน 7 ตัว ซึ่งมีโครงสร้างที่ซับซ้อนและใช้อุปกรณ์จำนวนมาก จึงได้มีการนำเสนองจรขยายอินสตรูเมนต์อีกรูปแบบหนึ่งที่ใช้อุปกรณ์เพียงแค่ 2 ตัว ต่อกับตัวต้านทาน 4 ตัว [10] ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้อุปกรณ์ 2 ตัว [10]

ค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(v_2 - \frac{1 + R_3/R_4}{1 + R_1/R_2} v_1\right) \quad (2.13)$$

เมื่อกำหนดให้  $R_1 = R_3$  และ  $R_2 = R_4$  จะได้  $v_o$  คือ

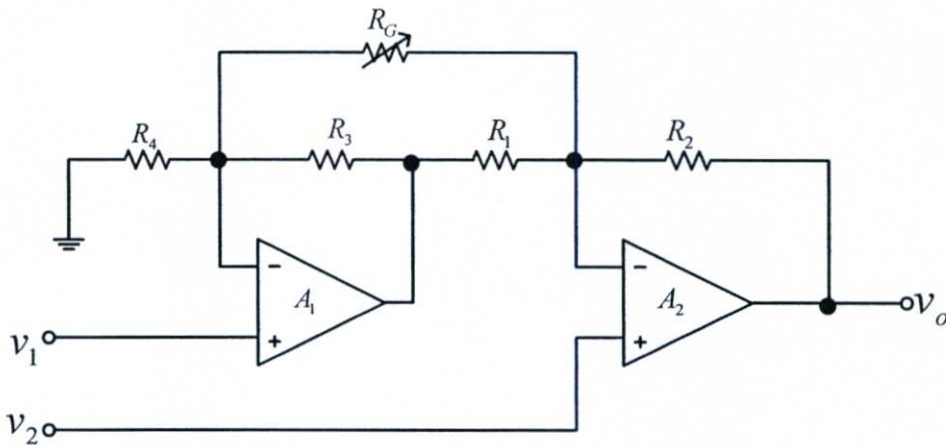
$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(v_2 - v_1) \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.14) จะเห็นได้ว่าการปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจรในรูปที่ 2.5 จะต้องทำการปรับเปลี่ยนค่าตัวต้านทาน  $R_1$  และ  $R_3$  (หรือ  $R_2$  และ  $R_4$ ) ซึ่งมีความยุ่งยาก จึงได้มีการปรับปรุงวงจรใหม่ เพื่อให้มีความสะดวกในการปรับค่าอัตราขยายโดยต่อตัวต้าน  $R_G$  เพิ่ม ดังแสดงในรูปที่ 2.6 [10]

จากรูปที่ 2.6 เมื่อกำหนดให้  $R_1 = R_3$  และ  $R_2 = R_4$  จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และผลต่างแรงดันอินพุต  $v_2 - v_1$  ดังนี้

$$v_o = \left[ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \left(\frac{2R_2}{R_G}\right) \right] (v_2 - v_1) \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.15) จะเห็นได้ค่าอัตราขยายสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการปรับค่า  $R_G$  เพียงค่าเดียว



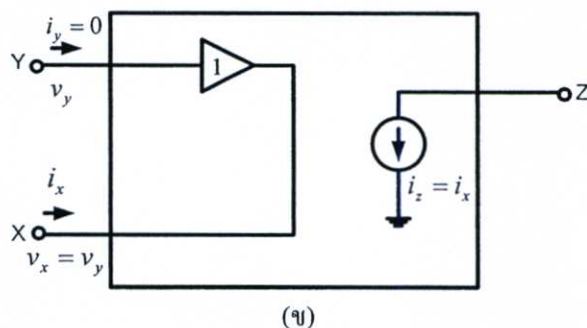
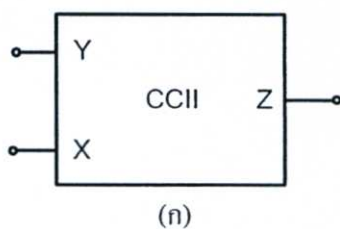
รูปที่ 2.6 วงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอปแอมป์ 2 ตัวแบบปรับปรุง [10]

## 2.3 วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีโครงสร้างแบบสมมูลที่แนะนำเสนอในอดีต

จากวงจขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอปแอมป์ดังที่ได้อธิบายไปในหัวข้อ 2.2 พบว่าเป็นวงจรที่สามารถนำไปสร้างได้ง่าย เนื่องจากใช้อุปกรณ์ที่มีจำหน่ายในท้องตลาด แต่การใช้งานโอปแอมป์ในการออกแบบวงจขยายอินสตรูเมนต์ จะทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอยู่ในช่วงแคบ อันเนื่องมาจากข้อจำกัดของโอปแอมป์ นอกจากนั้นยังต้องการแรงดันไฟเลี้ยงที่สูงในอดีตจึงได้มีการนำเสนอวงจขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้อุปกรณ์อื่น ๆ แทนการใช้โอปแอมป์หลากหลายรูปแบบ [12]-[19] แต่ในที่นี้จะขอยกตัวอย่างเฉพาะวงจขยายอินสตรูเมนต์ที่มีโครงสร้างแบบสมมูลเท่านั้น

### 2.3.1 วงจขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้วงจขยายพานกระแสรุ่นที่สอง

วงจขยายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor : CCII) เป็นอุปกรณ์ 3 ขั้ว ( X , Y และ Z ) โดยมีสัญลักษณ์และวงจรมูลดังแสดงดังรูปที่ 2.7(ก) และ 2.7(ข) ตามลำดับ คุณสมบัติของวงจ CCII คือ สามารถรับอินพุตที่เป็นกระแสและแรงดันได้ โดยที่พอร์ต Y มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูงมากเหมาะสำหรับสัญญาณอินพุตที่เป็นแรงดัน และที่พอร์ต X มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำมากเหมาะสำหรับอินพุตที่เป็นกระแส โดยที่พอร์ต Z มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงมากและจะให้เอาต์พุตที่เป็นสัญญาณกระแส



รูปที่ 2.7 (ก) สัญลักษณ์ของวงจ CCII

(ข) วงจรมูลของ CCII

จากคุณสมบัติทางอุดมคติของ CCII ที่อธิบายข้างต้น สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.16) เครื่องหมายบวกและลบ ( $\pm$ ) แสดงถึงทิศทางการไหลของกระแส  $i_z$  ว่ามีทิศทางเหมือนหรือตรงกันข้ามกับทิศทางการไหลของกระแส  $i_x$  สำหรับวงจร CCII ที่มีทิศทางการไหลของกระแส  $i_z$  และ  $i_x$  มีทิศทางเดียวกันจะเรียกว่าวงจร CCII ชนิดบวก (CCII+) และวงจร CCII ที่มีทิศทางการไหลของกระแส  $i_z$  และ  $i_x$  มีทิศตรงกันข้ามกันจะเรียกว่าวงจร CCII ชนิดลบ (CCII-)

ในปี 1995 Anwar A. Khan และคณะ [18] ได้นำเสนอวงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้วงจร CCII ดังรูปที่ 2.8 โดยใช้ IC เบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจร CCII+ การทำงานของวงจรในรูปที่ 2.8 สามารถอธิบายได้ดังนี้

ที่ CCII  $\oplus$  1 จากคุณสมบัติของ CCII+ จะได้ว่า

$$v_a = v_1 \quad (2.17)$$

$$i_2 = i_1 \quad (2.18)$$

ที่ CCII  $\oplus$  2 จากคุณสมบัติของ CCII+ จะได้ว่า

$$v_b = v_2 \quad (2.19)$$

$$i_3 = i_1 \quad (2.20)$$

และ

$$i_1 = \frac{v_a - v_b}{R_G} \quad (2.21)$$

ที่ CCII  $\oplus$  3 จากคุณสมบัติของ CCII+ จะได้ว่า

$$i_4 = i_3 \quad (2.22)$$

พิจารณาที่ โหนด  $v_o$  จะได้ว่า

$$i_5 = i_2 + i_4 \quad (2.23)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (2.18) , (2.20), และ (2.22) ลงใน (2.23) จะได้ว่า

$$i_5 = i_1 + i_1$$

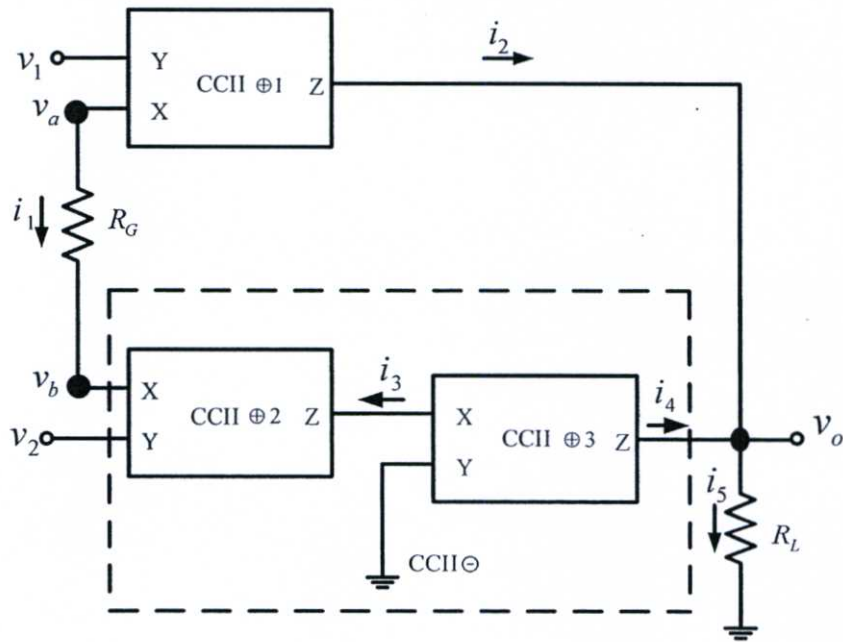
$$i_5 = 2 i_1 \quad (2.24)$$

แทนค่าจากสมการที่ (2.21) ลงใน (2.24) จะได้

$$i_5 = \frac{2(v_a - v_b)}{R_G} = \frac{2(v_1 - v_2)}{R_G}$$

ค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ที่ได้คือ

$$v_o = \frac{2R_L}{R_G} (v_1 - v_2) \quad (2.25)$$



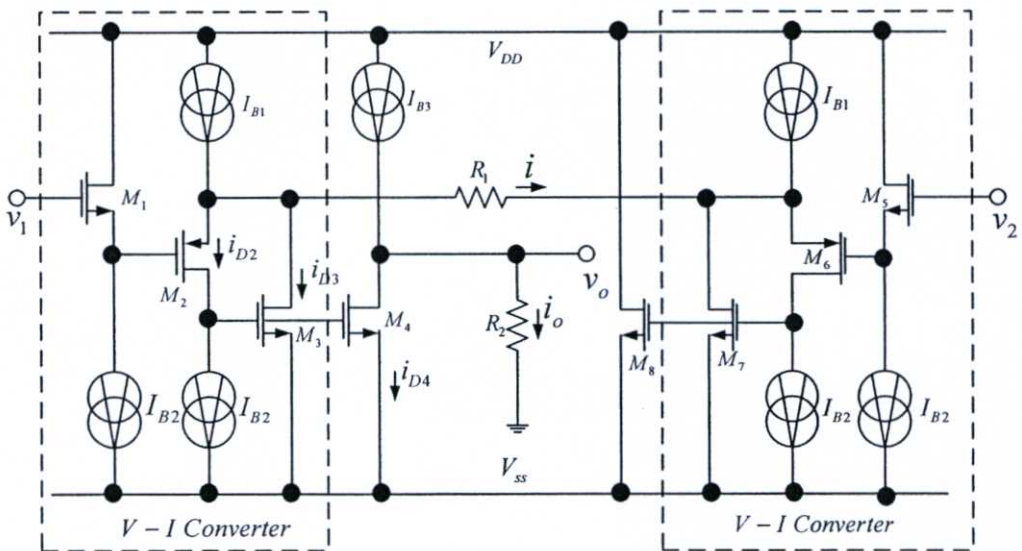
รูปที่ 2.8 วงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้วงจร CCII [18]

ข้อดีของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ในรูปที่ 2.8 นี้ คือ มีการทำงานในรูปแบบของกระแส มีช่วงการทำงานที่กว้าง มีอัตรา CMRR สูง แต่ข้อจำกัดของวงจรนี้ คือ คุณสมบัติที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติและความสมพงษ์ของวงจร CCII จะส่งผลถึงอัตรา CMRR ของวงจร

### 2.3.2 วงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้ CMOS

CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) เป็นวงจร ที่ประกอบไปด้วย มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและพีในแผ่นวงจรรวมเดียวกัน ข้อดีของ CMOS คือ กินไฟน้อย มีขนาดเล็ก จึงทำให้ได้รับความนิยมในการนำไปผลิตเป็นวงจรรวมเป็นอย่างมาก ในปี 2003 Sukhum Luikitmongkol และคณะ [14] ได้มีการนำเสนอวงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้ เทคโนโลยี CMOS ทำงานในโหมดกระแส โดยใช้วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสสองวงจรต่อ ร่วมกับความต้านทาน สร้างเป็นวงจรขยายอินสตรูเมนต์ ดังรูปที่ 2.9 ข้อดีของวงจรขยาย อินสตรูเมนต์นี้ คือ มีวงจรขนาดเล็กและต้องการแหล่งจ่ายไฟขนาดเล็ก ทำให้สะดวกต่อการ นำไปใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ที่มีแหล่งจ่ายไฟขนาดเล็ก ข้อเสียของวงจรนี้คือความถูกต้องในการ ทำงานจะขึ้นอยู่กับความสมพงษ์ของมอสทรานซิสเตอร์และการกำหนดค่ากระแสไบแอส

$$I_{B1} = I_{B2}$$



รูปที่ 2.9 วงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้เทคโนโลยี CMOS [14]

เมื่อกำหนดให้  $I_{B3} = I_{B1} + I_{B2}$  ค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้  $i_o$  สามารถแสดงได้ว่า

$$i_o = i = \frac{v_1 - v_2}{R_1} \quad (2.26)$$

และค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_o = i_o R_2 = i R_2 = \frac{R_2}{R_1} (v_1 - v_2) \quad (2.27)$$

## 2.4 คุณสมบัติทั่วไปของวงจรมอนิเตอร์ [1]

การนำวงจรมอนิเตอร์ไปใช้งานโดยทั่วไปแล้ว ผู้ใช้งานควรคำนึงถึงคุณสมบัติในการทำงานต่าง ๆ ที่ทางผู้ผลิตได้กำกับมาในเอกสารประกอบการใช้งาน (Data sheet) เพื่อให้ผู้ใช้งานสามารถเลือกวงจรมอนิเตอร์ให้ตรงกับงานที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างถูกต้อง โดยคุณสมบัติที่สำคัญที่ควรคำนึงถึงเมื่อต้องการนำวงจรมอนิเตอร์ไปใช้งานมีดังต่อไปนี้

### 2.4.1 ข้อกำหนดทางสภาพแวดล้อม

ข้อกำหนดทางสภาพแวดล้อม (Specifications) จะแสดงอยู่ที่ด้านบนสุดของเอกสารประกอบการใช้งาน ซึ่งจะแสดงถึงความสามารถในการทำงานที่สภาวะแวดล้อมที่เหมาะสมของวงจรมอนิเตอร์ตัวนั้น ๆ การคลาดเคลื่อนจากสภาพแวดล้อมที่กำหนดอาจส่งผลให้วงจรมอนิเตอร์นั้นสามารถทำงานแย่งหรืออาจจะได้ดีขึ้น ยกตัวอย่างเช่น

วงจรมอนิเตอร์เบอร์ AD8221 ของบริษัท Analog Devices มีข้อกำหนด คือ  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $v_s = \pm 15\text{V}$  และ  $R_L = 10\text{k}\Omega$

วงจรมอนิเตอร์เบอร์ AD620 ของบริษัท Analog Devices มีข้อกำหนด คือ  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $v_s = \pm 15\text{V}$  และ  $R_L = 2\text{k}\Omega$

เมื่อ  $T_A$  คือ อุณหภูมิแวดล้อม (Ambient Temperature)

$v_s$  คือ แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง (Supply Voltage)

$R_L$  คือ ความต้านทานโหลด (Load Resistor)

### 2.4.2 ค่าความผิดพลาดของอัตราขยาย

ค่าความผิดพลาดของอัตราขยาย (Gain Error) สามารถเกิดได้จากค่าความผิดพลาดของตัวต้านทานภายในของอุปกรณ์ตัวนั้น ๆ ที่มีผลต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนไป ความผิดพลาดจากความต้านทานของโลหะของจุดเชื่อมต่อ และรอยต่อต่าง ๆ ของไอซี ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้รวมไปถึงสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นด้วย

ค่าความผิดพลาดของอัตราขยายโดยทั่วไปจะระบุให้ทราบว่าค่าอัตราขยายที่ได้จากการคำนวณเมื่อนำไปใช้งานจริงจะมีค่าความผิดพลาดมากที่สุดเป็นเท่าไร ยกตัวอย่างเช่น วงจรมอนิเตอร์

อินสตรูเมนต์เบอร์ AD8221 ของบริษัท Analog Devices มีค่าความผิดพลาดของอัตราขยายเป็น 0.03 เมื่ออัตราขยายเป็น 1 และวงจรขยายอินสตรูเมนต์เบอร์ AD620 ของบริษัท Analog Devices มีค่าความผิดพลาดของอัตราขยายเป็น 0.1 เมื่ออัตราขยายเป็น 1

### 2.4.3 ค่าแรงดันออฟเซต

ค่าแรงดันออฟเซต (Offset Voltage) ของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ควรจะมีค่าของแรงดันออฟเซตต่ำ เนื่องจากวงจรขยายอินสตรูเมนต์มีส่วนที่มีความเป็นอิสระซึ่งกันและกัน 2 ส่วนคือ ส่วนวงจรอินพุต และส่วนวงจรเอาต์พุตของวงจรขยาย โดยค่าของแรงดันออฟเซตของวงจรจะมีค่าเท่ากับผลรวมของออฟเซตที่เกิดขึ้นที่อินพุตรวมกับค่าออฟเซตที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุต ทั่วไปค่าออฟเซตของวงจรที่เกิดขึ้นมีสาเหตุเนื่องมาจากการนำไปใช้งานในสภาวะแวดล้อมที่อุณหภูมิมีค่าเปลี่ยนแปลง โดยทั่วไปวงจรขยายอินสตรูเมนต์จะมีส่วนที่ใช้ในการต่อตัวด้านทานภายนอกในการปรับค่าแรงดันออฟเซตที่เกิดขึ้น ยกตัวอย่างเช่น วงจรขยายอินสตรูเมนต์เบอร์ AD8221 ของบริษัท Analog Devices มีค่าของแรงดันออฟเซตประมาณ  $60 \mu\text{V}$  และวงจรขยายอินสตรูเมนต์เบอร์ AD620 ของบริษัท Analog Devices มีค่าของแรงดันออฟเซตประมาณ  $30 \mu\text{V}$

### 2.4.4 ค่าความไม่เป็นเชิงเส้น

โดยทั่วไปค่าความผิดพลาดต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นสามารถทำการปรับลดหรือทำการชดเชยได้ โดยการใช้การปรับแก้วงจรภายในได้ แต่ค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร (Non Linearity) ไม่สามารถทำการแก้ไขได้เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นนี้เกิดจากคุณสมบัติเฉพาะตัวของวงจรขยายอินสตรูเมนต์เบอร์นั้น ๆ ซึ่งค่าความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดขึ้นนี้มีผลกระทบทำให้ค่าเอาต์พุตผิดพลาดไป โดยทั่วไปค่าความไม่เป็นเชิงเส้นนี้จะอยู่ในรูปของค่าเอาต์พุตที่วัดได้จริงเทียบกับค่าเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณ เป็นไปตามสมการ

$$\text{NonLinearity} = \frac{\text{Actual Output} - \text{Calculate Output}}{\text{Rated Full Scale Output}} \quad (2.28)$$

เมื่อ *Actual Output* คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จริงจากการทดลอง

*Calculate Output* คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณ

*Rated Full Scale Output* คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุดที่จ่ายได้จริงของวงจร

ค่าของความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ทั่วไปมีค่าประมาณ 0.01% และประมาณ 0.001% สำหรับวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีคุณภาพสูง

#### 2.4.5 อัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วม

อัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วม หรือ อัตรา CMRR จะบ่งบอกถึงความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวน ซึ่งสามารถเขียนแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (2.29)$$

เมื่อ  $A_d$  เป็นอัตราขยายผลต่าง

$A_c$  เป็นอัตราขยายโหมคร่วม

ในบางครั้งอัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วม ยังนิยมแสดงในหน่วยของเดซิเบล (Decibel, dB) ซึ่งเขียนได้ว่า

$$\text{CMR} = 20 \log_{10} |\text{CMRR}| \quad (2.30)$$

เมื่อ CMR ย่อมาจากคำว่า Common-Mode Rejection หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า CMR ก็คือ อัตรา CMRR ในหน่วย dB นั่นเอง ยกตัวอย่างเช่น ค่า CMRR มีค่า 10,000 จะได้ค่า CMR มีค่า 80 dB และเมื่อค่าอัตราขยายของวงจรเพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า CMR เพิ่มขึ้นด้วย

#### 2.4.6 อัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วมในกระแสสลับ

อัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วม (AC Common-Mode Rejection) จะบอกถึงความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวน โดยทั่วไปจะมีค่าตั้งแต่ 60 dB จนถึง 120 dB โดยทั่วไปจะมีค่ามากตลอดย่านความถี่ที่สามารถใช้งานได้และมีความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มาจากไฟฟ้าที่ใช้งานตามบ้าน

#### 2.4.7 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์

โดยปกติแล้วค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ไม่ว่าจะเป็นขาขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting) และไม่มีกรกลับเฟส (Non-inverting) สำหรับวงจรขยายอินสตรูเมนต์ทั่วไปจะมีค่าสูงมาก ประมาณ  $10^9 - 10^{12} \Omega$

#### 2.4.8 ค่าแบนด์วิดท์

ค่าแบนด์วิดท์ (Adequate Bandwidth) จะบอกถึงช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตที่วงจรขยายอินสตรูเมนต์สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องเที่ยงตรง คุณสมบัติทั่วไปของวงจรขยาย

อินสตรูเมนต์นั้นควรจะมียกเว้นของทางความถี่ที่กว้างเพื่อให้วงจรมีความสามารถนำไปใช้ในการขยายสัญญาณที่วัดได้ในย่านความถี่ที่กว้าง ยกตัวอย่างเช่น วงจรขยายอินสตรูเมนต์มีอัตราขยายเป็น 1 มีช่วงการทำงานตั้งแต่ 500 kHz ถึง 4 MHz หมายความว่าวงจรที่ออกแบบมีค่าแบนด์วิดท์คือประมาณ 3.5 MHz

#### 2.4.9 ค่ากระแสของแหล่งจ่ายไฟ

ค่ากระแสของแหล่งจ่ายไฟ (Quiescent Supply Current) เป็นค่าที่บ่งบอกถึงความต้องการของกระแสไฟฟ้าและแรงดันในขณะที่วงจรขยายอินสตรูเมนต์ทำงาน ทำให้สามารถเลือกวงจรขยายอินสตรูเมนต์ให้เหมาะสมต่อการใช้งานได้อย่างเหมาะสม เช่น การนำไปใช้สร้างอุปกรณ์พกพาจำเป็นต้องใช้วงจรที่มีความต้องการไฟฟ้าต่ำ ยกตัวอย่างเช่น วงจรขยายอินสตรูเมนต์เบอร์ AD8221 ของบริษัท Analog Devices มีความต้องการกระแสไฟฟ้า 30  $\mu\text{A}$  ที่ 5V จะใช้กำลังไฟฟ้า 0.3 mW วงจรขยายอินสตรูเมนต์เบอร์ INA113 ของบริษัท Burr-Brown มีความต้องการกำลังไฟฟ้าประมาณ 135 mW

#### 2.4.10 ค่ากระแสอินพุตไบแอสและออฟเซต

ค่ากระแสอินพุตไบแอสและกระแสออฟเซต (Input Bias and Offset Currents) เป็นค่าความแตกต่างระหว่างกระแสไบแอสที่ขาอินพุตทั้งสอง จะก่อให้เกิดค่าออฟเซตผิดพลาด (Offset Error) เมื่อความต้านทานของแหล่งจ่ายกระแสให้กับสองอินพุตมีค่าไม่เท่ากัน

#### 2.4.11 ช่วงการทำงานทางแรงดัน

ช่วงการทำงานทางแรงดัน (Operating Voltage Range) ของวงจรขยายอินสตรูเมนต์จะบอกถึงความสามารถในการทำงานของวงจรขยายอินสตรูเมนต์วงจรนั้น ๆ การเลือกใช้วงจรจึงควรพิจารณาให้มีช่วงการทำงานของแรงดันสอดคล้องกับแหล่งจ่ายไฟของระบบรวม เพื่อเป็นการลดแหล่งจ่ายไฟของระบบ ยกตัวอย่างเช่น วงจรขยายอินสตรูเมนต์เบอร์ AD8221 ของบริษัท Analog Devices มีช่วงการทำงานทางแรงดัน  $\pm 2.3\text{ V}$  ถึง  $\pm 18\text{ V}$

### 2.5 จุดเด่นของวงจรขยายอินสตรูเมนต์เมื่อเทียบกับวงจรขยายความแตกต่าง

จากข้างต้นจะพบว่าวงจรขยายอินสตรูเมนต์นั้น ก็คือวงจรขยายความแตกต่างชนิดหนึ่งที่มีคุณสมบัติเฉพาะตัวบางประการที่แตกต่างจากวงจรขยายความแตกต่าง ได้แก่

#### 2.5.1 ค่าอัตรา CMRR มีค่าสูงทั้งการใช้นิยามกระแสตรงและกระแสสลับ

ค่า CMRR มีค่าสูงทั้งการใช้นิยามกระแสตรงและกระแสสลับ ค่าน้อยที่สุดของค่า CMRR ควรจะมีค่าสูงกว่าช่วงของความถี่สัญญาณอินพุตที่ต้องการจะกำจัด รวมไปถึงมีค่า CMRR ที่สูง

เมื่อเทียบกับความถี่จากไฟฟ้าที่ใช้งานทั่วไปตามบ้านรวมและสามารถกำจัดค่าฮาร์โมนิกอันดับที่สอง ( $2^{nd}$  Harmonic) ได้

### 2.5.2 ค่าแรงดันออฟเซตและค่าออฟเซตคริปต์

วงจรรขยายอินสตรูเมนต์ต้องมีแรงดันออฟเซตต่ำ เนื่องจากวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ประกอบไปด้วยสองส่วนที่เป็นอิสระต่อกัน คือ ส่วนอินพุตและส่วนขยายเอาต์พุต ผลรวมของเอาต์พุตออฟเซตจะมีค่าเท่ากับค่าอินพุตออฟเซต รวมกับค่าออฟเซตที่ภาคขยายเอาต์พุต (ภายในวงจรรขยายอินสตรูเมนต์) ยกตัวอย่างเช่น ค่าอินพุตออฟเซตและค่าเอาต์พุตออฟเซตคริปต์มีค่า  $1 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$  และ  $10 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$  ตามลำดับ ค่าเอาต์พุตออฟเซตจะมีค่า  $11 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$  ค่าออฟเซตแรงดันเริ่มต้น (Initial Offset Voltage) สามารถปรับปรุงได้โดยการปรับแต่งจากภายนอก แต่ค่าออฟเซตคริปต์นั้นไม่สามารถแก้ไขได้ เพราะฉะนั้นวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีค่าออฟเซตคริปต์ต่ำ จะทำให้ความผิดพลาดรวมของวงจรถดน้อยลง

### 2.5.3 ค่าความต้านทานอินพุตสูง

ความต้านทานอินพุตของขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting) และไม่มีการกลับเฟส (Non-inverting) มีความจำเป็นต้องมีค่าสูงและมีความสัมพันธ์กันระหว่างขาทั้งสอง ซึ่งการที่ความต้านทานด้านอินพุต ต้องมีค่าสูงนั้น เพื่อหลีกเลี่ยงการลดทอนของสัญญาณที่ป้อนเข้าทางด้านอินพุต โดยปกติค่าความต้านทานอินพุตของวงจรรขยายอินสตรูเมนต์โดยทั่วไปจะมีค่าสูงมาก ประมาณ  $10^9 - 10^{12} \Omega$  แต่มีบางวงจรถูกยกเว้น เช่น วงจรรขยายอินสตรูเมนต์เบอร์ AD629 มีค่าความต้านทานอินพุตต่ำ แต่สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการค่า CMR สูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

### 2.5.4 ค่ากระแสไบแอสและกระแสออฟเซตต่ำ

ค่ากระแสไบแอสและกระแสออฟเซตต่ำ (Low Input Bias and Offset Current Error) วงจรรขยายอินสตรูเมนต์บางวงจรถูกใช้เทคโนโลยี FET หรือ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งต้องการกระแสไบแอสต่ำมาก ๆ คือประมาณ  $1\text{nA}-50\text{nA}$  สำหรับวงจรรขยายอินสตรูเมนต์แบบไบโพลาร์ และ  $1\text{pA}-50\text{pA}$  ที่อุณหภูมิห้องสำหรับวงจรรขยายอินสตรูเมนต์แบบ FET ซึ่งมีผลทำให้ค่าออฟเซตที่ผิดพลาดมีค่าน้อยตามด้วย

### 2.5.5 สัญญาณรบกวนต่ำ

เนื่องจากวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ต้องใช้งานร่วมกับแรงดันอินพุตที่มีค่าน้อยมาก ๆ ดังนั้นวงจรรขยายอินสตรูเมนต์จึงต้องมีคุณสมบัติในการทำงานที่ทนต่อสัญญาณรบกวน โดย

ไม่ให้สัญญาณรบกวนแทรกเข้ามาในสัญญาณอินพุตได้ ค่าสัญญาณรบกวนอินพุตจะมีค่าต่ำมาก ๆ ประมาณ  $10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  ที่  $1\text{kHz}$  และอัตราขยายมีค่ามากกว่า 100

### 2.5.6 ความไม่เป็นเชิงเส้นต่ำ

ความไม่เป็นเชิงเส้นปกติกจะแสดงอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ของค่าตามอุดมคติ โดยปกติค่าความผิดพลาดของความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายอินสตรูเมนต์จะมีค่าประมาณ 0.01 สำหรับวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีคุณภาพสูงอาจจะมีค่าความไม่เป็นเชิงเส้นต่ำถึงประมาณ 0.0001%

### 2.5.7 ความสะดวกในการปรับอัตราขยาย

ส่วนใหญ่วงจรรขยายอินสตรูเมนต์ที่มีจำหน่ายในท้องตลาดในรูปแบบของไอซีสามารถปรับค่าอัตราขยายได้โดยการปรับค่าความต้านทานภายนอก ซึ่งจะส่งผลต่อความถูกต้องของวงจรรขยายและค่าอัตราขยายที่ผิดพลาดจากอุณหภูมิ นั่นคือวงจรรขยายอินสตรูเมนต์จะมีความสะดวกในการปรับอัตราขยาย (Simple Gain Selection)

### 2.5.8 ค่าแบนด์วิดท์

ค่าแบนด์วิดท์ (Adequate Bandwidth) จะบอกถึงช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตที่วงจรรขยายอินสตรูเมนต์สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องเที่ยงตรง คุณสมบัติทั่วไปของวงจรรขยายอินสตรูเมนต์นั้นควรจะมีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้างเพื่อให้วงจรมีความสามารถนำไปใช้ในการขยายสัญญาณที่วัดได้ในย่านความถี่ที่กว้าง ยกตัวอย่างเช่น วงจรรขยายอินสตรูเมนต์มีอัตราขยายเป็น 1 มีช่วงการทำงานตั้งแต่ 500 kHz ถึง 4 MHz หมายความว่าวงจรรขยายที่ออกแบบมีค่าแบนด์วิดท์คือประมาณ 3.5 MHz

## 2.6 การประยุกต์ใช้งานวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ [1]-[9]

### 2.6.1 การประยุกต์ใช้ในงานวัดค่าทางกายภาพ

ในการประยุกต์ใช้ในงานวัดค่าทางกายภาพ (Transducer Interface Applications) วงจรรขยายอินสตรูเมนต์ถูกใช้เป็นภาคขยายเริ่มต้น (Preamplifiers) ในการประยุกต์ใช้งานร่วมกับการตรวจวัดทางกายภาพมาเป็นเวลานานแล้ว อุปกรณ์วัดทางกายภาพที่มีคุณภาพสูงจะมีคุณสมบัติเชิงเส้นของเอาต์พุตสูง แต่สำหรับอุปกรณ์ที่ด้อยคุณภาพกว่า และเมื่อมีความต้านทานของเอาต์พุตที่สูง จะต้องมีวงจรตามแรงดันหรือวงจรมัฟเฟอร์ (Buffer) การประยุกต์ใช้งานวัดค่าทางกายภาพสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของอุปกรณ์ตรวจวัดทางกายภาพ

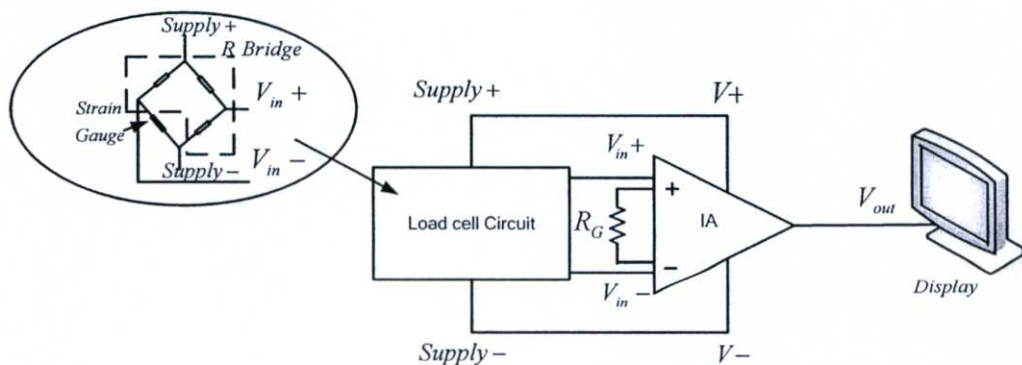
Transducer Type	Type of Output	Output Z	Recommended ADI In-Amp/Diff Amp
Thermistor	Resistance changes With temperature (-TC), 4% / °C @ +25°C, High nonlinear output, Single-supply	50 Ω to 1MΩ @ +25 °C	AD620,AD621,AD623, AD627,AD629,AD8221, AD8225
Thermocouple	Low source Z, 10 μV/ °C to 100μV/ °C, mV output level @+25 °C single-supply	20 Ω to 20k Ω (10 Ω typ)	AD620,AD621,AD623, AD627,AD8221,AD8222, AD8230
Resistance Temperature Detector (RTD) (In Bridge Circuit)	Low source Z With temperature (+TC), 0.1%/ °C to 0.66%/ °C, Single-or dual-supply	20 Ω to 20k Ω @ 0 °C	AD620,AD621,AD623, AD627,AD8221,AD8225, AD8230,AD8250,AD8251, AD8555,AD8556
Level Sensors Thermal Types Float Types	Thermistor output (low), Variable resistance, Output of mV to several volts, single-supply	500 Ω to 2k Ω 100 Ω to 2k Ω	AD626,AD628,AD629, AD8225,AD8553
Load Cell (Strain Gage Bridge) (Weight measurement)	Variable resistance, 2mV/V of excitation, 0.1% typical full-scale change, single-or dual- supply	120 Ω to 1k Ω	AD620,AD621,AD8221, AD8222,AD8225,AD8230, AD8555,AD8556
Current Sense (Shunt)	Low value resistor output, High common-mode voltage	A few ohms (or less)	AD626,AS628,AD629, AD8201,AD8205

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของอุปกรณ์ตรวจวัดทางกายภาพ (ต่อ)

EKG Monitors (Single-supply Bridge Configuration)	Low level differential, Output voltage, 5mV output typical, Single – or dual-supply	500k $\Omega$	AD620,AD621,AD623, AD627,AD8220,AD8221, AD8222,AD8225,AD8553
Photodiode Sensor	Current increases With light intensity, 1 pA to 1 $\mu$ A $I_{output}$ , Single-supply	10 <sup>9</sup> $\Omega$	AD620,AD621,AD622, AD623,AD627,AD8220, AD8221,AD8222,AD8555
Hall Effect Magnetic	5mV/kg to 120 mV/kg	1 $\Omega$ to 1k $\Omega$	AD620,AD621,AD622, AD623,AD627,AD8221, AD8222,AD8230,AD8250

### 2.6.2 ระบบดาค้าแอกควิซิชัน

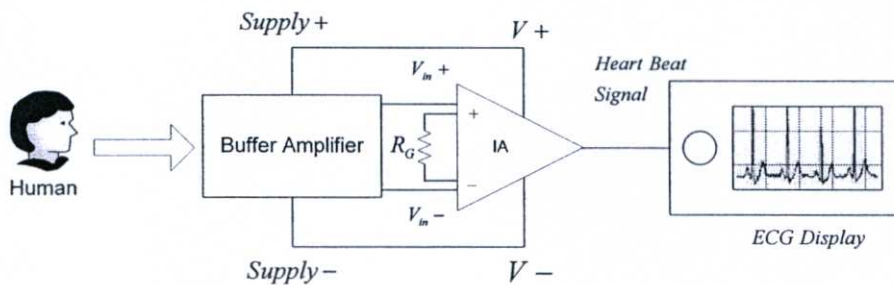
ระบบดาค้าแอกควิซิชัน (Data Acquisition) เป็นระบบการเก็บรวบรวมข้อมูลวิเคราะห์ข้อมูลจริงในการวิจัยทางวิทยาศาสตร์ ซึ่งเป็นงานทดสอบเชิงคุณภาพและประสิทธิภาพผ่านทางคอมพิวเตอร์ โดยส่วนมากจะนำไปใช้เกี่ยวกับงานการตรวจวัดสัญญาณทางกายภาพ เช่น อุณหภูมิ ความดัน ซึ่งสัญญาณที่ได้จะมีขนาดเล็กมาก และมีสัญญาณรบกวนสูง ดังนั้นการใช้งานจะนำไปต่อใช้งานร่วมกับวงจรบริดจ์ในการขยายสัญญาณ ยกตัวอย่างเช่น การวัดแรงดันและน้ำหนักโดยใช้โหลดเซลล์ (Load Cells) หรือการวัดอุณหภูมิโดยใช้ RTDs ดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การใช้วงจรขยายอินสตรูเมนต์ในการขยายสัญญาณผลต่างแรงดันจากเซนเซอร์ที่ต่อเป็นส่วนหนึ่งของวงจรบริดจ์

### 2.6.3 การประยุกต์ใช้ในงานทางการแพทย์

ในการประยุกต์ใช้ในงานทางการแพทย์ (Medical Instrumentation Applications) มีการใช้งานอย่างแพร่หลาย เพื่อใช้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรสร้างเครื่องมือทางการแพทย์ โดยใช้วัดข้อมูลต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นจากกระบวนการทางชีวภาพของสิ่งมีชีวิต โดยปกติแล้วสัญญาณที่ได้จะมีค่าน้อยมาก ประมาณ 5mV และมีสัญญาณรบกวนจากไฟฟ้าตามบ้านทั่วไปสูง จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีเครื่องมือในการตรวจวัดและแยกสัญญาณออกจากสัญญาณรบกวนแล้วปรับแต่งสัญญาณให้เหมาะสมต่อการนำไปใช้ ยกตัวอย่างเช่น ใช้งาน EKG หรือ ECG (Electro Cardiogram) Monitors เพื่อใช้ในการตรวจวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ การตรวจวัดระดับความดันเลือดภายในร่างกาย หรืองานทางด้านการศึกษาสภาพและสมรรถนะของกล้ามเนื้อ



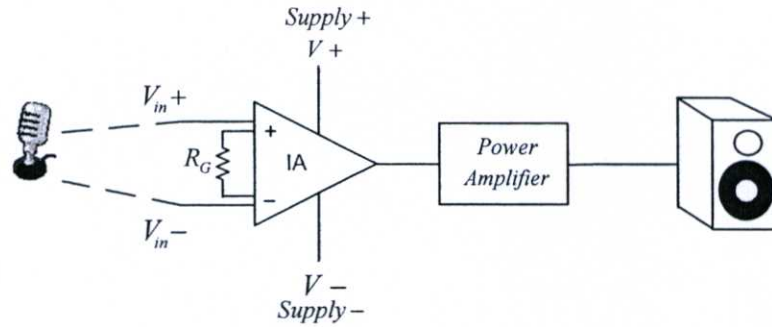
รูปที่ 2.11 การนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานในระบบการตรวจวัดสัญญาณ ECG

### 2.6.4 การประยุกต์ใช้งานที่เกี่ยวข้องกับเสียง

ในการประยุกต์ใช้งานที่เกี่ยวข้องกับเสียง (Audio Application) เป็นการนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์มาใช้งานเพื่อทำการแยกสัญญาณรบกวนที่มาจากสิ่งแวดล้อมและสัญญาณที่เกิดจากกราวด์ลูป (Ground Loop) ส่วนมากจะพบอยู่ในเครื่องเสียงที่มีราคาสูง ๆ ยกตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานเช่น ใช้เป็นภาคขยายเริ่มต้นของไมโครโฟน หรือใช้เป็นภาครับของลำโพงดังแสดงในรูปที่ 2.12 เป็นต้น ซึ่งสามารถแสดงคุณสมบัติได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่ประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับเสียง

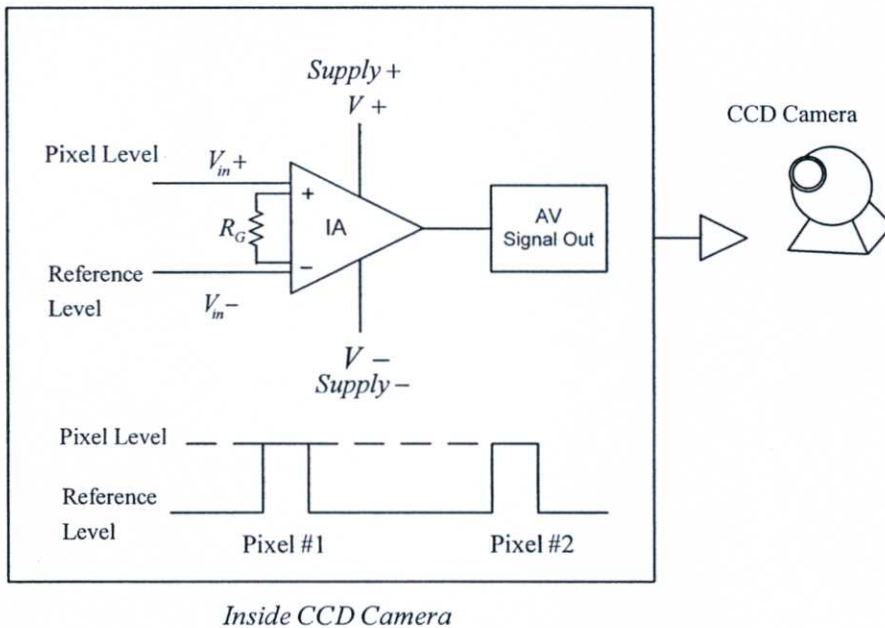
Description	BW	CMR (DC)	Supply	Features
Diff line receiver	3 MHz	100 dB	$\pm 18V$	High CMR, audio subtractor
Diff line receiver	7 MHz (G = 0.5)	90 dB	$\pm 6V$ to $\pm 18V$	Low distortion, audio subtractor
Audio preamp	2 MHz (G = 1)	74 dB	$\pm 5V$ to $\pm 18V$	Low noise, low distortion, audio IA



รูปที่ 2.12 การนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานเป็นภาคขยายเบื้องต้นของไมโครโฟน

### 2.6.5 การประยุกต์ใช้ในงานที่มีความต้องการการประมวลผลสัญญาณความเร็วสูง

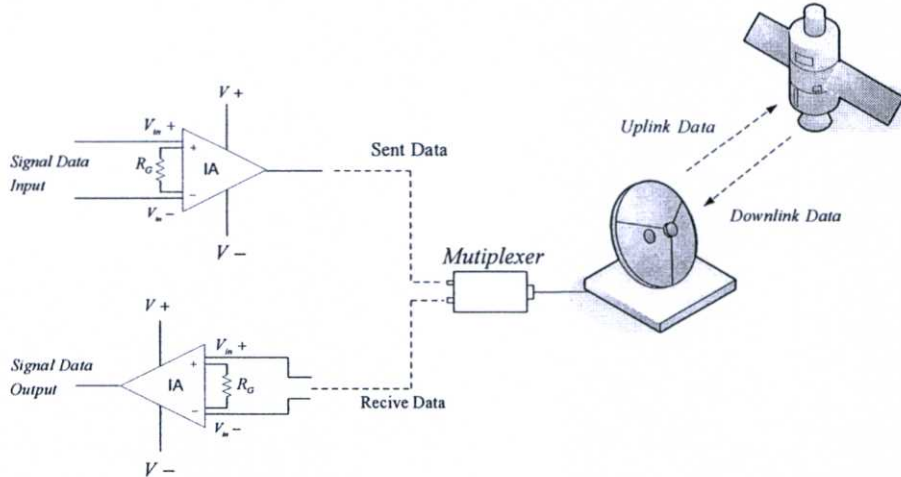
เนื่องจากในปัจจุบันงานทางด้านระบบภาพมีความต้องการในการใช้งานเกี่ยวกับการประมวลผลความเร็วสูง (High - Speed Signal Conditioning) รวมทั้งต้องการความถูกต้องสูง เช่นในงาน CCD Imaging เพื่อนำมาทำเป็นกล้อง CCD ดังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานร่วมกับกล้อง CCD

## 2.6.6 การประยุกต์ใช้ในงานด้านการสื่อสาร

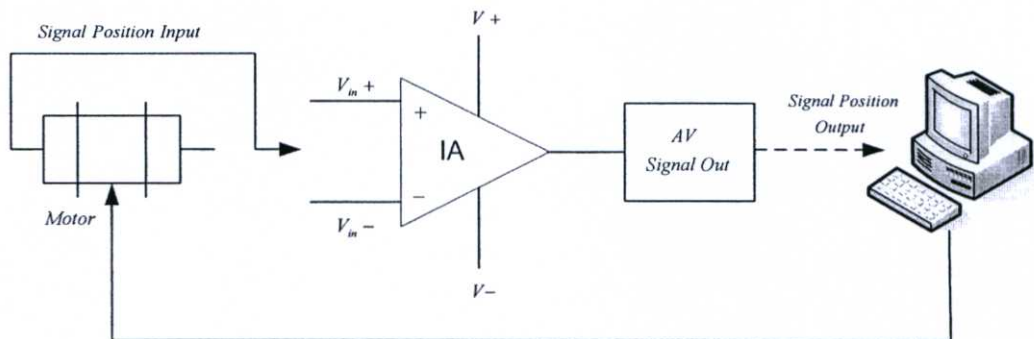
การประยุกต์ใช้ในงานด้านการสื่อสาร (Radio Frequency Application) เช่นในงานสื่อสารผ่านดาวเทียมนั้น ได้มีการนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานในภาครับ - ส่ง สัญญาณแก่สถานีรับภาคพื้นสนาม ดังแสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 การนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานขยายสัญญาณที่สถานีภาคพื้นสนาม

## 2.6.7 การประยุกต์ใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

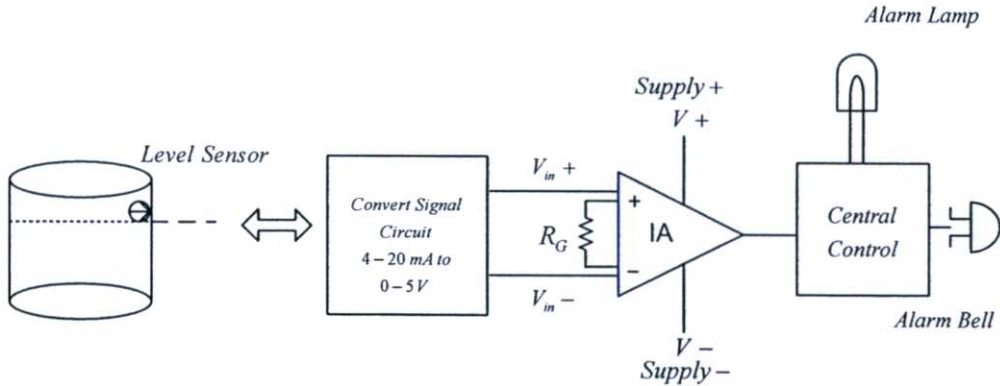
ในการประยุกต์ใช้ในงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic Application) นั้นได้มีการนำวงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์มาใช้ในการตรวจวัดสถานะของมอเตอร์ เช่น ตรวจวัดความเร็วของมอเตอร์หรือแรงบิดของมอเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.15 เป็นต้น โดยค่าที่วัดได้จากมอเตอร์กระแสสลับ 3 เฟส (3-phase AC Motor) จะอยู่ในรูปความสัมพันธ์ของแรงดัน กระแส และเฟส



รูปที่ 2.15 การนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานตรวจวัดสถานะของมอเตอร์

### 2.6.8 การประยุกต์ใช้ในงานการตรวจจับและควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์

โดยทั่วไปในการประยุกต์ใช้ในงานการตรวจจับและควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์ (Monitoring and Control Electronics) จะนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์ไปใช้ร่วมกับงานวัดทางกายภาพแล้วนำข้อมูลที่ได้อุปรับให้เหมาะสมต่อการนำไปใช้งานต่อไปเช่น การสร้างสัญญาณควบคุมต่าง ๆ หรืออาจใช้เป็นสัญญาณเตือนในระบบควบคุมต่าง ๆ



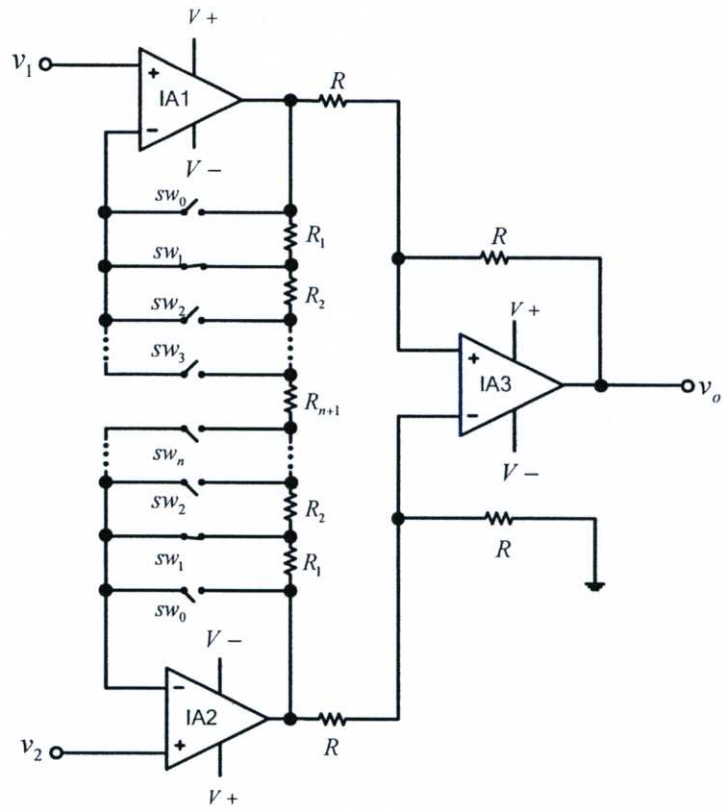
รูปที่ 2.16 การนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานตรวจวัดระดับน้ำ

### 2.6.9 การประยุกต์ใช้งานด้านซอฟต์แวร์และการโปรแกรม

สำหรับการประยุกต์ใช้วงจรขยายอินสตรูเมนต์ในงานด้านซอฟต์แวร์และการโปรแกรม (Software - Programmable Applications) จะถูกนำไปใช้งานในไมโครชิปสำหรับโปรแกรมซอฟต์แวร์ (Software-programmable Resistor Chip) เพื่อใช้ในการควบคุมฮาร์ดแวร์ในระบบ ดังแสดงในรูปที่ 2.17

## 2.7 บทสรุป

วงจขยายอินสตรูเมนต์ที่ดีควรมีคุณสมบัติที่สำคัญในการขยายสัญญาณระดับต่ำได้ดี ซึ่งเป็นผลมาจากอัตรา CMRR มีค่าสูงตลอดย่านความถี่ที่ต่องการใช้งาน และมีอัตราขยายผลต่างสูง ทำให้เหมาะสมต่องานที่มีขนาดของสัญญาณอินพุตในระดับ mV หรือ  $\mu V$



รูปที่ 2.17 การนำวงจรขยายอินสตรูเมนต์ใช้งานด้านซอฟต์แวร์และโปรแกรม

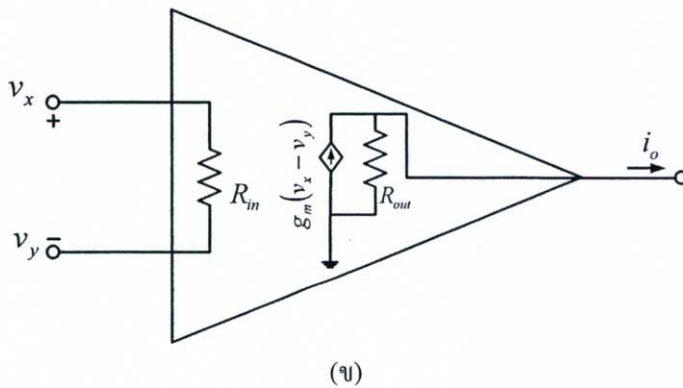
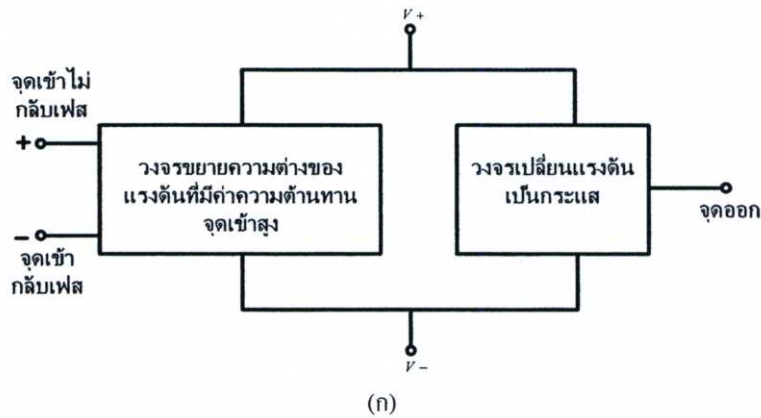
### บทที่ 3

## หลักการทํางานของโอทีเอ

### 3.1 บทนำ

โอทีเอหรือวงจรรขยายความนำเป็นวงจรสำเร็จรูปที่ได้มีการผลิตออกมาจำหน่ายในท้องตลาดในรูปแบบของวงจรรวมหรือไอซี เช่น LM13600, LM13700 , CA3080 และ CA3280 เป็นต้น ดังนั้นจึงสามารถหาซื้อได้โดยง่ายและมีราคาที่ไม่สูงมากนัก โดยโอทีเอจะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันอินพุตให้เป็นกระแสเอาต์พุต ซึ่งมีการทํางานในลักษณะแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Current Source : VCCS) สำหรับคุณสมบัติทั่วไปของโอทีเอจะมีความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตสูง อีกทั้งยังสามารถที่จะควบคุมค่าความนำ (Transconductance Gain :  $g_m$ ) ได้ด้วยกระแสไบแอสควบคุมจากภายนอก

### 3.2 หลักการเบื้องต้นของโอทีเอ [2]-[3],[16]

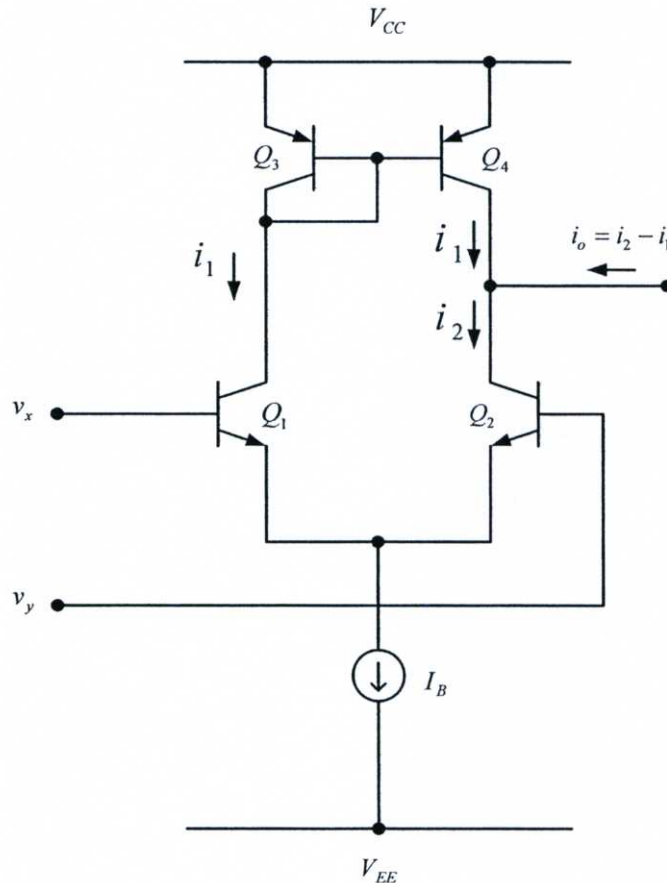


รูปที่ 3.1 (ก) โครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ

(ข) วงจรสมมูลของโอทีเอทางอุดมคติ

ในรูปที่ 3.1(ก) แสดงโครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ เนื่องจากอินพุตของโอทีเอมีโครงสร้างเป็นวงจรถายความแตกต่าง ถ้าสัญญาณความแตกต่างที่อินพุตของวงจรมีค่าน้อยกว่า 50 mV จะได้วงจรมุมของโอทีเอ ดังรูปที่ 3.1 (ข) [16]

โครงสร้างภายในของโอทีเอจะประกอบด้วยวงจรถายความ แสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัวและแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 1 ตัว ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เป็นวงจรถายความต่าง ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันเป็นกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  เป็นวงจรถะท้อนกระแส (Current Mirror) ซึ่งมีค่าอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยมีกระแส  $I_B$  เป็นกระแสไบแอสให้กับวงจร เมื่อป้อนแรงดันเข้ามาที่  $v_{in} = v_x - v_y$  จะทำให้เกิดกระแส  $i_1$  และ  $i_2$  ขึ้นที่  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ การทำงานวงจรถะท้อนกระแสแบบลบของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  กระแส  $i_1$  จะถูกสะท้อนดังนั้น  $i_4 = i_1$  เพื่อไปหักลบออกจากค่ากระแส  $i_2$  ที่เกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ซึ่งจะได้กระแสเอาต์พุตเป็นกระแส  $i_o$  ที่มีค่าเท่ากับ  $i_2 - i_1$



รูปที่ 3.2 โครงสร้างภายในของโอทีเอในส่วนของวงจรถายความต่าง [16]

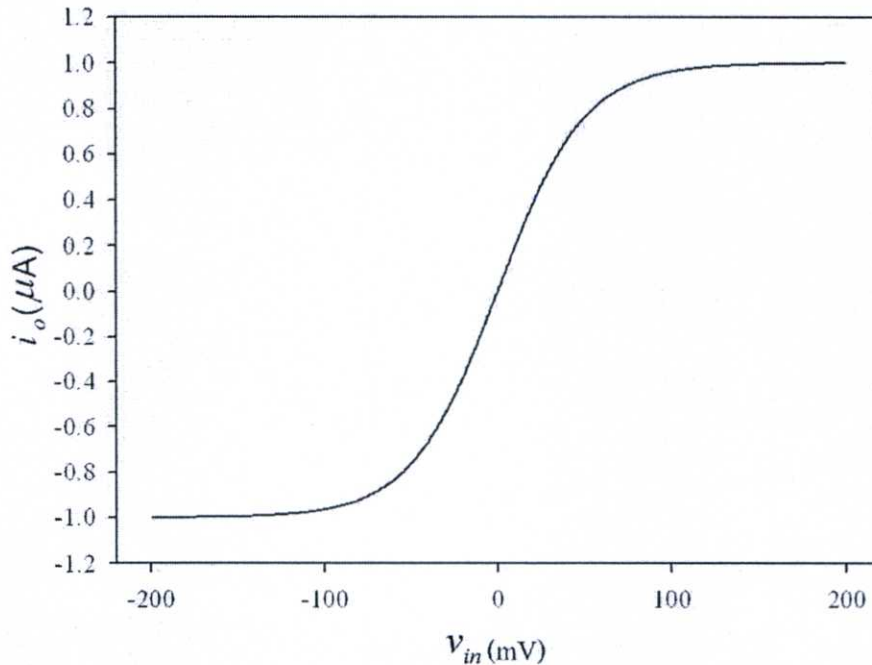
ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส  $i_o$  กับผลต่าง  $v_x - v_y$  หรือแรงดันอินพุต  $v_{in}$  ของวงจรขยายความต่างในรูปที่ 3.2 ดังนี้

$$i_o = I_B \tanh\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) \quad (3.1)$$

เมื่อ

$$v_{in} = v_x - v_y \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.1) สามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต  $i_o$  กับค่าแรงดันอินพุต  $v_{in}$  ได้ดังรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่าค่าความนำของวงจรจะมีความสัมพันธ์อยู่ในลักษณะของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลาแทนเจนต์ (Hyperbolic - tangent) โดยช่วงเชิงเส้นจะอยู่ในช่วงแคบ ๆ แล้วจากนั้นจะเข้าสู่ช่วงอิ่มตัว



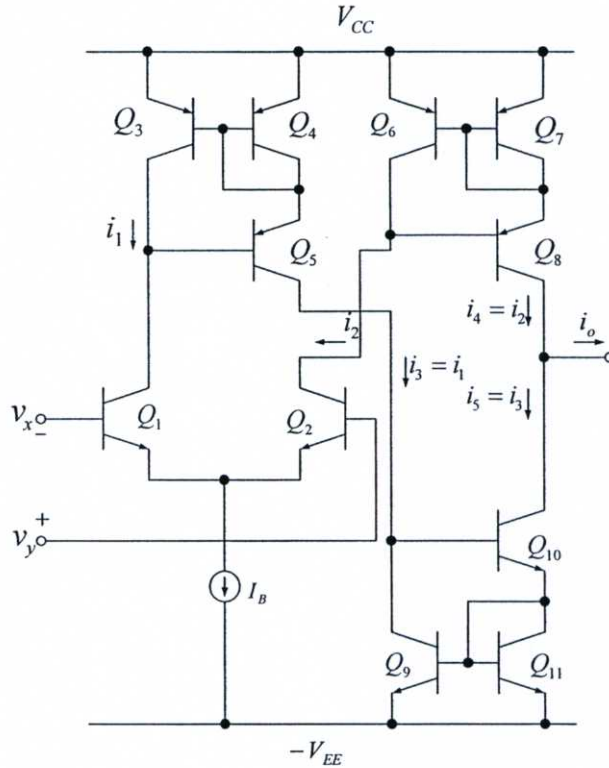
รูปที่ 3.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับผลต่างแรงดันอินพุต

จากสมการที่ (3.1) สามารถแสดงค่าความนำ  $g_m$  ได้ดังนี้

$$g_m = \left. \frac{di_o}{dv_{in}} \right|_{v_{in}=0} \quad (3.3)$$

### 3.3 วงจรพื้นฐานและการทำงานของโอทีเอ

จากวงจรขยายความแตกต่างในรูปที่ 3.2 สามารถนำมาพัฒนาเป็นโอทีเอได้โดยนำมาต่อร่วมกับกับวงจรสะท้อนกระแส ดังแสดงในรูปที่ 3.4 [16] โดยโครงสร้างภายในของโอทีเอจะประกอบไปด้วยวงจรขยายความต่าง  $Q_1$  และ  $Q_2$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่มีอัตราการใช้กระแสต่ำกว่าหนึ่ง 3 วงจร ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_3 - Q_5$ ,  $Q_6 - Q_8$  และ  $Q_9 - Q_{11}$



รูปที่ 3.4 โครงสร้างภายในของโอทีเอ [16]

ในการวิเคราะห์ห้วงจรในรูป 3.4 จะกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ และค่าอัตราขยายกระแส ( $h_{fe}$ ) มีค่าสูงมาก ๆ หรือค่า  $\beta \gg 1$  เพื่อให้กระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก ๆ เมื่อเทียบกับกระแสคอลเลกเตอร์ เมื่อป้อนสัญญาณขนาดเล็กที่จุดเข้าอินพุต  $v_x$  เท่ากับที่จุดเข้าอินพุต  $v_y$  หรือ  $v_x - v_y = 0$  กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_1$  หรือกระแส  $i_1$  จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_2$  หรือกระแส  $i_2$  ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $I_B / 2$  ในขณะที่เดียวกันวงจรสะท้อนกระแส  $Q_3 - Q_5$  และ  $Q_6 - Q_8$  จะทำการสำเนากระแส ทำให้กระแส  $i_3$  เท่ากับกระแส  $i_1$  ( $i_3 = i_1$ ) และกระแส  $i_4$  เท่ากับกระแส  $i_2$

( $i_4 = i_1$ ) ตามลำดับ และในทำนองเดียวกันวงจรสะท้อนกระแส  $Q_9 - Q_{11}$  จะทำให้กระแส  $i_5$  เท่ากับกระแส  $i_3$  ( $i_5 = i_3$ ) ดังนั้นในกรณีที่  $v_x - v_y = 0$  จะได้ค่ากระแสเอาต์พุต  $i_o$  ดังนี้

$$i_o = i_4 - i_5 = i_2 - i_1 = 0 \quad (3.4)$$

ในกรณีที่ป้อนสัญญาณขนาดเล็กเข้าที่ขาอินพุต  $v_y$  มากกว่าที่ขาอินพุต  $v_x$  หรือ  $v_y > v_x$  สัญญาณนี้จะบังคับให้กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ไม่เท่ากันเพราะเนื่องจากค่ากระแสคอลเลคเตอร์ ( $I_C$ ) และค่าแรงดันระหว่างขาเบสและขาอีมิเตอร์ ( $V_{BE}$ ) มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$I_C = I_S \exp \frac{qV_{BE}}{kT} \quad (3.5)$$

เมื่อ  $I_S$  คือ ค่ากระแสนอนกลับอิมิตัว

$k$  คือ ค่าคงที่ของโบลซ์มาน (Boltzman constant) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K

$q$  คือ ค่าประจุอิเล็กตรอน ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $1.6 \times 10^{-19}$  คูลอมป์

$T$  คือ ค่าอุณหภูมิในหน่วยขององศาเคลวิน (K)

โดยที่  $kT/q$  มีค่าเทียบเท่าเป็นค่าแรงดันที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งมักเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $V_T$  มีค่าประมาณ 26 mV ที่ 300 K (อุณหภูมิห้อง 27 °C) ดังนั้นในกรณีที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีพื้นที่รอยต่อเบส-อีมิเตอร์เท่ากัน จะได้ว่ากระแสนอนกลับอิมิตัว  $I_S$  มีค่าเท่ากัน ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าผลต่างของแรงดัน  $v_x$  และ  $v_y$  กับค่ากระแสคอลเลคเตอร์ ดังนี้

$$(v_y - v_x) = \left( \frac{kT}{q} \right) \ln \left( \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) \quad (3.6)$$

เมื่อ  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  คือ กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  (หรือกระแส  $i_1$  และ  $i_2$ ) ตามลำดับ ถ้าค่าผลต่างของแรงดัน  $v_x$  และ  $v_y$  มีค่าเล็กน้อย ๆ ประมาณเป็นมิลลิโวลต์ (mV) จะได้ว่า  $I_{C1} \approx I_{C2} \approx I_B / 2$  หรืออัตราส่วน  $I_{C2} / I_{C1}$  จะมีค่าเข้าใกล้ 1 จากอนุกรมของเทเลอร์ (Taylor's series expansion) ซึ่งมีรูปแบบดังต่อไปนี้

$$f(x) = f(0) + f'(0)x + \frac{f''(0)}{2!}x^2 + \frac{f'''(0)}{3!}x^3 + \dots \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) ถ้ากำหนด  $f(x) = e^x$  จะได้ว่า

$$e^x = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \dots \quad (3.8)$$

ถ้ากำหนดให้

$$x = \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (3.9)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (3.9) ลงใน (3.8) จะได้ว่า

$$e^x = e^{\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \dots \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) ถ้าประมาณค่าของอนุกรมเทเลอร์เพียงแค่ 2 เทอมแรก จะได้ว่า

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \cong 1 + x \quad (3.11)$$

หรือ

$$x \cong \frac{I_{C2}}{I_{C1}} - 1 \cong \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} \quad (3.12)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (3.9) กับ (3.12) จะได้ว่า

$$x = \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \approx \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} \quad (3.13)$$

จากสมการที่ (3.6) และ (3.13) จะประมาณได้ว่า

$$(v_y - v_x) \cong \frac{kT}{qI_{C1}}(I_{C2} - I_{C1}) = \frac{kT}{qI_B/2}(I_{C2} - I_{C1}) \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.4) จะได้

$$(v_y - v_x) = \frac{2kT}{qI_B}(i_2 - i_1) = \frac{2kT}{qI_B}i_o \quad (3.15)$$

หรือ

$$i_o = \frac{I_B}{2 \left( \frac{kT}{q} \right)} (v_y - v_x) \quad (3.16)$$

หรือ

$$i_o = \frac{I_B}{2V_T} (v_y - v_x) \quad (3.17)$$

ได้กระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของโอทีเอมีค่า

$$i_o = g_m (v_y - v_x) \quad (3.18)$$

เมื่อ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (3.19)$$

โดยที่  $I_B$  คือ กระแสไบแอสของโอทีเอ $V_T$  คือ แรงดันที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์ (Thermal voltage)

จากสมการที่ (3.19) จะได้ว่าค่าความนำ  $g_m$  ของโอทีเอสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยค่ากระแสไบแอส  $I_B$  ซึ่งทำให้วงจรสามารถที่จะควบคุมค่าความนำ  $g_m$  ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และผลของแรงดันที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์จะมีผลต่อค่าความนำ  $g_m$  ของโอทีเอ โดยทั่วไป  $V_T = 26 \text{ mV}$  ที่อุณหภูมิ  $27^\circ\text{C}$

ดังนั้น สรุปได้ว่าโอทีเอสามารถปรับเปลี่ยนค่าความนำ  $g_m$  ได้ด้วยการรับค่ากระแสไบแอส  $I_B$  ถ้าสัญญาณที่อินพุตของโอทีเอมีค่าน้อยพอ ทำให้  $I_{C2}/I_{C1}$  จะมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง จะทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างผลต่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตของโอทีเอดังแสดงในสมการที่ (3.18) กล่าวคือ โอทีเอจะมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตเป็นเชิงเส้น

$$g_{out} = g_{o8} + g_{o10} = \frac{2I_4}{\beta V_A} + \frac{2I_5}{\beta V_A} \quad (3.21)$$

หรือ

$$g_{out} = \frac{2\left(\frac{I_B}{2}\right)}{\beta V_A} + \frac{2\left(\frac{I_B}{2}\right)}{\beta V_A} = \frac{I_B}{\beta V_A} + \frac{I_B}{\beta V_A} = \frac{2I_B}{\beta V_A} \quad (3.22)$$

เมื่อ  $V_A$  คือ ค่าแรงดันจุดเริ่ม (Early Voltage)

$\beta$  คือ อัตราขยายของทรานซิสเตอร์

จากสมการที่ (3.20) จะได้อัตราขยายแรงดันสูงสุดเท่าที่จะเป็นไปได้  $A_{V(\max)}$  เมื่อพิจารณาภายใต้เงื่อนไขวงจรเปิด และค่าความนำของโหลดที่ค่าเป็นศูนย์หรือความต้านทานของโหลดมีค่าเป็นอนันต์ จะได้ว่า

$$A_{V(\max)} = \frac{g_m}{g_o} \quad (3.23)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (3.22) ลงในสมการที่ (3.23) จะได้

$$A_{V(\max)} = \frac{\beta V_A g_m}{2I_B} \quad (3.24)$$

หรือแทนค่าของ  $g_m$  จากสมการที่ (3.3) ลงในสมการที่ (3.24) จะได้

$$A_{V(\max)} = \frac{\beta V_A}{4V_T} \quad (3.25)$$

ในการพิจารณาอัตราขยายแรงดันมีค่าสูงสุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และค่าของแรงดันจุดเริ่มของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และชนิด PNP ทุกตัวในวงจร  $V_A$  มีค่าเท่ากับ 100V (MIN) และอัตราขยายของทรานซิสเตอร์  $\beta$  มีค่าเท่ากับ 50V (MIN) [16] และแรงดันที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์  $V_T$  มีค่าเท่ากับ 26mV ซึ่งจะได้ค่าอัตราขยายแรงดันมีค่าสูงสุด  $A_{V(\max)}$  มีค่าเท่ากับ 50,000 หรือประมาณ 94 dB ซึ่งแสดงให้เห็นว่าโอทีเอเป็นวงจรที่มีอัตราขยายแรงดันแบบวงจรเปิดที่มีค่าสูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายแรงดันที่ถูกควบคุมด้วยแรงดันที่มีโครงสร้างเป็นออปแอมป์

### 3.4.2 การควบคุมค่าความนำของโอทีเอ

โอทีเอเป็นวงจรที่มีความไวต่อสัญญาณขนาดเล็่มาก ๆ และโอทีเอสามารถควบคุมค่าความนำ  $g_m$  ได้ด้วยกระแสไบแอสจากภายนอก  $I_B$  ในการนำโอทีเอไปใช้งานจำพวกไมโครเพาเวอร์ ค่าความนำ  $g_m$  สามารถกำหนดให้มีค่าได้ต่ำถึง  $1 \mu A$  [16] และจากคุณสมบัติของโอทีเอสามารถกำหนดค่าความนำ  $g_m$  ได้สูงถึง  $2mA$  ดังนั้นช่วงของการเปลี่ยนแปลงค่าความนำสามารถเปลี่ยนแปลงได้ถึง 4 เท่ากำลังของสิบ (Decade)

### 3.5 ตัวอย่างวงจรรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอในอดีต

ในปี 1999 W. Surakampontrorn และคณะ [20] ได้นำเสนอวงจรรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอทีเอ ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งประกอบด้วยโอทีเอ 3 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัว โดยโอทีเอ  $A_1$  และ  $A_2$  ทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส และโอทีเอ  $A_3$  เป็นวงจรรขยายความต่าง เมื่อกำหนดให้ค่ากระแสไบแอส  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3}$  ค่ากระแส  $i$  สามารถแสดงได้ดังนี้

$$i = \frac{g_{m1}R}{1 + g_{m1}R} \left( \frac{v_1 - v_2}{R} \right) \quad (3.26)$$

เมื่อกำหนดให้  $g_{m1}R \gg 1$  จะได้กระแส  $i$  มีค่าประมาณ

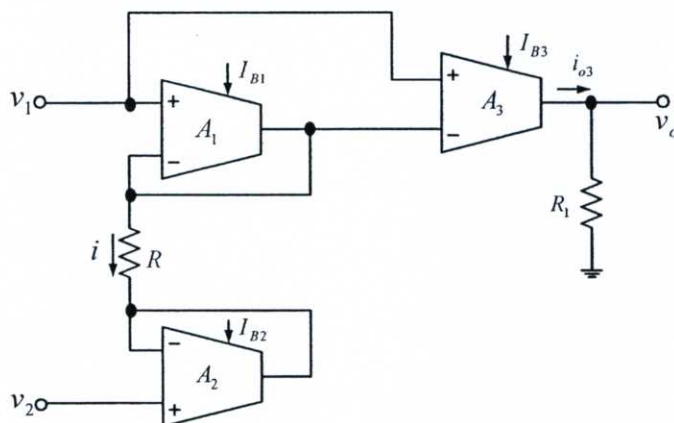
$$i = \left( \frac{v_1 - v_2}{R} \right) \quad (3.27)$$

เมื่อพิจารณาที่โอทีเอ  $A_3$  จะได้ค่ากระแสเอาต์พุต  $i_{o3}$  และแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ดังนี้

$$i_{o3} = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \left( \frac{v_1 - v_2}{R} \right) = \frac{I_{B3}}{I_{B1}} \left( \frac{v_1 - v_2}{R} \right) \quad (3.28)$$

$$v_o = R_1 i_{o3} = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \frac{R_1}{R} (v_1 - v_2) = \frac{I_{B3}}{I_{B1}} \frac{R_1}{R} (v_1 - v_2) \quad (3.29)$$

ข้อดีของวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ในรูปที่ 3.6 คือ มีการทำงานในรูปแบบของกระแส และสามารถปรับค่าอัตราขยายได้โดยการปรับค่ากระแสไบแอสจากภายนอกของโอทีเอ ทำให้สะดวกต่อการนำไปใช้งาน แต่ข้อจำกัดของวงจรมีค่าความผิดพลาดในการแปลงผลต่างแรงดัน  $v_1 - v_2$  เป็นค่ากระแส  $i$  จะมีผลกระทบต่ออัตราขยายของวงจร ซึ่งจะได้อธิบายในบทที่ 4 ต่อไป



รูปที่ 3.6 วงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอทีเอ [20]

### 3.6 บทสรุป

โอทีเอจะทำหน้าที่เปลี่ยนผลต่างแรงดันอินพุตให้เป็นกระแสที่เอาต์พุต หรือที่เรียกว่า “แหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน” และสามารถที่จะควบคุมค่าความนำ  $g_m$  ได้ด้วยกระแสไบแอสจากภายนอก  $I_B$  ดังนั้นกระแสเอาต์พุตของวงจร  $i_o$  จะแปรผันตรงกับกระแส  $I_B$  จากคุณสมบัติของโอทีเอดังกล่าวทำให้โอทีเอมีความเหมาะสมต่อการนำไปใช้งาน แต่อย่างไรก็ตามปัญหาที่ต้องระมัดระวังในการนำโอทีเอไปใช้งานในสภาวะที่มีการแปรปรวนของอุณหภูมิสูงคือ อิทธิพลของอุณหภูมิที่ติดอยู่ในเทอม  $V_T$  และข้อจำกัดในการใช้งานในช่วงเชิงเส้นของสัญญาณความแตกต่างที่อินพุตของโอทีเอจะต้องมีค่าน้อยกว่าประมาณ  $50 \text{ mV}$  ( $2V_T$ )

## บทที่ 4

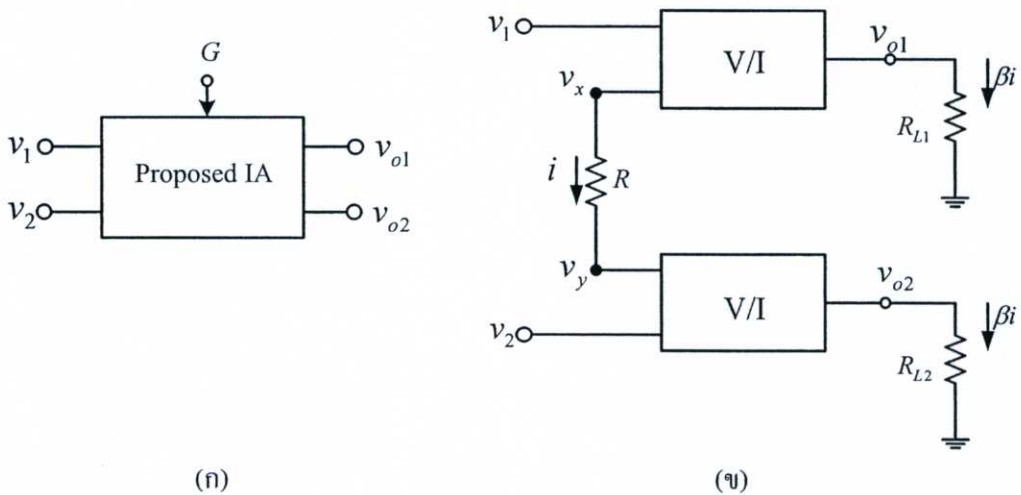
# วงจรมายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอ

### 4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรมายอินสตรูเมนต์โดยใช้โอทีเอทีที่มีหลักการทำงานคล้ายวงจรมายอินสตรูเมนต์ที่เสนอใน [20] ที่ใช้หลักการของวงจรมายแปลงแรงดันเป็นกระแสจำนวนสองวงจรมายร่วมกันเพื่อสร้างสัญญาณผลต่างของแรงดันอินพุต แต่การออกแบบวงจรมายอินสตรูเมนต์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการปรับปรุงให้วงจรมายมีการทำงานที่ถูกต้องมากยิ่งขึ้น โดยพัฒนาวงจรมายแปลงแรงดันเป็นกระแสให้มีความผิดพลาดในการสร้างกระแสลดลง นอกจากนั้นการปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจรมายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนค่ากระแสไบแอสของโอทีเอทีซึ่งเป็นวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายนี้จะไม่ผลต่อความถูกต้องในการทำงานของวงจรมายที่นำเสนอ

### 4.2 หลักการพื้นฐานของวงจรมายที่นำเสนอ

หลักการพื้นฐานของวงจรมายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอแบบสองเอาต์พุตจะประกอบด้วยวงจรมายแปลงแรงดันเป็นกระแส (V/I) สองวงจรมายร่วมกัน ทำให่วงจรมายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอมีโครงสร้างแบบสมดุล [13] ดังแสดงได้ในรูปที่ 4.1 เมื่อ  $G$  เป็นค่าอัตราขยายของวงจรมาย



รูปที่ 4.1 (ก) สัญลักษณ์ของวงจรมายอินสตรูเมนต์แบบ 2 เอาต์พุตที่นำเสนอ  
(ข) หลักการพื้นฐานของวงจรมายอินสตรูเมนต์โดยใช่วงจรมายแปลงแรงดันเป็นกระแสต่อร่วมกัน 2 วงจรมายที่มีโครงสร้างแบบสมดุล

จากหลักการพื้นฐานของวงจรถายอินสตรูเมนต์โดยใช้วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส (V/I) ต่อ  
 ร่วมกัน 2 วงจรที่มีโครงสร้างแบบสมมูลดังรูปที่ 4.1(ข) จะแปลงผลต่างของแรงดันอินพุต  $v_1 - v_2$   
 ให้เป็นค่ากระแส  $i$  ไหลผ่านตัวต้านทาน  $R$  ถ้าววงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส (V/I) นี้มีความ  
 ด้านทานอินพุตสูง ค่ากระแส  $i$  จะเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$i = \frac{v_x - v_y}{R} \approx \frac{v_1 - v_2}{R} \quad (4.1)$$

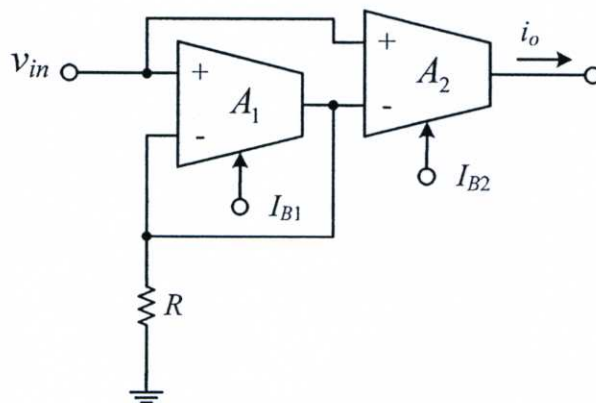
เมื่อกำหนดให้  $\beta$  คือ อัตราการแปลงแรงดันเป็นกระแส จะได้ค่าแรงดันที่เอาต์พุต  $v_{o1}$  และ  $v_{o2}$   
 ดังนี้

$$v_{o1} = \beta i R_{L1} = \beta \frac{R_{L1}}{R} (v_1 - v_2) = G_1 (v_1 - v_2) \quad (4.2)$$

$$v_{o2} = \beta i R_{L2} = \beta \frac{R_{L2}}{R} (v_2 - v_1) = G_2 (v_2 - v_1) \quad (4.3)$$

#### 4.2.1 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้อิโอบีแบบไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิ

อิโอบีเป็นอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟที่สามารถควบคุมอัตราขยายได้โดยการควบคุม  
 กระแสไบแอสจากภายนอก จากหลักการทำงานของอิโอบีแอกทีฟที่ได้อธิบายในบทที่ 3 จะเห็นได้ว่า  
 อิโอบีทำหน้าที่ขยายผลต่างของแรงดันอินพุตให้เป็นค่ากระแส และสามารถควบคุมค่าความนำ  
 ได้โดยการควบคุมค่ากระแสไบแอสจากภายนอก แต่อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ  
 แวดล้อม จะมีผลกระทบต่อค่าความนำของอิโอบีเนื่องจากเทอมของ  $V_T$  (Thermal Voltage) ในปี  
 1999 W. Surakamponorn และคณะ [20] จึงได้นำเสนอวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้อิโอบี  
 แบบไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิ ดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้อิโอบี  
 แบบไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิ [20]

ความสัมพันธ์ระหว่างค่าของกระแสเอาต์พุต  $i_o$  และค่าแรงดันอินพุต  $v_{in}$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$i_o = \left( \frac{g_{m2}}{g_{m1}R + 1} \right) v_{in} \quad (4.4)$$

เมื่อ  $g_{mj} = I_{Bj} / 2V_T$  คือ ค่าความนำของไอทีเอ  $A_j$  และ  $V_T$  คือค่าแรงดันที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์ (Thermal Voltage) มีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27°C จากสมการที่ (4.4) ถ้ากำหนดให้  $g_{m1}R \gg 1$  ค่ากระแสเอาต์พุต  $i_o$  จะสามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$i_o \cong \left( \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) \frac{v_{in}}{R} = \left( \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right) \frac{v_{in}}{R} = \beta_1 \left( \frac{v_{in}}{R} \right) \quad (4.5)$$

เมื่อ 
$$\beta_1 = \left( \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right) \quad (4.6)$$

จากสมการที่ (4.5) ค่ากระแส  $i_o$  จะมีความถูกต้องถ้าออกแบบให้  $g_{m1}R \gg 1$  เมื่อวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดในการแปลงแรงดัน  $v_{in}$  เป็นกระแส  $i_o$  ของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสในรูปที่ 4.2 ( $\varepsilon_a$ ) โดยกำหนดให้

$$i_o = \left( \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) (1 - \varepsilon_a) \frac{v_{in}}{R} = \left( \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right) (1 - \varepsilon_a) \frac{v_{in}}{R} \quad (4.7)$$

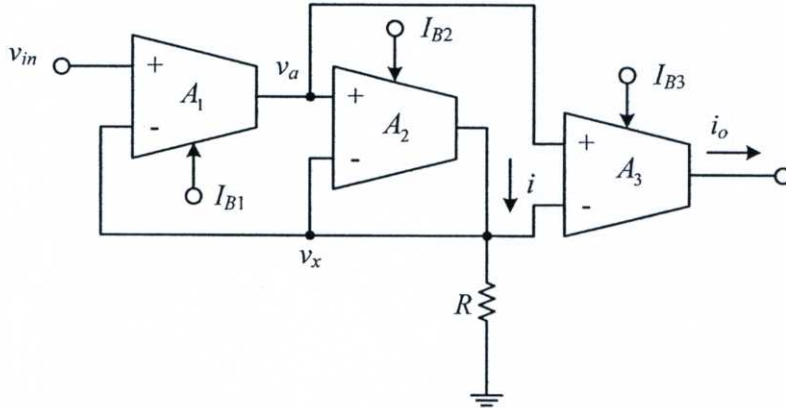
เมื่อเปรียบเทียบระหว่างสมการที่ (4.4) และ (4.5) จะได้ค่าความผิดพลาด  $\varepsilon_a$  คือ

$$\varepsilon_a = \frac{1}{g_{m1}R + 1} \quad (4.8)$$

จากสมการที่ (4.8) ถ้า  $g_{m1} = 0.0192 \text{ A/V}$  ( $I_B = 0.1 \text{ mA}$ ) และ  $R = 10 \text{ k}\Omega$  จะได้ค่าความผิดพลาดในการแปลงแรงดันเป็นกระแส  $\varepsilon_a$  มีขนาดประมาณ  $5.181 \times 10^{-3}$  ถ้าต้องการลดค่าความผิดพลาด  $\varepsilon_a$  ให้น้อยลง สามารถทำได้โดยการเพิ่มค่า  $R$  หรือค่า  $g_{m1}$  โดยการเพิ่มค่า  $I_{B1}$  แต่ในกรณีที่ทำกรเพิ่มค่า  $I_{B1}$  เพื่อลดค่าความผิดพลาด  $\varepsilon_a$  จะมีผลกระทบต่อค่าอัตราการแปลงแรงดันเป็นกระแส  $\beta$

#### 4.4.2 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแบบไม่มีผลกระทบบจากอณุมิชนิดปรับปรุง

เพื่อลดข้อจำกัดของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสรูปที่ 4.2 ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้พัฒนา  
วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอ 3 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทานดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแบบไม่มีผลกระทบบจากอณุมิชนิดปรับปรุง

การทำงานของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสดังรูปที่ 4.3 สามารถอธิบายได้ดังนี้ โอทีเอ  $A_1$  จะทำหน้าที่เป็นภาคขยายที่มีอัตราขยายสูง [21] โอทีเอ  $A_2$  และ  $A_3$  ทำหน้าที่แปลงแรงดันอินพุต  $v_{in}$  เป็นกระแสเอาต์พุต  $i_o$  เมื่อพิจารณาที่ โอทีเอ  $A_1$  และ  $A_2$  จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $v_x$  และ  $v_{in}$  คือ

$$v_x = \left( \frac{g_{m1}g_{m2}r_{in}R}{g_{m1}g_{m2}r_{in}R + 1} \right) v_{in} \quad (4.9)$$

เมื่อ  $r_{in}$  คือ ค่าความต้านทานสมมูลจากการต่อขนานระหว่างความต้านทานอินพุต (สัญญาณขนาดเล็ก) ของโอทีเอ  $A_2$  และ  $A_3$  เมื่อทำการออกแบบวงจรให้  $g_{m1}g_{m2}r_{in}R \gg 1$  ค่ากระแส  $i$  สามารถแสดงได้ดังนี้

$$i = \frac{v_x}{R} \cong \frac{v_{in}}{R} \quad (4.10)$$

เมื่อพิจารณาที่โอทีเอ  $A_2$  สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันอินพุต  $v_{in}$  และค่ากระแส  $i$  ได้ดังนี้

$$(v_a - v_x) = \frac{i}{g_{m2}} = \frac{v_{in}}{g_{m2}R} \quad (4.11)$$

ที่โหนดที่เอ  $A_3$  จะได้ 
$$i_o = g_{m3}(v_a - v_x) \quad (4.12)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (4.11) ลงใน (4.12) จะได้กระแส  $i_o$  คือ

$$i_o = \left(\frac{g_{m3}}{g_{m2}}\right) \frac{v_{in}}{R} = \left(\frac{I_{B3}}{I_{B2}}\right) \frac{v_{in}}{R} = \beta_2 \left(\frac{v_{in}}{R}\right) \quad (4.13)$$

เมื่อ 
$$\beta_2 = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.13) ค่ากระแส  $i_o$  จะมีความถูกต้องถ้ากำหนดให้  $g_{m1}g_{m2}r_{in}R \gg 1$  เมื่อคำนวณค่าความผิดพลาดในการแปลงแรงดัน  $v_{in}$  เป็นกระแส  $i_o$  ของวงจรดังรูปที่ 4.3 ( $\varepsilon_b$ ) โดยที่

$$i_o = \left(\frac{g_{m3}}{g_{m2}}\right)(1 - \varepsilon_b) \frac{v_{in}}{R} = \left(\frac{I_{B3}}{I_{B2}}\right)(1 - \varepsilon_b) \frac{v_{in}}{R} \quad (4.15)$$

โดยที่

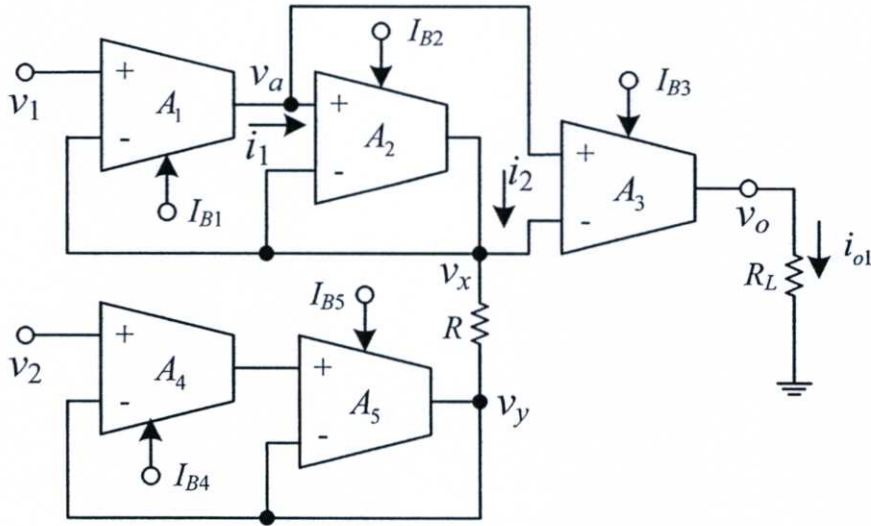
$$\varepsilon_b = \frac{1}{g_{m1}g_{m2}r_{in}R + 1} \quad (4.16)$$

ถ้ากำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = 0.0192 \text{ A/V}$  ( $I_B = 0.1 \text{ mA}$ ),  $r_{in} = 65 \text{ k}\Omega$  และ  $R = 10 \text{ k}\Omega$  จะได้ค่าความผิดพลาดในการแปลงแรงดันเป็นกระแส  $\varepsilon_b$  มีค่าประมาณ  $4.173 \times 10^{-4}$  และค่าความผิดพลาด  $\varepsilon_b$  จะมีค่าลดลงเมื่อค่า  $g_{m1}$  (หรือ  $I_{B1}$ ) มีค่าเพิ่มมากขึ้น โดยการเพิ่มค่า  $I_{B1}$  นั้นจะไม่ส่งผลกระทบต่อค่ากระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของวงจรในรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าค่าความผิดพลาดในการแปลงแรงดันเป็นกระแส  $\varepsilon_b$  ของวงจรในรูปที่ 4.3 มีค่าลดลงเมื่อเทียบกับค่าความผิดพลาดในการแปลงแรงดันเป็นกระแส  $\varepsilon_a$  ของวงจรในรูปที่ 4.2

#### 4.3 วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอ

ในรูปที่ 4.4 แสดงวงจรขยายอินสตรูเมนต์แบบเอาต์พุตเดี่ยวที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ โดยใช้วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแบบไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิชนิดปรับปรุงดังรูปที่ 4.3 โดยวงจรจะประกอบด้วยโหนดที่เอ 5 ตัว ต่อกับตัวต้านทาน 2 ตัว โดยที่ โหนดที่เอ  $A_1$  และ  $A_4$

ทำหน้าที่เป็นภาคขยายที่มีอัตราขยายสูง ส่วนโอทีเอ  $A_2$ ,  $A_3$  และ  $A_5$  ทำหน้าที่แปลงแรงดันอินพุตเป็นกระแสเอาต์พุต การทำงานของวงจรในรูปที่ 4.4 สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้



รูปที่ 4.4 วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอแบบเอาต์พุตเดียวในกรณีที่ต้องการขยายผลต่างแรงดัน  $v_1 - v_2$

เมื่อพิจารณาที่โอทีเอ  $A_1$  และ  $A_2$  จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $v_x$  และ  $v_a$  คือ

$$(v_a - v_x) = \frac{i_2}{g_{m2}} = \left( \frac{v_1 - v_2}{g_{m2}R} \right) \quad (4.17)$$

เมื่อพิจารณาที่โอทีเอ  $A_3$  จะเขียนความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต  $i_{o1}$  และผลต่างแรงดัน  $v_a - v_x$  ได้ว่า

$$i_{o1} = g_{m3}(v_a - v_x) \quad (4.18)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (4.17) ลงในสมการที่ (4.18) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต  $i_{o1}$  และค่าผลต่างแรงดัน  $v_1 - v_2$  ได้ดังนี้

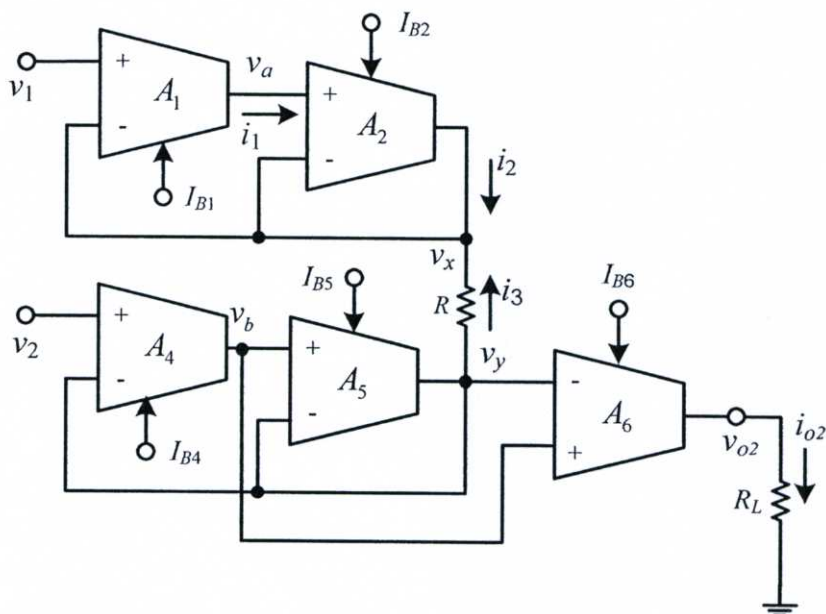
$$i_{o1} = \frac{g_{m3}}{g_{m2}} \left( \frac{v_1 - v_2}{R} \right) = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \left( \frac{v_1 - v_2}{R} \right) \quad (4.19)$$

เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตจะได้รับความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_{o1}$  กับผลต่างแรงดัน  $v_1 - v_2$  คือ

$$v_{o1} = R_L i_{o1} = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \frac{R_{L1}}{R} (v_1 - v_2) = G_1 (v_1 - v_2) \quad (4.20)$$

เมื่อ 
$$G_1 = \frac{I_{B3} R_{L1}}{I_{B2} R} \quad (4.21)$$

จากสมการที่ (4.20) และ (4.21) พบว่าค่าแรงดัน  $v_{o1}$  จะเป็นการขยายผลต่างแรงดันอินพุต  $v_1 - v_2$  และค่าอัตราขยาย  $G_1$  ของวงจรสามารถที่จะปรับเปลี่ยนได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบแอส  $I_{B2}$  หรือ  $I_{B3}$  ซึ่งเป็นวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยที่ไม่ส่งผลกระทบต่อความถูกต้องในการทำงานของวงจร ในกรณีที่ต้องการค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  เป็นการขยายผลต่างของแรงดัน  $v_2 - v_1$  สามารถปรับปรุงจากรูปที่ 4.4 ได้โดยการปลดโอทีเอ  $A_3$  ออกแล้วต่อโอทีเอ  $A_6$  แทนดังแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอแบบเอาต์พุตเดี่ยวในกรณีที่ต้องการขยายผลต่าง  $v_2 - v_1$

การทำงานของวงจรในรูปที่ 4.5 จะมีหลักการเหมือนกับรูปที่ 4.4 เมื่อพิจารณาที่ โอทีเอ  $A_4$  และ  $A_5$  จะได้รับความสัมพันธ์ระหว่าง  $v_y$  และ  $v_b$  ดังนี้

$$(v_b - v_y) = \frac{i_3}{g_{m5}} = \left( \frac{v_2 - v_1}{g_{m5} R} \right) \quad (4.22)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนดที่เอ  $A_6$  จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต  $i_{o2}$  และผลต่างแรงดัน  $v_b - v_y$  คือ

$$i_{o2} = g_{m6}(v_b - v_y) \quad (4.23)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (4.22) ลงในสมการที่ (4.23) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต  $i_{o2}$  และผลต่างแรงดัน  $v_2 - v_1$  ได้ดังนี้

$$i_{o2} = \frac{g_{m6}}{g_{m5}} \left( \frac{v_2 - v_1}{R} \right) = \frac{I_{B6}}{I_{B5}} \left( \frac{v_2 - v_1}{R} \right) \quad (4.24)$$

เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุต จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_{o2}$  กับผลต่างแรงดัน  $v_2 - v_1$  คือ

$$v_{o2} = R_L i_{o2} = \frac{I_{B6}}{I_{B5}} \frac{R_{L2}}{R} (v_2 - v_1) = G_2 (v_2 - v_1) \quad (4.25)$$

เมื่อ

$$G_2 = \frac{I_{B6} R_{L2}}{I_{B5} R} \quad (4.26)$$

จากสมการที่ (4.25) และ (4.26) พบว่าค่าแรงดัน  $v_{o2}$  จะเป็นการขยายผลต่างแรงดันอินพุต  $v_2 - v_1$  และค่าอัตราขยาย  $G_2$  ของวงจรสามารถที่จะปรับเปลี่ยนได้ง่ายด้วยการปรับค่ากระแสไบแอส  $I_{B2}$  หรือ  $I_{B3}$  ซึ่งเป็นวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

เมื่อรวมวงจรในรูปที่ 4.4 และวงจรในรูปที่ 4.5 เข้าด้วยกันจะได้วงจรขยายอินสตรูเมนต์แบบ 2 เอาต์พุต ดังแสดงในรูปที่ 4.6 โดยค่าแรงดันเอาต์พุต  $v_{o1}$  และ  $v_{o2}$  สามารถเขียนสรุปได้ดังนี้

$$v_{o1} = R_L i_{o1} = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \frac{R_L}{R} (v_1 - v_2) = G_1 (v_1 - v_2) \quad (4.27)$$

$$v_{o2} = R_L i_{o2} = \frac{I_{B6}}{I_{B5}} \frac{R_{L2}}{R} (v_2 - v_1) = G_2 (v_2 - v_1) \quad (4.28)$$

อัตราขยายสัญญาณโหมคร่วม ( $A_c$ ) [ภาคผนวก ก2]

$$A_c = \frac{v_{out}}{v_c} = g_{m3} \left[ \frac{R_{in2} R_{in3}}{R_{out2} (R_{in3} + R_{in2} R_{in3} g_{m2} + R_{in2})} \right] R_L \quad (4.36)$$

จะได้อัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วม (CMRR) มีค่า [ภาคผนวก ก3]

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{R_{out2} (R_{in2} + R_{in3} + R_{in2} R_{in3} g_{m2})}{g_{m2} R R_{in2} R_{in3}} \quad (4.37)$$

จากการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 [ภาคผนวก ก4] จะสามารถหาผลตอบสนองทางความถี่ในรูปของความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  และผลต่างของแรงดัน  $v_1 - v_2$  แสดงได้ดังนี้

$$\frac{v_{out}}{(v_1 - v_2)} = \left[ \frac{g_{m3}}{g_{m2} R} \right] \left[ \frac{\frac{R_{out3} R_L}{(R_L + R_{out3})}}{1 + \frac{s}{\frac{(R_L + R_{out3})}{R_{out3} R_L C_{out3}}}} \right] \quad (4.38)$$

จากสมการที่ (4.38) พบว่า โพล (pole) คือ

$$p = - \frac{(R_L + R_{out3})}{R_{out3} R_L C_{out3}} \quad (4.39)$$

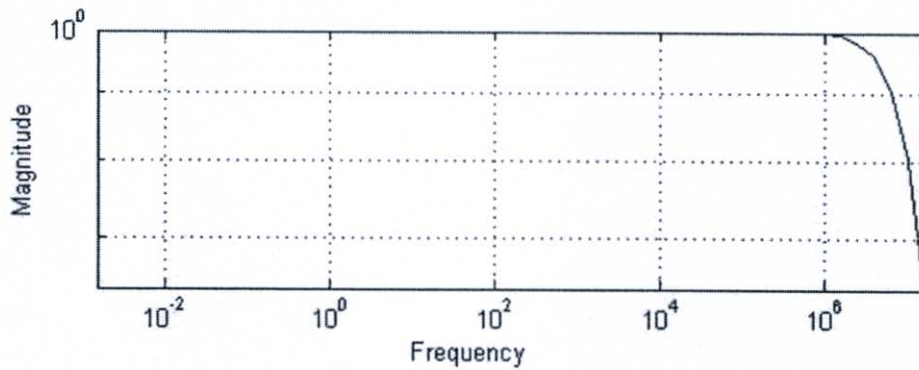
จากสมการที่ (4.39) จะได้ตำแหน่งของโพล คือ

$$f_p = \frac{(R_L + R_{out3})}{2\pi R_{out3} R_L C_{out3}} \quad (4.40)$$

เมื่อแทนค่าจาก Data sheet ของไอซีเบอร์ CA3280 ซึ่งมีค่า  $R_{in1} = R_{in2} = R_{in3} = 0.5 \text{ M}\Omega$ ,  $C_{in1} = C_{in2} = C_{in3} = 4.5 \text{ pF}$ ,  $R_{out1} = R_{out2} = R_{out3} = 63 \text{ M}\Omega$ ,  $C_{out1} = C_{out2} = C_{out3} = 7.5 \text{ pF}$  และ  $R = R_L = 10 \text{ k}\Omega$  จะได้ว่า

$$f_p = \frac{(10 \times 10^3 + 63 \times 10^6)}{2\pi (63 \times 10^6)(10 \times 10^3)(7.5 \times 10^{-12})} = 2.121 \text{ MHz} \quad (4.41)$$

ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 จะมีค่าประมาณ 2.121 MHz



รูปที่ 4.7 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ดังสมการที่ (4.41) ด้วยโปรแกรม MATLAB

ในรูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอที่วิเคราะห์ดังสมการที่ (4.41) ด้วยโปรแกรม MATLAB

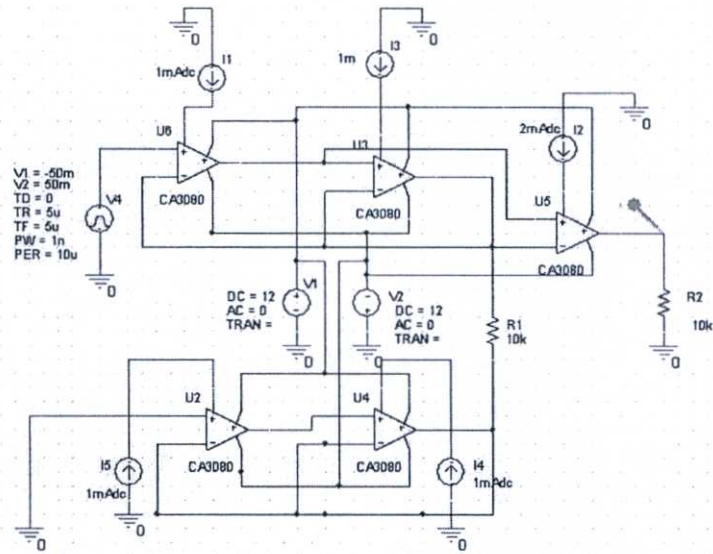
#### 4.5 ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่ได้ทำการออกแบบนั้นสามารถทำงานได้ตามหลักการที่นำเสนอ และวงจรมีคุณสมบัติเป็นไปตามการวิเคราะห์ทางทฤษฎี จะทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 โดยใช้โปรแกรม PSPICE ดังแสดงในรูปที่ 4.8

ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรถูกนำเสนอในรูปที่ 4.8 ได้ใช้โอทีเอเบอร์ CA3080 ซึ่งเป็นโอทีเอเดี่ยว โดยกำหนดค่ากระแสไบแอส  $I_{B1} = I_{B4} = I_{B5} = 1\text{mA}$  และค่า  $R = R_L = 10\text{ k}\Omega$  พร้อมทั้งกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดัน  $V_{DD}$  และ  $V_{SS}$  เท่ากับ  $+12\text{ V}$  และ  $-12\text{ V}$  ตามลำดับ โดยมีเงื่อนไขในการปรับค่าอัตราขยายโดยการเปลี่ยนค่า  $I_{B3}$  ดังแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 เงื่อนไขในการปรับค่าอัตราขยายโดยการเปลี่ยนค่า  $I_{B3} / I_{B2}$

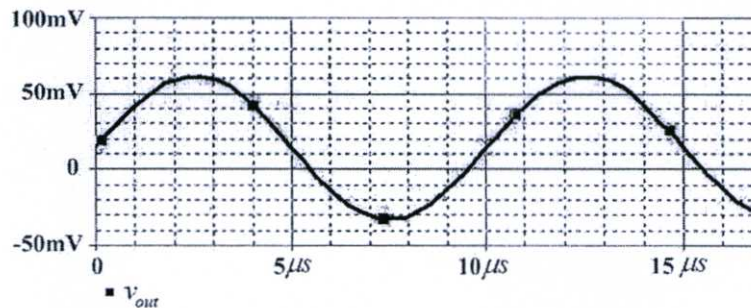
$I_{B3} / I_{B2}$	Gain
0.5	0.5
1	1
2	2 (6 dB)
3.162	3.162 (10 dB)
10	10 (20 dB)



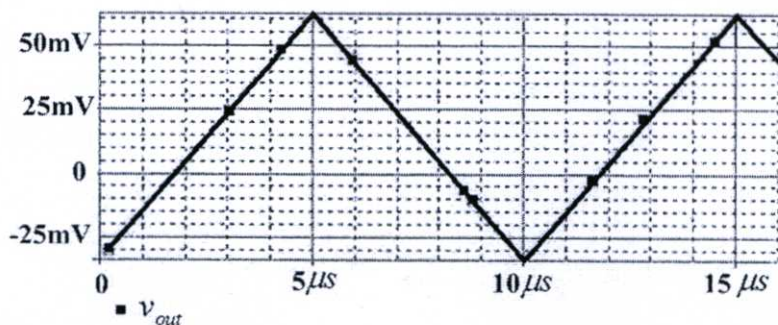
รูปที่ 4.8 วงจรที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

#### 4.5.1 ผลการเลียนแบบเมื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจร

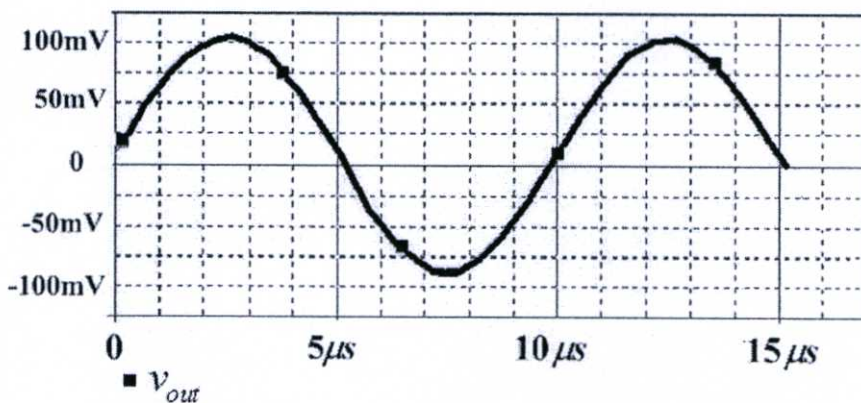
ในรูปที่ 4.9 ถึง 4.16 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE จากการทดลองเลียนแบบค่าอัตราขยายของวงจร โดยใช้วงจรดังรูปที่ 4.8 โดยกำหนดค่ากระแสไบแอส  $I_{B1} = I_{B4} = I_{B5} = 1\text{mA}$  และ  $R = R_L = 10\text{k}\Omega$  และป้อนสัญญาณรูปไซน์และรูปสามเหลี่ยมขนาด  $100\text{mV}_{pp}$  ความถี่  $100\text{kHz}$  ที่อินพุต  $v_1$  และอินพุต  $v_2$  ต่อดังกราวด์ ( $v_2 = 0$ ) ทำการทดลองในโหมด Time Domain (Transient) โดยปรับเปลี่ยนค่ากระแส  $I_{B3}$  และ  $I_{B2}$  เพื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจรดังตารางที่ 4.1



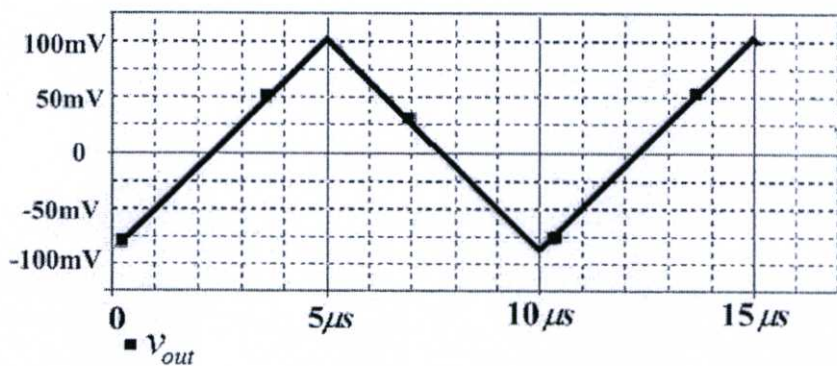
รูปที่ 4.9 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์ขนาด  $100\text{mV}$  โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 1 (0dB)



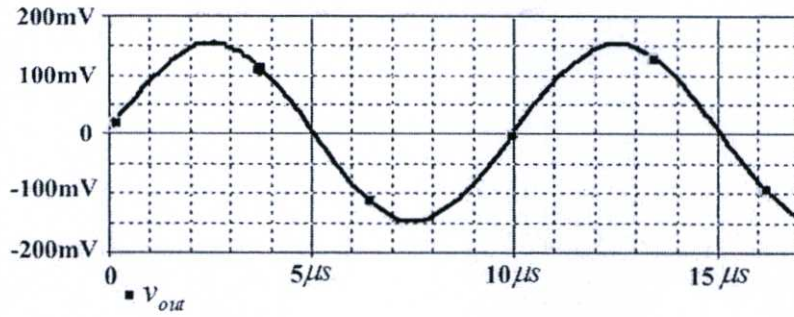
รูปที่ 4.10 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 1 (0dB)



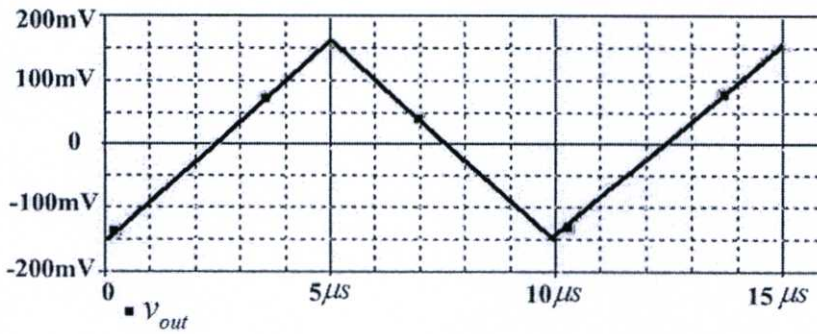
รูปที่ 4.11 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์ขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 2 (6dB)



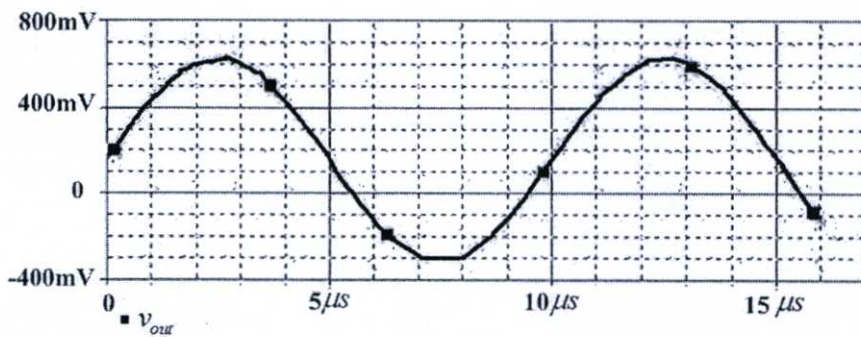
รูปที่ 4.12 ผลการเลียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 2 (6dB)



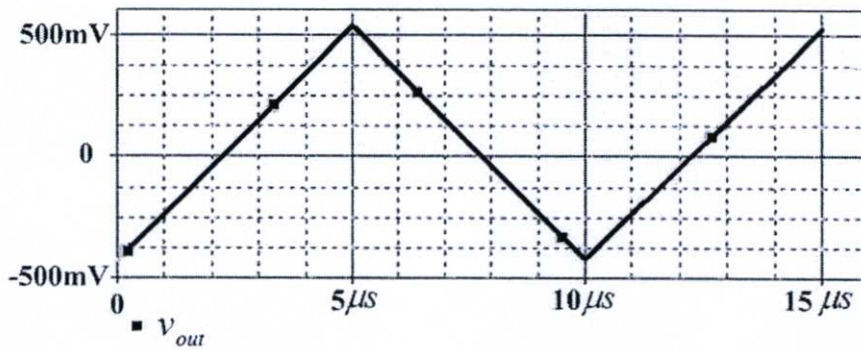
รูปที่ 4.13 ผลการเขียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์ขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 10dB



รูปที่ 4.14 ผลการเขียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 10dB



รูปที่ 4.15 ผลการเขียนแบบเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์ขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 20dB



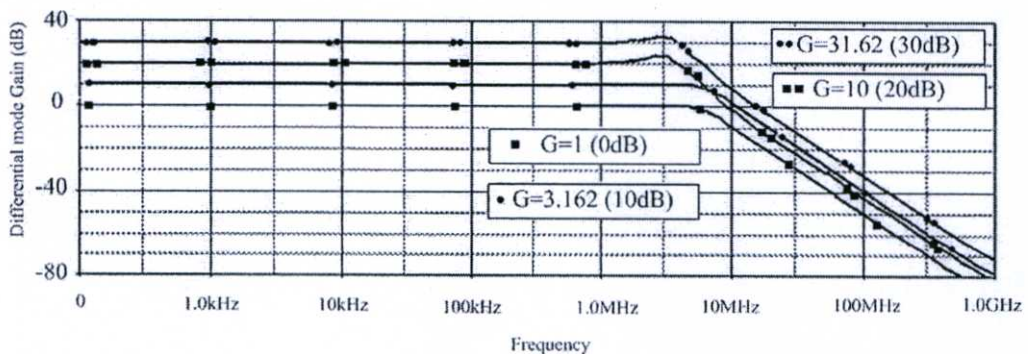
รูปที่ 4.16 ผลการเปลี่ยนแปลงเมื่อป้อนอินพุตรูปสามเหลี่ยมขนาด 100mV โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 20dB

#### 4.5.2 ผลการเปลี่ยนแปลงผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายผลต่าง

ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานในรูปที่ 4.17 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่เมื่อกำหนดค่าอัตราขยายผลต่างเท่ากับ 0dB , 10dB , 20dB, และ 30dB โดยกำหนดค่ากระแสไบแอส  $I_{B1} = I_{B4} = I_{B5} = 1\text{mA}$  และค่า  $R = R_L = 10\text{k}\Omega$  ป้อนสัญญาณอินพุต  $v_1$  และอินพุต  $v_2$  ต่อลงกราวด์ ( $v_2 = 0$ ) ทำการทดลองในโหมด AC Sweep/noise โดยการปรับเปลี่ยนค่ากระแส  $I_{B3}$  และ  $I_{B2}$  เพื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจรดังตารางที่ 4.1 จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร โดยค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่างของวงจรสามารถคำนวณได้จาก

$$A_d = 20 \log \left| \frac{v_{out}}{v_{in}} \right| \text{ dB} \quad (4.42)$$

จากรูปที่ 4.17 เมื่อพิจารณาค่าความถี่หักมุม (Corner Frequency) พบว่า ค่าความถี่หักมุมจะมีค่าประมาณ 5MHz, 4MHz, 2.5MHz, และ 1.7MHz สำหรับค่าอัตราขยายผลต่างเท่ากับ 0dB, 10dB, 20dB, และ 30dB ตามลำดับ

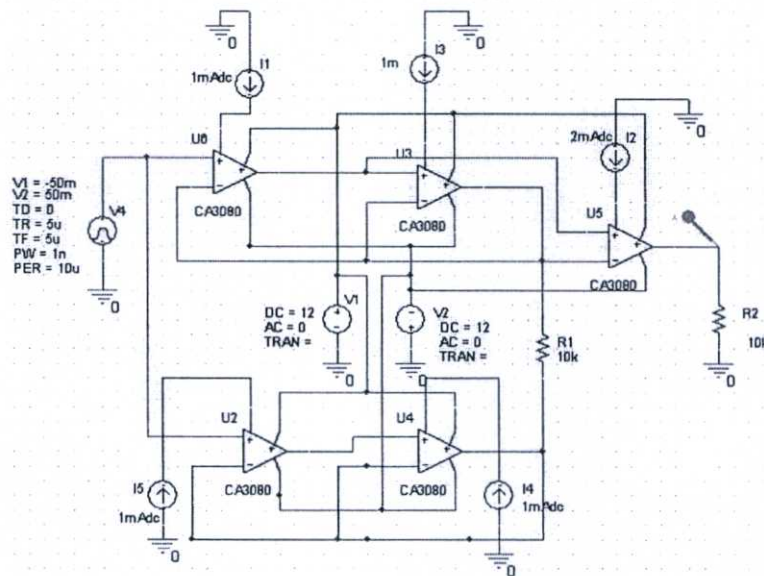


รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อกำหนดค่าอัตราขยายผลต่าง 0dB, 10dB, 20dB, และ 30dB

#### 4.5.3 ผลการเลียนแบบผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายโหมคร่วม

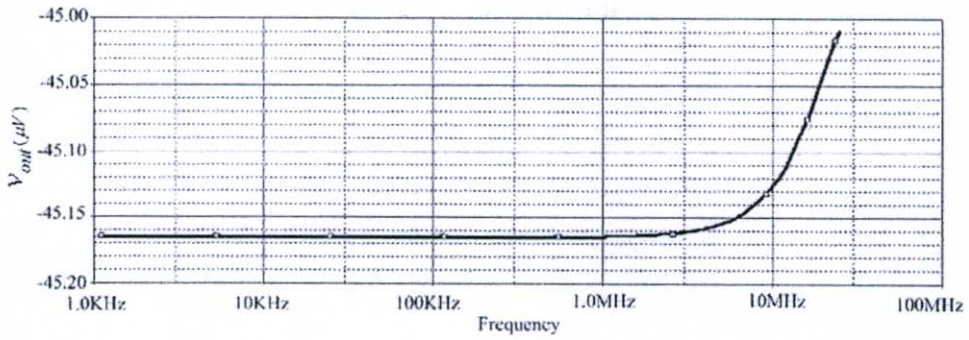
ในการทดลองเลียนแบบค่าอัตราขยายโหมคร่วมด้วยโปรแกรม PSPICE ได้ทำการทดลองโดยใช้วงจรดังรูปที่ 4.18 โดยกำหนดค่ากระแสไบแอส  $I_{B1} = I_{B4} = I_{B5} = 1\text{mA}$  และค่า  $R = R_L = 10\text{k}\Omega$  ป้อนสัญญาณอินพุต  $v_1$  เท่ากับอินพุต  $v_2$  ( $v_1 = v_2$ ) ทำการทดลองในโหมด AC Sweep/Noise โดยปรับเปลี่ยนค่ากระแส  $I_{B3}$  และ  $I_{B2}$  เพื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจรตารางที่ 4.1 โดยค่าอัตราขยายโหมคร่วมของวงจรสามารถคำนวณได้จาก

$$A_c = 20 \log \left| \frac{v_{out}}{v_{in}} \right| \text{ dB} \quad (4.43)$$

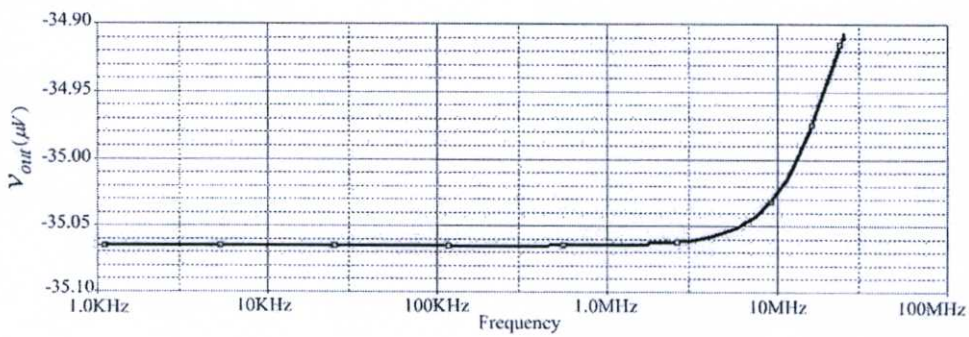


รูปที่ 4.18 วงจรที่ใช้ในการเลียนแบบค่าอัตราขยายโหมคร่วมด้วยโปรแกรม PSPICE

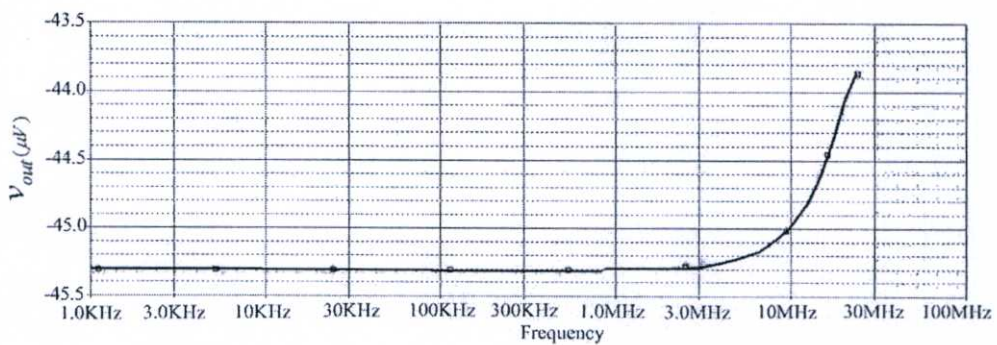
จากรูปที่ 4.19 - 4.21 แสดงผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายโหมคร่วมเมื่อกำหนดค่าอัตราขยายมีค่าเท่ากับ 0dB, 10dB, 20dB, และ 30dB ตามลำดับ เมื่อพิจารณาค่าความถี่หักมุมพบว่าในรูปที่ 4.19 - 4.21 จะมีค่าความถี่หักมุมประมาณ 6MHz, 5MHz, และ 3MHz และ สำหรับค่าอัตราขยายเท่ากับ 0dB, 10dB, และ 20dB ตามลำดับ จากผลการเลียนแบบดังกล่าว จะเห็นว่า ผลการตอบสนองจะมีค่าเพิ่มมากขึ้น เมื่อความถี่มีค่ามากกว่าความถี่หักมุม ทั้งนี้เนื่องจากการเลื่อนเฟสของแรงดันอินพุต  $v_1$  ไปยังแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และแรงดัน  $v_2$  ไปยังแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ไม่เท่ากัน



รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายโหมคร่วมโดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 1 (0dB)



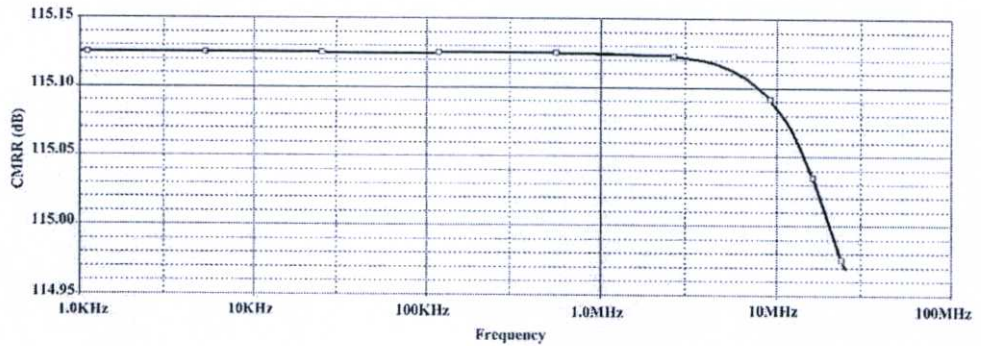
รูปที่ 4.20 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายโหมคร่วมโดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 10dB



รูปที่ 4.21 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายโหมคร่วมโดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 20dB

#### 4.5.4 ผลการเลียนแบบค่าผลตอบสนองทางความถี่อัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วม

อัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วมของวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.25) ซึ่งค่าอัตราขยายผลต่าง ( $A_d$ ) หาได้จากวงจรในรูปที่ 4.8 และอัตราขยายสัญญาณโหมคร่วม ( $A_c$ ) ได้จากวงจรในรูปที่ 4.18

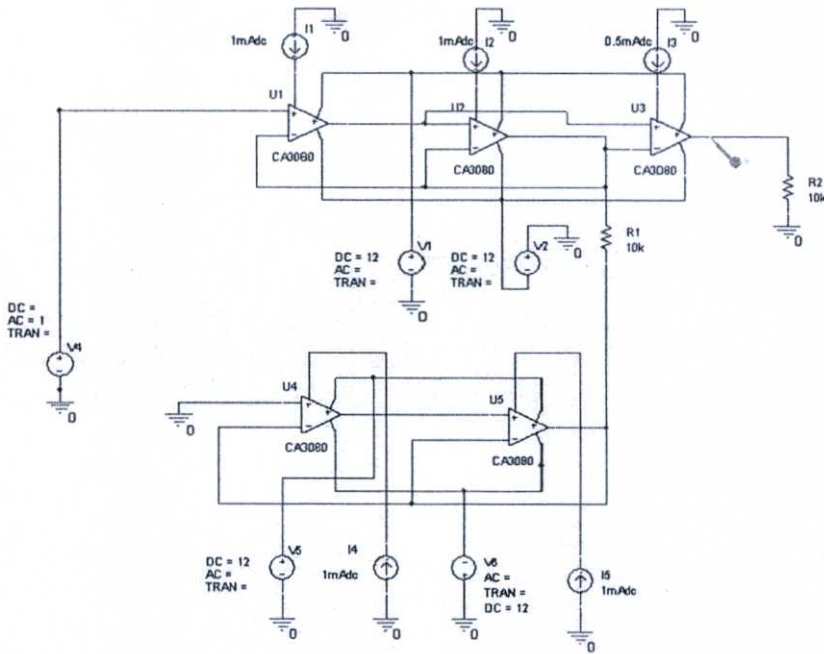


รูปที่ 4.22 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วมโดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 20dB

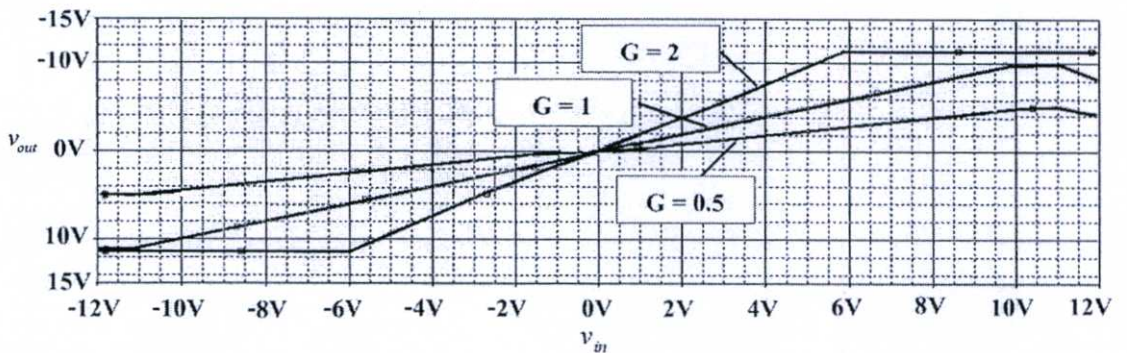
ในรูปที่ 4.22 แสดงผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วมด้วยโปรแกรม PSPICE ตามสมการที่ (2.25) โดยใช้ผลการเลียนแบบค่าอัตราขยายผลต่างในหัวข้อที่ 4.5.3 และผลการเลียนแบบค่าอัตราขยายโหมคร่วมในหัวข้อที่ 4.5.4 เมื่อกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 20 dB จะได้ค่าอัตรา CMRR ประมาณ 115 dB และค่าความถี่หักมุมประมาณ 4MHz

#### 4.5.5 ผลการเลียนแบบช่วงการทำงานทางแรงดัน

ในการทดลองเลียนแบบช่วงการทำงานทางแรงดันได้ทำการทดลองโดยใช้วงจรดังรูปที่ 4.23 เมื่อกำหนดค่า  $I_{B1} = I_{B4} = I_{B5} = 1\text{mA}$  และค่า  $R = R_L = 10\text{k}\Omega$  ป้อนสัญญาณอินพุต  $v_1$  และอินพุต  $v_2$  ต่อดงกราวด์ ( $v_2 = 0$ ) ทำการทดลองในโหมด DC Sweep พร้อมทั้งปรับเปลี่ยนค่ากระแส  $I_{B3}$  และ  $I_{B2}$  เพื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจรดังตารางที่ 4.1 จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร



รูปที่ 4.23 วงจรที่ใช้ในการเลียนแบบช่วงการทำงานทางแรงดันด้วยโปรแกรม PSPICE

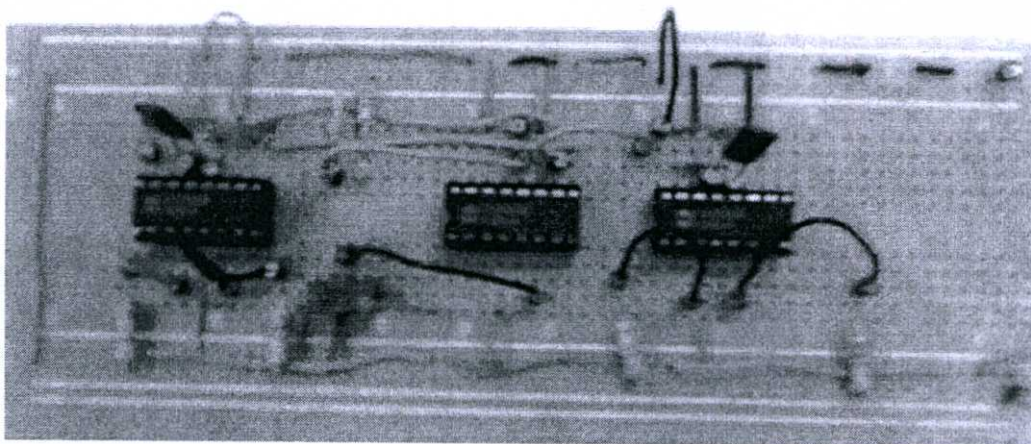


รูปที่ 4.24 ผลการเลียนแบบช่วงการทำงานทางแรงดันโดยกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 0.5, 1, และ 2

ในรูปที่ 4.24 แสดงผลการเลียนแบบช่วงปฏิบัติการทางแรงดัน โดยกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 0.5, 1, และ 2 เมื่อป้อนอินพุต  $v_{in}$  ในช่วง  $-12\text{V}$  ถึง  $12\text{V}$  จากผลการเลียนแบบพบว่าที่อัตราขยายเท่ากับ 2 แรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  จะเปลี่ยนแปลงในช่วงแรงดันอินพุต  $-6\text{V} \leq v_{in} \leq 6\text{V}$  ในกรณีที่กำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 1 แรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงในช่วงแรงดันอินพุต  $-11\text{V} \leq v_{in} \leq 10\text{V}$  และอัตราขยายเท่ากับ 0.5 แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงในช่วงแรงดันอินพุต  $-11\text{V} \leq v_{in} \leq 10\text{V}$

#### 4.6 ผลการทดลองจากการต่อวงจรจริง

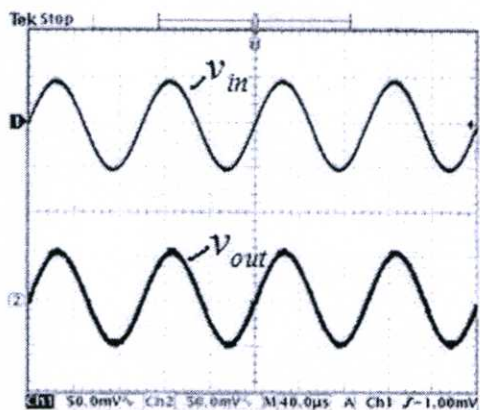
จากวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 ได้ทำการต่อวงจรจริงเพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ ดังรูปที่ 4.28 โดยใช้ไอซีเบอร์ CA3280 สำหรับโอทีเอ โดยป้อนแรงดันไฟเลี้ยง  $\pm 15V$  กำหนดค่า  $I_{B1} = I_{B4} = I_{B5} = 1mA$  และค่า  $R = R_L = 10k\Omega$  แล้วทำการปรับเปลี่ยนค่าของ  $I_{B3} / I_{B2}$  เพื่อปรับเปลี่ยนอัตราขยายของวงจรดังตารางที่ 4.1



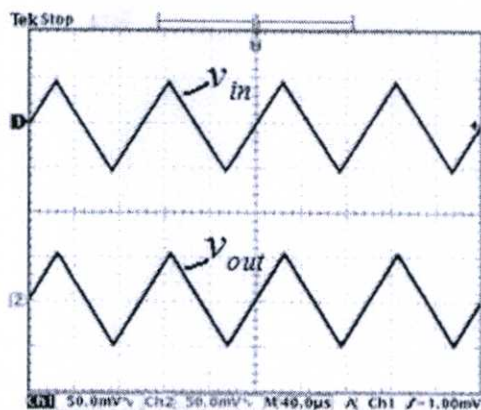
รูปที่ 4.25 วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่ได้ทำการต่อวงจรจริง

##### 4.6.1 ผลการทดลองเมื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจร

จากค่าอัตราขยายของวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอดังรูปที่ 4.4 จากสมการที่ (4.21) จะเห็นได้ว่าค่าอัตราขยายของวงจรจะเปลี่ยนแปลงตามค่า  $I_{B3} / I_{B2}$  ในการทดลองจึงได้กำหนดค่า  $I_{B1} = I_{B4} = I_{B5} = 1mA$  และค่า  $R = R_L = 10k\Omega$  และทำการปรับค่า  $I_{B3} / I_{B2}$  เพื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายดังตารางที่ 4.1 เมื่อป้อนค่าแรงดันอินพุตด้วยสัญญาณรูปไซน์และรูปสามเหลี่ยมขนาด  $100mV_{pp}$  ที่อินพุต  $v_1$  และอินพุต  $v_2$  ต่อดงกราวด์ ( $v_2 = 0$ ) จากผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.26 ถึง 4.29 เมื่อกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 0dB, 10dB, 20dB, และ 30dB ตามลำดับ ในรูปที่ 4.30 แสดงผลการทดลองในกรณีที่ป้อนสัญญาณอินพุต  $v_1$  เป็นสัญญาณขนาดเล็กมาก ๆ ที่มีความถี่  $1kHz$   $3.5 mV_{pp}$  เมื่อกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 30 dB

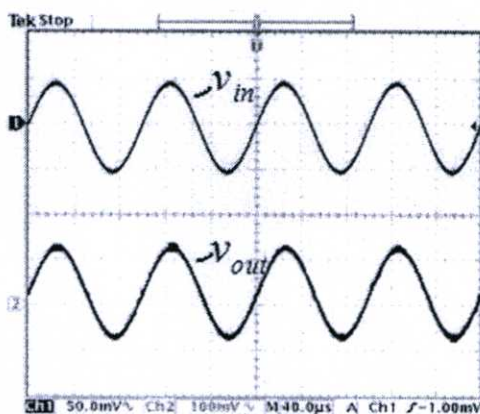


(ก)

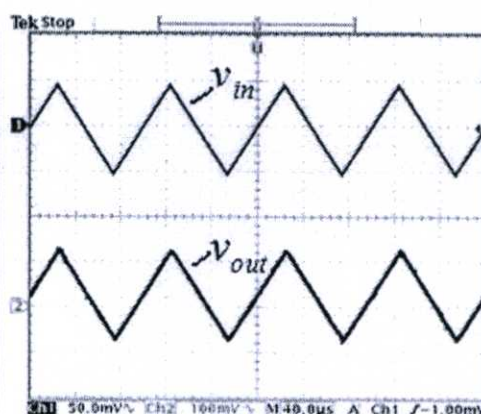


(ข)

รูปที่ 4.26 ผลการทดลองเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์และสามเหลี่ยม โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 1 (0dB)

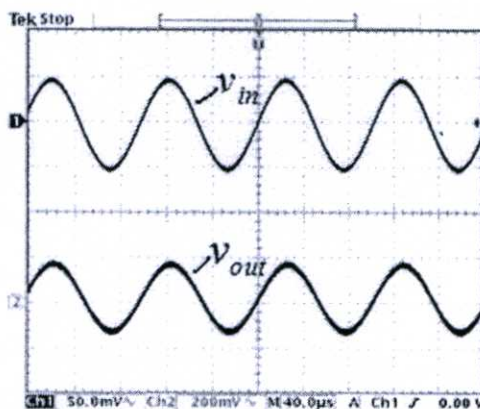


(ก)

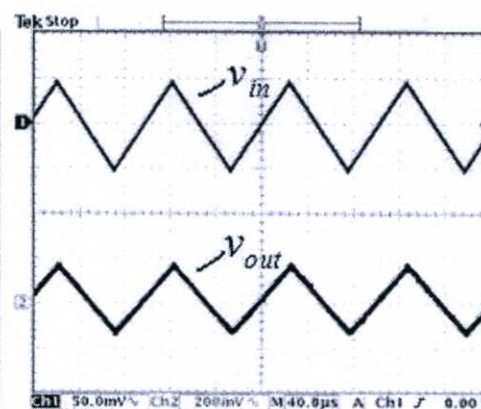


(ข)

รูปที่ 4.27 ผลการทดลองเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์และสามเหลี่ยม โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 2 (6dB)

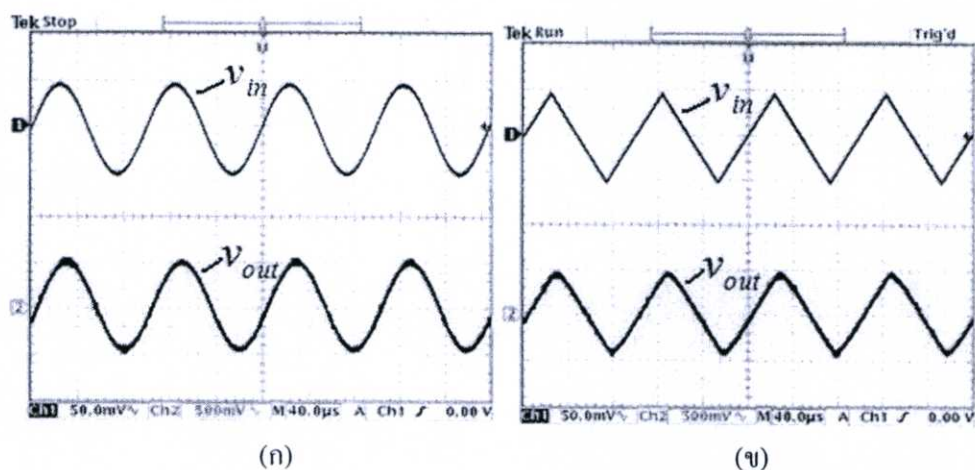


(ก)

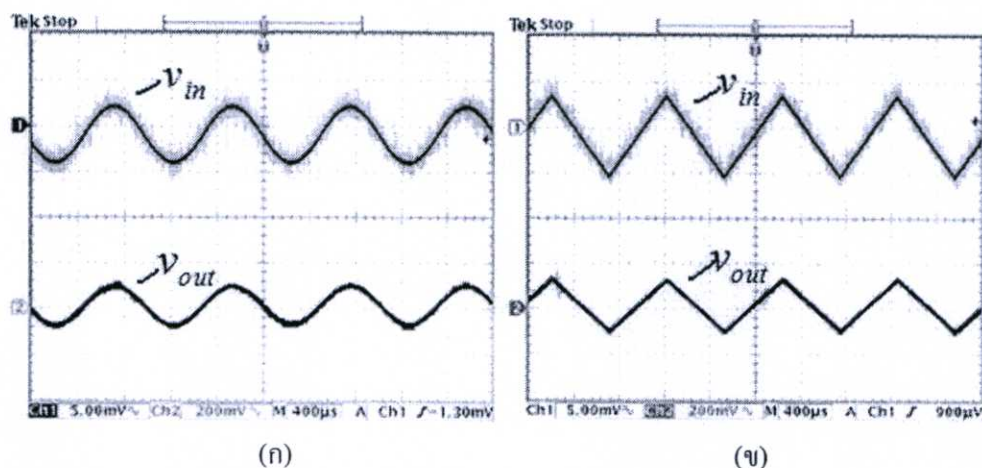


(ข)

รูปที่ 4.28 ผลการทดลองเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์และสามเหลี่ยม โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 10dB



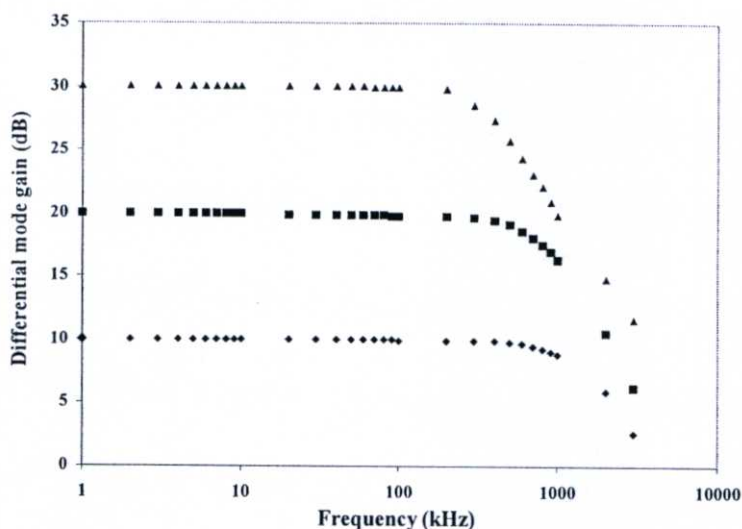
รูปที่ 4.29 ผลการทดลองเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์และสามเหลี่ยม โดยกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 20dB



รูปที่ 4.30 ผลการทดลองเมื่อป้อนอินพุตรูปไซน์และสามเหลี่ยมที่มีขนาดเล็กมาก ๆ

#### 4.6.2 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายผลต่าง

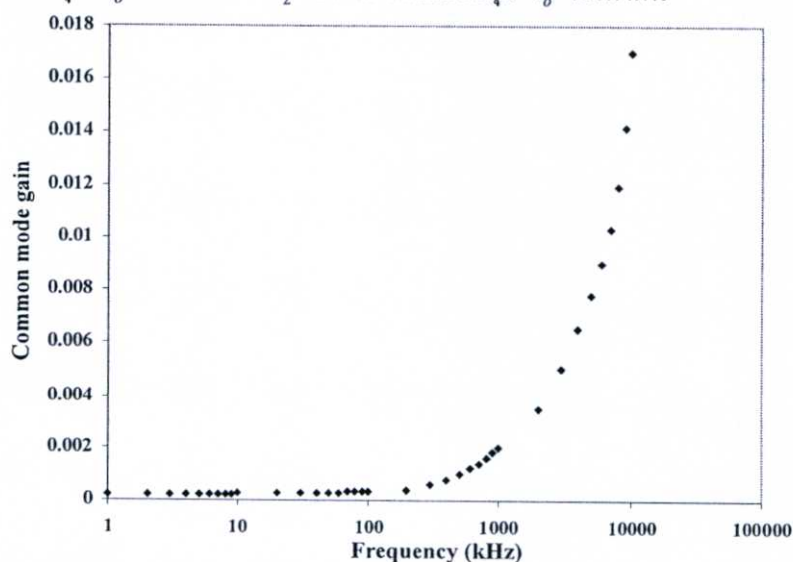
จากรูปที่ 4.25 การทดลองเพื่อทดสอบผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายผลต่าง จะทำการป้อนสัญญาณแรงดัน AC ที่อินพุต  $v_1$  และ  $v_2$  เท่ากับศูนย์โดยต่อลงกราวด์ จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร แล้ววิเคราะห์หาค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่างของวงจร โดยการเปลี่ยนความถี่ทดสอบตั้งแต่ 1kHz ถึง 10MHz กำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 10dB, 20dB, และ 30dB ผลการทดลองที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.31 โดยค่าความถี่หักมุมจะมีค่าประมาณ 1MHz, 450kHz, และ 200kHz สำหรับค่าอัตราขยายเท่ากับ 10dB, 20dB, และ 30dB ตามลำดับ



รูปที่ 4.31 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายผลต่างที่ได้จากการต่อวงจรจริง เมื่อกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 10dB, 20dB, และ 30dB

#### 4.6.3 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายโหมคร่วม

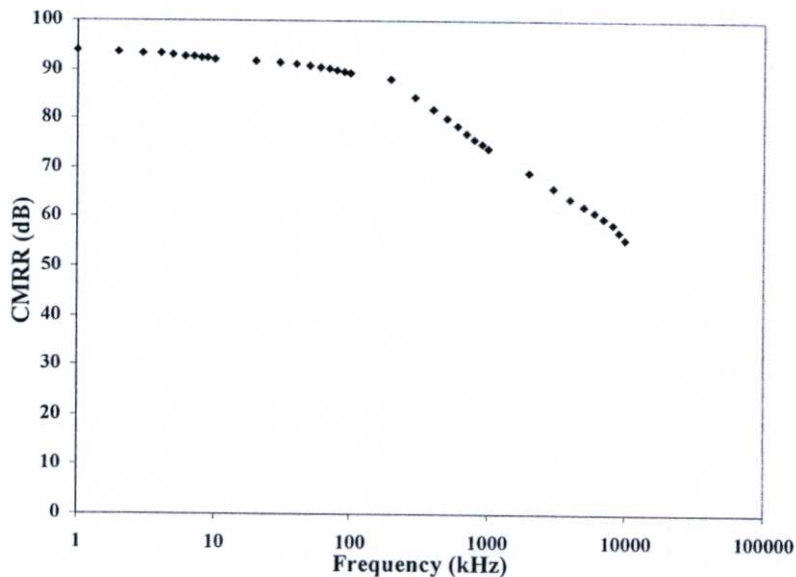
จากรูปที่ 4.25 การทดลองเพื่อทดสอบผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายโหมคร่วม จะทำการป้อนสัญญาณแรงดันเอซซึที่อินพุต  $v_1$  และ  $v_2$  ( $v_1 = v_2$ ) จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร แล้ววิเคราะห์หาค่าอัตราขยายสัญญาณผลต่างจากสมการที่ (4.43) โดยเปลี่ยนความถี่ทดสอบตั้งแต่ 1kHz ถึง 10MHz และกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 20dB จะได้ผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 4.32 เมื่อความถี่หักมูมมีค่าประมาณ 300kHz และผลการตอบสนองจะมีค่าเพิ่มมากขึ้น เมื่อความถี่มีค่ามากกว่าความถี่หักมูม ทั้งนี้เนื่องจากการเลื่อนเฟสของแรงดันอินพุต  $v_1$  ไปยังแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และแรงดัน  $v_2$  ไปยังแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ไม่เท่ากัน



รูปที่ 4.32 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราขยายโหมคร่วมที่ได้จากการต่อวงจรจริง เมื่อกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 20dB

#### 4.6.4 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วม

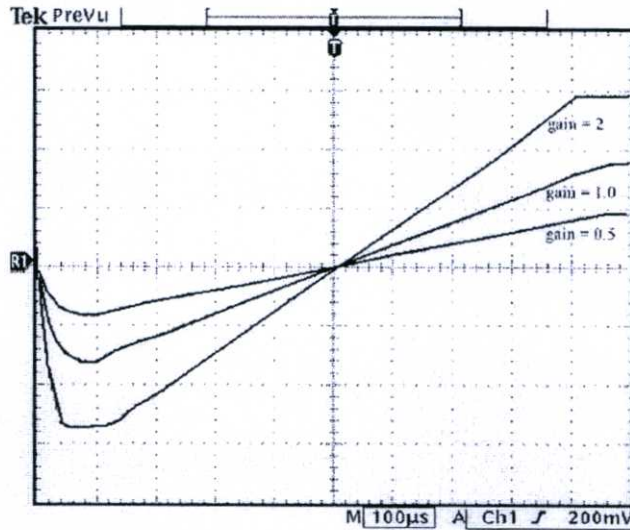
จากรูปที่ 4.25 การทดลองเพื่อทดสอบค่าอัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วม (CMRR) ของวงจรจะนำผลการทดลองที่ได้จากรูปที่ 4.31 และ 4.32 ไปคำนวณดังสมการที่ (2.25) ผลการทดลองที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.33 ในกรณีที่อัตราขยายเท่ากับ 20dB จากผลการทดลองในรูปที่ 4.33 พบว่าค่าอัตรา CMRR ของวงจรมีค่าประมาณ 93dB และความถี่หักมุมประมาณ 300kHz



รูปที่ 4.33 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับอัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วมที่ได้จากการต่อวงจรจริงสำหรับค่าอัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วม โดยกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 20dB

#### 4.6.5 ผลการทดลองช่วงการทำงานทางแรงดัน

จากรูปที่ 4.25 การทดลองเพื่อทดสอบช่วงการทำงานทางแรงดันจะกำหนดค่ากระแสไบแอส  $I_{B1} = I_{B4} = I_{B5} = 1\text{mA}$  และค่า  $R = R_L = 10\text{k}\Omega$  โดยป้อนสัญญาณอินพุต  $v_1$  และต่ออินพุต  $v_2$  ลงกราวด์ พร้อมทั้งทำการปรับเปลี่ยนค่า ดังตารางที่ 4.1 เพื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราขยายของวงจร จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร ผลการทดลองจากการป้อนค่าแรงดันอินพุต  $v_1$  ในช่วง  $-10\text{V}$  ถึง  $10\text{V}$  แสดงดังรูปที่ 4.34 เมื่อกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 0.5, 1, และ 2 จากผลการทดลองพบว่าที่อัตราขยายเท่ากับ 2 แรงดันเอาต์พุต  $v_{out}$  จะเปลี่ยนแปลงในช่วงแรงดันอินพุต  $-6\text{V} \leq v_{in} \leq 6\text{V}$  ในกรณีที่อัตราขยายเท่ากับ 1 แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงในช่วงแรงดันอินพุต  $-7\text{V} \leq v_{in} \leq 8\text{V}$  และอัตราขยายเท่ากับ 0.5 แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงในช่วงแรงดันอินพุต  $-8\text{V} \leq v_{in} \leq 9\text{V}$



รูปที่ 4.34 แสดงช่วงการทำงานทางแรงดันโดยกำหนดค่าอัตราขยายเท่ากับ 0.5, 1 และ 2 (สเกลในแนวนอน 2V/div, สเกลในแนวตั้ง 5V/div)

#### 4.7 สรุปและวิเคราะห์ผลการเลียนแบบการทำงานและผลการต่อวงจรจริง

##### 4.7.1 ค่าอัตราขยายของวงจร

จากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ดังรูปที่ 4.9 ถึง 4.16 และผลการต่อวงจรจริงดังรูปที่ 4.26 ถึง 4.29 แสดงให้เห็นว่า ค่าอัตราขยายของวงจรมีค่าสอดคล้องเป็นไปตามสมการที่ (4.24) และสามารถปรับค่าได้ในช่วงกว้าง นอกจากนั้นจะเห็นได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้ มีความถูกต้องใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี

##### 4.7.2 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายผลต่าง

จากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ดังรูปที่ 4.17 พบว่าค่าความถี่หักมุมมีค่าลดลงจาก 5MHz เป็น 1.7MHz เมื่อเพิ่มค่าอัตราขยายจาก 0dB เป็น 30dB และจากการต่อวงจรจริงในรูปที่ 4.31 พบว่าค่าความถี่หักมุมมีค่าลดลงจาก 1MHz เป็น 200kHz เมื่อค่าอัตราขยายมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 10dB เป็น 30dB จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายของวงจร ทั้งผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรจริงมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน

##### 4.7.3 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราขยายโดยรวม

จากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ดังรูปที่ 4.21 พบว่าเมื่อวงจรมีค่าอัตราขยายเท่ากับ 20dB จะได้ค่าความถี่หักมุมประมาณ 3MHz สำหรับผลการต่อวงจรจริงดังรูปที่ 4.32 จะได้ค่าความถี่หักมุมประมาณ 300kHz

#### 4.7.4 ผลตอบสนองทางความถี่สำหรับค่าอัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วม

จากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ดังรูปที่ 4.22 และผลจากการต่อวงจรจริงดังรูปที่ 4.33 จะพบว่าค่าอัตรา CMRR ที่ได้จากการต่อวงจรจริงมีค่าใกล้เคียงกัน แต่ค่าความถี่หักมุมที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE จะมีค่าสูงกว่ามาก

#### 4.7.5 การวิเคราะห์ช่วงการทำงานทางแรงดัน

จากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ดังรูปที่ 4.24 และผลจากการต่อวงจรจริงดังรูปที่ 4.34 พบว่าในกรณีค่าอัตราขยายเท่ากับ 1 ช่วงการทำงานทางแรงดันของวงจรที่นำเสนอจะสอดคล้องกับช่วงที่วิเคราะห์ได้ในทางทฤษฎี ดังสมการที่ (4.34) เมื่อค่าอัตราขยายเพิ่มขึ้น ช่วงการทำงานของแรงดันจะลดลง ทั้งนี้จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟเลี้ยงที่จ่ายให้แก่โอทีเอด้วย

### 4.8 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่ใช้หลักการของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสจำนวน 2 วงจรที่มีโครงสร้างแบบสมดุลต่อร่วมกันเพื่อสร้างสัญญาณผลต่างของแรงดันอินพุต จากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลที่ได้จากการต่อวงจรจริง แสดงให้เห็นว่าวงจรมีคุณสมบัติที่ดีตามที่คาดการณ์ไว้ คือสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง มีช่วงปฏิบัติการทางแรงดันและผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้าง มีค่า CMRR สูงโดยที่ไม่ต้องอาศัยความต้านทานที่สมพ้องกัน ปราศจากผลกระทบจากอุณหภูมิ มีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน สะดวกต่อการนำไปใช้งาน นอกจากนี้ยังสามารถควบคุมอัตราขยายได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

## บทที่ 5

# สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

### 5.1 บทสรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรขยายอินสตรูเมนต์อีกแนวทางหนึ่ง โดยใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอ ที่มีผลตอบสนองทางความถี่กว้าง โดยออกแบบวงจรขยายอินสตรูเมนต์โดยใช้วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสต่อร่วมกัน 2 วงจรที่มีโครงสร้างแบบสมมูล วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่ใช้เป็นแบบไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิรอบข้าง โดยชดเชยผลกระทบจากอุณหภูมิที่ติดอยู่ในเทอมความนำ  $g_m$  ทำให้วงจรที่นำเสนอมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิ นอกจากนั้นวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่ใช้ในการออกแบบวงจรขยายอินสตรูเมนต์เป็นวงจรที่มีค่าความผิดพลาดต่ำ ทำให้วงจรขยายอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอมีความถูกต้องสูง นอกจากนั้นค่าอัตราขยายของวงจรสามารถเปลี่ยนได้ด้วยการเปลี่ยนค่ากระแสไบแอสจากภายนอก ซึ่งเป็นวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ จากผลการเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองจากการต่อวงจรจริง พบว่าวงจรที่นำเสนอมีค่าอัตรา CMRR สูง รวมทั้งมีผลตอบสนองทางความถี่ที่สูง

### 5.2 ข้อเสนอแนะ แนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อ

วงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ประกอบไปด้วยวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแบบไม่มีผลกระทบจากอุณหภูมิ 2 วงจร ต่อร่วมกันมีโครงสร้างแบบสมมูล เนื่องจากการออกแบบและพัฒนาวงจรในการวิจัยนี้ได้ใช้โอทีเอภายใต้เทคโนโลยีแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นแนวทางในการพัฒนาอีกแนวทางหนึ่ง คือใช้โอทีเอแบบใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะทำให้พื้นที่ของวงจรเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมีขนาดเล็ก และมีการใช้กำลังไฟฟ้าน้อย

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Charles Kitchin and Lew Counts, **A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers**. 3<sup>rd</sup> Edition, www.analog.com/inamps
- [2] Jerald G. Graeme, **Amplifier Applications of Op Amp**. New York : McGraw-Hill, 1999
- [3] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll, **Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits**. Upper Saddle River, NJ : Prentice-Hall International, 1998
- [4] Robert F. Coughlin, Robert S. Villanucci, **Introductory Operational Amplifiers and Linear ICs : Theory and Experimentation**. Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1990
- [5] Ramakant A. Gayakwad, **Op-amps and Linear Integrated Circuits**. Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 1993
- [6] William D. Stanley, **Operational Amplifiers with Linear Integrated Circuits**. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall, 2002
- [7] Robert B. Northrop, **Introduction to Instrumentation and Measurements**. Boca Raton: Taylor & Francis, 2005
- [8] J. Michael Jacob, **Industrial Control Electronics Applications and Design**. Prentice - Hall International Editions, 1989
- [9] Kenneth R. Laker, Willy M.C. Sansen, **Design of Analog Integrated Circuits and Systems**. New York : McGraw-Hill, 1994
- [10] Paul Horowitz, Winfield Hill, **The Art of Electronics**. Cambridge : Cambridge University Press, 1989
- [11] Sergio Franco, **Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits**. Third Edition , New York : McGraw-Hill, c1988
- [12] สมพร ธิติมุทา , “ วงจรรวมของวงจรขยายเครื่องมือวัดโดยใช้วงจรสายพานกระแส ” , วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2536.
- [13] A.S. Sedra and K.C. Smite, **Microelectronics Circuits**. Oxford University Press, Inc , New York, 2004
- [14] S. Luikitmongkol, W. Petchmaneelumka, V. Riewruja, C. Wangwiwattana, A. Chaikla, “A Low-voltage CMOS Instrumentation Amplifier” , SICE Annual Conference in Fukui, 2003

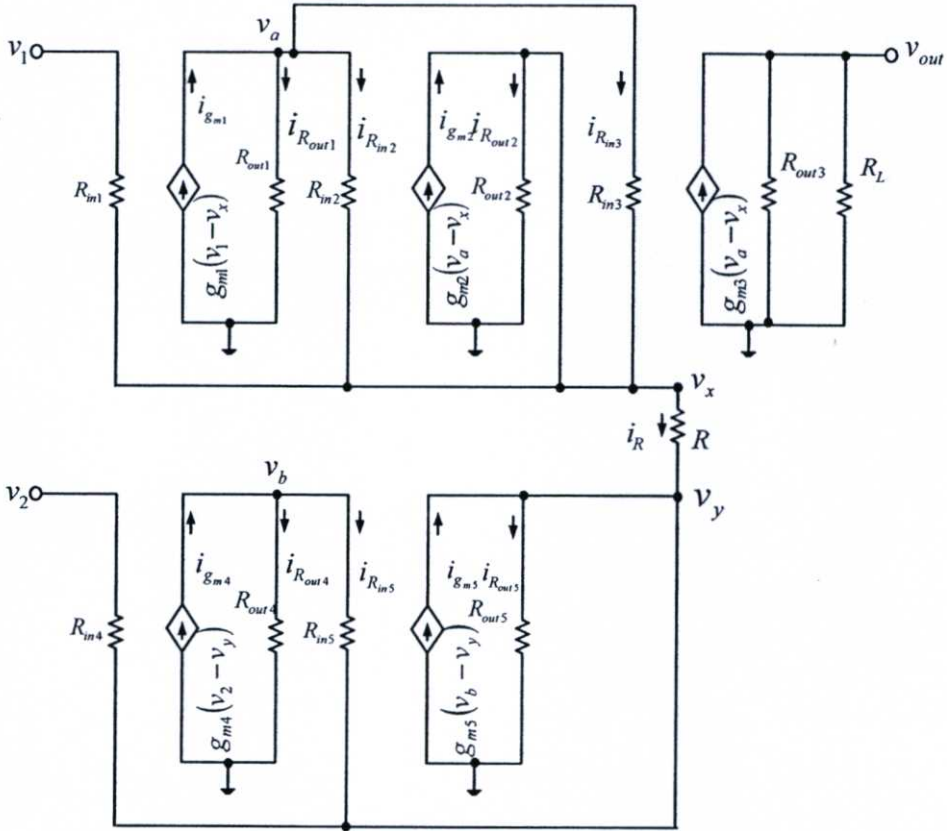
- [15] ปราโมทย์ วาดเขียน, “การประยุกต์ใช้งาน OTA” , วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2531
- [16] Charles F. Wojslaw, Evangelos A. Moustakas, **Operational Amplifiers: The Devices and Their Applications**, New York : John Wiley, 1986
- [17] K. Kumwachara, “OTA based instrumentation amplifier”, วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2541
- [18] Anwar A. Khan, Mohammed A. Al-Turaigi, Mohamed Abou El-Ela, “An Improved Current-Mode Instrumentation Amplifier with Bandwidth Independent of Gain”, IEEE Trans. on Instrumentation and measurement, Vol. 44. No. 4, August 1995
- [19] B. Babaei and S. Mirzakuchaki, “High CMRR and Low THD Current-Mode Instrumentation Amplifier Using Current Inversion Technique”, IEEE Trans. on Instrumentation and measurement, Vol 1 , Page(s):1 – 4, 2007
- [20] W.Surakamponorn, V.Riewruja, K.Kumwachara, and K.Anuntahirunrat, “Temperature Insensitive Voltage-to-Current Convertor and Its Applications” , IEEE Trans. On Instrumentation and measurement, Vol48, No.6, pp 1270-1276,1999
- [21] V. Riewruja and A. Kaewpoonsuk, “OTA-based Sine-to-Triangular Wave Converter” Circuits Systems Signal Processing, Vol.25, No.6, pp.753-765, 2006

**ภาคผนวก**

### ภาคผนวก ก

- ก.1 การวิเคราะห์หาอัตราขยายผลต่าง ( $A_d$ )
- ก.2 อัตราขยายสัญญาณโหมคร่วม ( $A_c$ )
- ก.3 อัตราการจัดสัญญาณโหมคร่วม (CMRR)
- ก.4 ผลตอบสนองทางความถี่

จากวงจรขยายอินสตรูเมนต์ดังรูปที่ 4.4 สามารถทำการคำนวณหาผลตอบสนองทาง  
ความถี่โดยการวิเคราะห์หัตถ์ด้วยมือโดยใช้วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณขนาดเล็กลงของโอทีเอดังรูปที่  
ก.1



รูปที่ ก.1 วงจรสมมูลในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.4

### ก.1 การวิเคราะห์หาอัตราขยายผลต่าง ( $A_d$ )

พิจารณาที่โหนด  $v_a$

$$-g_{m1}(v_1 - v_x) + \frac{v_a}{R_{out1}} + \frac{v_a - v_x}{R_{in2}} + \frac{v_a - v_x}{R_{in3}} = 0$$

$$-g_{m1}v_1 + g_{m1}v_x + \frac{v_a}{R_{out1}} + \frac{v_a}{R_{in2}} - \frac{v_x}{R_{in2}} + \frac{v_a}{R_{in3}} - \frac{v_x}{R_{in3}} = 0$$

$$v_x \left[ g_{m1} - \frac{1}{R_{in2}} - \frac{1}{R_{in3}} \right] + v_a \left[ \frac{1}{R_{out1}} + \frac{1}{R_{in2}} + \frac{1}{R_{in3}} \right] = g_{m1}v_1 \quad (ก.1)$$

ถ้าออกแบบให้  $v_x \left[ g_{m1} - \frac{1}{R_{in2}} - \frac{1}{R_{in3}} \right] \gg v_a \left[ \frac{1}{R_{out1}} + \frac{1}{R_{in2}} + \frac{1}{R_{in3}} \right]$  และ  $\frac{1}{R_{in2}}, \frac{1}{R_{in3}} \ll g_{m1}$  สมการที่ (ก.1) จะประมาณได้ว่า

$$g_{m1} v_x \approx g_{m1} v_1$$

$$v_x = v_1 \quad (ก.2)$$

พิจารณาที่โหนด  $v_b$  จะได้ว่า

$$-g_{m4}(v_2 - v_y) + \frac{v_b}{R_{out4}} + \frac{v_b - v_y}{R_{in5}} = 0$$

$$-g_{m4}v_2 + g_{m4}v_y + \frac{v_b}{R_{out4}} + \frac{v_b}{R_{in5}} - \frac{v_y}{R_{in5}} = 0$$

$$v_y \left[ g_{m4} - \frac{1}{R_{in5}} \right] + v_b \left[ \frac{1}{R_{out4}} + \frac{1}{R_{in5}} \right] = g_{m4}v_2 \quad (ก.3)$$

ถ้าออกแบบให้  $v_y \left[ g_{m4} - \frac{1}{R_{in5}} \right] \gg v_b \left[ \frac{1}{R_{out4}} + \frac{1}{R_{in5}} \right]$  และ  $\frac{1}{R_{in5}} \ll g_{m4}$  สมการที่ (ก.3) จะประมาณได้ว่า

$$g_{m4} v_y \approx g_{m4} v_2$$

$$v_y = v_2 \quad (ก.4)$$

พิจารณาที่โหนด  $v_x$  จะได้ว่า

$$\frac{v_x - v_1}{R_{in1}} + \frac{v_x - v_a}{R_{in2}} - g_{m2}(v_a - v_x) + \frac{v_x}{R_{out2}} + \frac{v_x - v_a}{R_{in3}} + \frac{v_x - v_y}{R} = 0$$

$$v_x \left[ \frac{1}{R_{in1}} + \frac{1}{R_{in2}} + \frac{1}{R_{in3}} + g_{m2} + \frac{1}{R_{out2}} + \frac{1}{R} \right] - \left[ \frac{v_y}{R} - \frac{v_1}{R_{in1}} \right] = v_a \left[ \frac{1}{R_{in2}} + g_{m2} + \frac{1}{R_{in3}} \right] \quad (ก.5)$$

ถ้าออกแบบให้  $R_{in1}, R_{in2}, R_{in3}, R_{out2} \ll R$  สมการที่ (ก.5) จะประมาณได้ว่า

$$v_x \left[ g_{m2} + \frac{1}{R} \right] - \frac{v_y}{R} = v_a g_{m2}$$

$$v_a = \frac{v_x}{g_{m2}} \left[ g_{m2} + \frac{1}{R} \right] - \frac{v_y}{g_{m2} R} \quad (\text{ก.6})$$

พิจารณาที่  $v_{out}$

$$v_{out} = g_{m3} (v_a - v_x) R_L \quad (\text{ก.7})$$

แทนค่าสมการที่ (ก.6) ลงในสมการที่ (ก.7) จะได้

$$v_{out} = g_{m3} \left[ \frac{v_x}{g_{m2}} \left[ g_{m2} + \frac{1}{R} \right] - \frac{v_y}{g_{m2} R} - v_x \right] R_L$$

$$v_{out} = g_{m3} \left[ \frac{v_x - v_y}{g_{m2} R} \right] R_L \quad (\text{ก.8})$$

แทนค่าสมการที่ (ก.2) และสมการที่ (ก.4) ลงในสมการที่ (ก.8) จะได้

$$v_{out} = g_{m3} \left[ \frac{v_1 - v_2}{g_{m2} R} \right] R_L$$

$$A_d = \frac{v_{out}}{(v_1 - v_2)} = \frac{g_{m3} R_L}{g_{m2} R} \quad (\text{ก.9})$$

## ก.2 อัตราขยายสัญญาณโหมคร่วม ( $A_c$ )

พิจารณาที่โหนด  $v_x$  จะได้ว่า

$$\frac{v_x - v_1}{R_{in1}} + \frac{v_x - v_a}{R_{in2}} - g_{m2} (v_a - v_x) + \frac{v_x}{R_{out2}} + \frac{v_x - v_a}{R_{in3}} + \frac{v_x - v_y}{R} = 0 \quad (\text{ก.10})$$

ค่าอัตราขยายโหมคร่วมทำได้โดยการกำหนด  $v_1 = v_2 = v_c$  แทนค่าสมการที่ (ก.2) และสมการที่ (ก.4) ลงในสมการที่ (ก.10) จะได้

$$\frac{v_1 - v_1}{R_{in1}} + \frac{v_1 - v_a}{R_{in2}} - g_{m2}(v_a - v_1) + \frac{v_1}{R_{out2}} + \frac{v_1 - v_a}{R_{in3}} + \frac{v_1 - v_2}{R} = 0$$

$$\frac{v_1 - v_a}{R_{in2}} - g_{m2}(v_a - v_1) + \frac{v_1}{R_{out2}} + \frac{v_1 - v_a}{R_{in3}} = 0$$

กำหนดให้  $v_1 = v_2 = v_c$  จะได้ว่า

$$\frac{v_c - v_a}{R_{in2}} - g_{m2}(v_a - v_c) + \frac{v_c}{R_{out2}} + \frac{v_c - v_a}{R_{in3}} = 0$$

$$\frac{v_c}{R_{in2}} - \frac{v_a}{R_{in2}} - g_{m2}v_a + g_{m2}v_c + \frac{v_c}{R_{out2}} + \frac{v_c}{R_{in3}} - \frac{v_a}{R_{in3}} = 0$$

$$v_c \left[ \frac{1}{R_{in2}} + g_{m2} + \frac{1}{R_{out2}} + \frac{1}{R_{in3}} \right] = v_a \left[ \frac{1}{R_{in2}} + g_{m2} + \frac{1}{R_{in3}} \right]$$

$$v_a = \frac{v_c \left[ \frac{1}{R_{in2}} + g_{m2} + \frac{1}{R_{out2}} + \frac{1}{R_{in3}} \right]}{\left[ \frac{1}{R_{in2}} + g_{m2} + \frac{1}{R_{in3}} \right]} \quad (\text{ก.11})$$

พิจารณาที่  $v_{out}$  แทนค่าสมการที่ (ก.11) ลงในสมการที่ (ก.7) จะได้

$$v_{out} = g_{m3} \left[ \frac{v_c \left[ \frac{1}{R_{in2}} + g_{m2} + \frac{1}{R_{out2}} + \frac{1}{R_{in3}} \right]}{\left[ \frac{1}{R_{in2}} + g_{m2} + \frac{1}{R_{in3}} \right]} - v_c \right] R_L$$

$$v_{out} = g_{m3} \left[ \frac{v_c \left[ \frac{1}{R_{out2}} \right]}{\left[ \frac{1}{R_{in2}} + g_{m2} + \frac{1}{R_{in3}} \right]} \right] R_L$$

$$v_{out} = g_{m3} \left[ \frac{(R_{in2} R_{in3}) v_c}{R_{out2} (R_{in3} + R_{in2} R_{in3} g_{m2} + R_{in2})} \right] R_L$$

$$A_c = \frac{v_{out}}{v_c} = g_{m3} \left[ \frac{R_{in2} R_{in3}}{R_{out2} (R_{in3} + R_{in2} R_{in3} g_{m2} + R_{in2})} \right] R_L \quad (ก.12)$$

### ก.3 อัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วม (CMRR)

ค่าอัตราการขจัดสัญญาณโหมคร่วม (CMRR) สามารถหาได้จาก

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (ก.13)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.9) และสมการที่ (ก.12) ลงในสมการที่ (ก.13) จะได้

$$CMRR = \frac{\left| \frac{g_{m3} R_L}{g_{m2} R} \right|}{\left| g_{m3} \left[ \frac{R_{in2} R_{in3}}{R_{out2} (R_{in3} + R_{in2} R_{in3} g_{m2} + R_{in2})} \right] R_L \right|}$$

$$CMRR = \frac{R_{out2} (R_{in2} + R_{in3} + R_{in2} R_{in3} g_{m2})}{g_{m2} R R_{in2} R_{in3}} \quad (ก.14)$$

### ก.4 ผลตอบสนองทางความถี่

เมื่อวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ ก.1 จะได้วงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ ก.3

พิจารณาที่โหนด  $v_a$  จะได้ว่า

$$-g_{m1} (v_1 - v_x) + \frac{v_a}{R_{out1}} + v_a s C_{out1} + \frac{v_a}{R_{in2}} + v_a s C_{in2} + \frac{v_a}{R_{in3}} + v_a s C_{in3} = 0$$

$$-g_{m1} v_1 + g_{m1} v_x + \frac{v_a}{R_{out1}} + v_a s C_{out1} + \frac{v_a}{R_{in2}} + v_a s C_{in2} + \frac{v_a}{R_{in3}} + v_a s C_{in3} = 0$$

$$g_{m1}v_x + v_a \left[ \frac{1}{R_{out1}} + sC_{out1} + \frac{1}{R_{in2}} + sC_{in2} + \frac{1}{R_{in3}} + sC_{in3} \right] = g_{m1}v_1 \quad (ก.15)$$

ถ้าออกแบบให้  $g_{m1}v_x \gg v_a \left[ \frac{1}{R_{out1}} + sC_{out1} + \frac{1}{R_{in2}} + sC_{in2} + \frac{1}{R_{in3}} + sC_{in3} \right]$  จะได้ว่า

$$g_{m1}v_x \approx g_{m1}v_1$$

$$v_x = v_1 \quad (ก.16)$$

พิจารณาที่โหนด  $v_b$  จะได้ว่า

$$-g_{m4}(v_2 - v_y) + \frac{v_b}{R_{out4}} + v_b sC_{out4} + \frac{v_b}{R_{in5}} + v_b sC_{in5} = 0$$

$$-g_{m4}v_2 + g_{m4}v_y + \frac{v_b}{R_{out4}} + v_b sC_{out4} + \frac{v_b}{R_{in5}} + v_b sC_{in5} = 0$$

$$g_{m4}v_y + v_b \left[ \frac{1}{R_{out4}} + sC_{out4} + \frac{1}{R_{in5}} + sC_{in5} \right] = g_{m4}v_2 \quad (ก.17)$$

ถ้าออกแบบให้  $g_{m4}v_y \gg v_b \left[ \frac{1}{R_{out4}} + sC_{out4} + \frac{1}{R_{in5}} + sC_{in5} \right]$  จะได้ว่า

$$g_{m4}v_y \approx g_{m4}v_2$$

$$v_y = v_2 \quad (ก.18)$$

พิจารณาที่โหนด  $v_x$  จะได้ว่า

$$\frac{v_x}{R_{in1}} + v_x sC_{in1} + \frac{v_x}{R_{in2}} + v_x sC_{in2} + g_{m2}(v_a - v_x) + \frac{v_x}{R_{out2}} + v_x sC_{out2} + \frac{v_x}{R_{in3}} + v_x sC_{in3}$$

$$+ \frac{v_x - v_y}{R} = 0$$

$$v_x \left[ \frac{1}{R_{in1}} + sC_{in1} + \frac{1}{R_{in2}} + sC_{in2} + g_{m2} + \frac{1}{R_{out2}} + sC_{out2} + \frac{1}{R_{in3}} + sC_{in3} + \frac{1}{R} \right] - \frac{v_y}{R} = g_{m2} v_a$$

$$v_a = \frac{v_x}{g_{m2}} \left[ \frac{1}{R_{in1}} + sC_{in1} + \frac{1}{R_{in2}} + sC_{in2} + g_{m2} + \frac{1}{R_{out2}} + sC_{out2} + \frac{1}{R_{in3}} + sC_{in3} + \frac{1}{R} \right] - \frac{v_y}{g_{m2} R}$$

(ก.19)

พิจารณาที่โหนด  $v_{out}$  จะได้ว่า

$$-g_{m3}(v_a - v_x) + \frac{v_{out}}{R_{out3}} + v_{out} sC_{out3} + \frac{v_{out}}{R_L} = 0$$

$$g_{m3}(v_a - v_x) = v_{out} \left[ \frac{1}{R_{out3}} + sC_{out3} + \frac{1}{R_L} \right] \quad (ก.20)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.19) ลงในสมการที่ (ก.20) จะได้

$$\begin{aligned} & g_{m3} \left( \frac{v_x}{g_{m2}} \left[ \frac{1}{R_{in1}} + sC_{in1} + \frac{1}{R_{in2}} + sC_{in2} + g_{m2} + \frac{1}{R_{out2}} + sC_{out2} + \frac{1}{R_{in3}} + sC_{in3} + \frac{1}{R} \right] - \frac{v_y}{g_{m2} R} - v_x \right) \\ & = v_{out} \left[ \frac{1}{R_{out3}} + sC_{out3} + \frac{1}{R_L} \right] \end{aligned}$$

กำหนดให้  $R_{net} = \frac{1}{R_{in1}} + \frac{1}{R_{in2}} + \frac{1}{R_{out2}} + \frac{1}{R_{in3}}$  และ  $C_{net} = C_{in1} + C_{in2} + C_{out2} + C_{in3}$  จะได้

$$g_{m3} \left[ \frac{v_x R_{net}}{g_{m2}} + \frac{v_x sC_{net}}{g_{m2}} + \frac{v_x}{g_{m2} R} - \frac{v_y}{g_{m2} R} \right] = v_{out} \left[ \frac{1}{R_{out3}} + sC_{out3} + \frac{1}{R_L} \right]$$

ถ้าออกแบบให้  $\left[ \frac{v_x}{g_{m2} R} - \frac{v_y}{g_{m2} R} \right] \gg \left[ \frac{v_x R_{net}}{g_{m2}} + \frac{v_x sC_{net}}{g_{m2}} \right]$  จะได้ว่า

$$g_{m3} \left[ \frac{v_x}{g_{m2} R} - \frac{v_y}{g_{m2} R} \right] = v_{out} \left[ \frac{1}{R_{out3}} + sC_{out3} + \frac{1}{R_L} \right]$$

$$\begin{aligned} \frac{g_{m3}}{g_{m2}R}(v_x - v_y) &= v_{out} \left[ \frac{1}{R_{out3}} + sC_{out3} + \frac{1}{R_L} \right] \\ \frac{v_{out}}{(v_x - v_y)} &= \left[ \frac{g_{m3}}{g_{m2}R} \right] \left[ \frac{1}{\frac{1}{R_{out3}} + sC_{out3} + \frac{1}{R_L}} \right] \\ \frac{v_{out}}{(v_x - v_y)} &= \left[ \frac{g_{m3}}{g_{m2}R} \right] \left[ \frac{R_{out3}R_L}{(R_L + R_{out3}) + sR_{out3}R_L C_{out3}} \right] \\ \frac{v_{out}}{(v_x - v_y)} &= \left[ \frac{g_{m3}}{g_{m2}R} \right] \left[ \frac{\frac{R_{out3}R_L}{(R_L + R_{out3})}}{1 + \frac{s}{\frac{(R_L + R_{out3})}{R_{out3}R_L C_{out3}}}} \right] \end{aligned} \quad (ก.21)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.16) และสมการที่ (ก.18) ลงในสมการที่ (ก.21) จะได้ว่า

$$\frac{v_{out}}{(v_1 - v_2)} = \left[ \frac{g_{m3}}{g_{m2}R} \right] \left[ \frac{\frac{R_{out3}R_L}{(R_L + R_{out3})}}{1 + \frac{s}{\frac{(R_L + R_{out3})}{R_{out3}R_L C_{out3}}}} \right] \quad (ก.22)$$

จากสมการที่ (ก.22) พบว่าโพลคือ

$$p = -\frac{(R_L + R_{out3})}{R_{out3}R_L C_{out3}} \quad (ก.23)$$

จากสมการที่ (ก.23)จะได้ตำแหน่งของโพล คือ

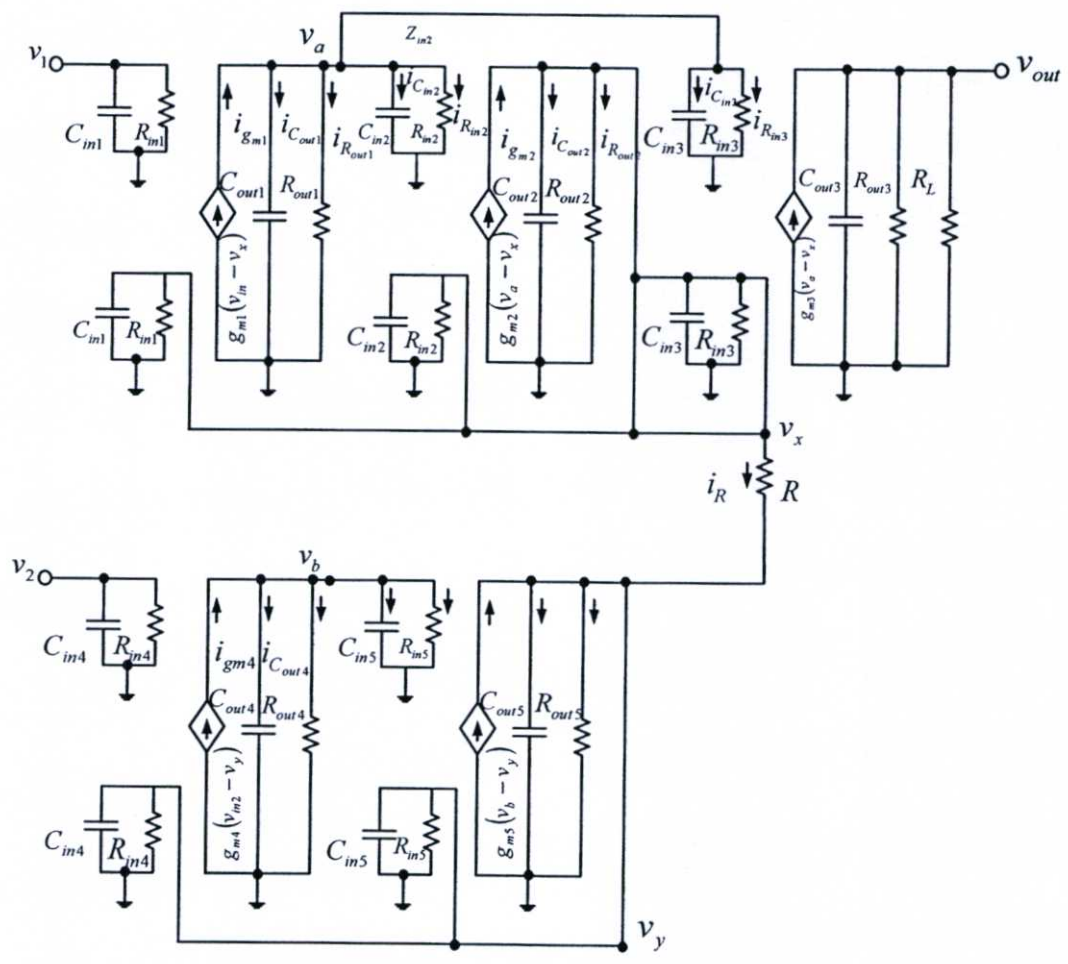
$$f_p = \frac{(R_L + R_{out3})}{2\pi R_{out3}R_L C_{out3}} \quad (ก.24)$$

เมื่อแทนค่าจาก data sheet ของไอซีเบอร์ CA3280 ซึ่งมีค่า  $R_{in1} = R_{in2} = R_{in3} = 0.5 \text{ M}\Omega$ ,  $C_{in1} = C_{in2} = C_{in3} = 4.5 \text{ pF}$ ,  $R_{out1} = R_{out2} = R_{out3} = 63 \text{ M}\Omega$ ,  $C_{out1} = C_{out2} = C_{out3} = 7.5 \text{ pF}$  และ  $R = R_L = 10 \text{ k}\Omega$  จะได้ว่า

$$f_p = \frac{(10 \times 10^3 + 63 \times 10^6)}{2\pi(63 \times 10^6)(10 \times 10^3)(7.5 \times 10^{-12})} \tag{ก.25}$$

$$= 2.121 \text{ MHz}$$

ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 จะมีค่าประมาณประมาณ 2.121 MHz

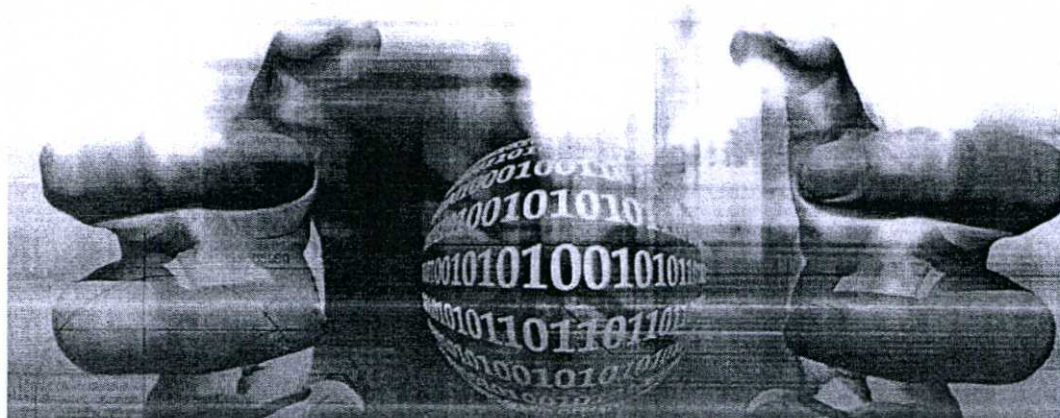


รูปที่ ก.2 วงจรสมมูลสำหรับสัญญาณอินพุตของเด็กของวงจรขยายอินสตรูเมนต์  
รูปที่ ก.1 เมื่อคิดผลกระทบจากตัวเก็บประจุ

ภาคผนวก ข  
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. Amphawan Julsereewong, Nuttawat Tananchai, and Vanchai Riewruja ,  
**“Electronically Tunable Gain Instrumentation Amplifier Using OTAs”**  
International Conference on Control, Automation and Systems 2008, Seoul, Korea,  
October 14-17 , 2008 .

Final Program & Digest



# ICCAS 2008

International Conference on  
Control, Automation and Systems

October 14(Tue.) - 17(Fri.), 2008  
COEX, Seoul, Korea



Institute of Control, Robotics and Systems  
in conjunction with KRC 2008

## Electronically Tunable Gain Instrumentation Amplifier Using OTAs

Amphawan Julsereewong, Nuttawat Tananchai, and Vanchai Riewruja

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand  
(Tel: +66-2-739-2407; Email: kcamphaw@kmitl.ac.th)

**Abstract:** This paper presents a simple method for realizing instrumentation amplifier with ease of gain adjustment. The proposed circuit consists of five operational transconductance amplifiers (OTAs) and two resistors in a balancing circuit. The differential gain of the proposed circuit can be electronically varied by changing the external bias currents of OTAs. The high common-mode rejection ratio (CMRR) can be obtained without requiring matched resistors. Experimental results showing the operational characteristics of the proposed circuit are included.

**Keywords:** instrumentation amplifier, OTA-based circuit, CMRR

### 1. INTRODUCTION

An instrumentation amplifier is a type of differential amplifier that amplifies the differences between the voltages applied to its two input terminals without being affected by the common mode voltage on both the inputs. It is widely used in measurement, test equipment, and analog electronic system [1]. One fundamental method to implement the instrumentation amplifier is based on three operational amplifiers (op amps) and seven resistors [2]. However, this approach requires perfectly matched resistors to obtain the high CMRR. Alternatively, the methods employ two voltage-to-current (V/I) converters in a balancing circuit [3-5]. Two obvious advantages of these methods are that the differential gain of the instrumentation amplifier can be electronically adjusted without disturbing the balance of circuits, and no matching resistor is required to achieve the common-mode gain of zero. Nevertheless, the transfer error of conversion contributes to an inaccuracy of the circuit in literature [3]. The aim of this paper is to present the similar instrumentation amplifier designed by using commercial available devices. We develop this idea in different way to improve the circuit accuracy by minimizing the transfer error of conversion. Moreover, the proposed circuit obtains the high CMRR and wide frequency range of operation. Experimental results are used to verify the operational characteristics of the proposed instrumentation amplifier.

### 2. CIRCUIT DESCRIPTION

Fig. 1 shows the basic concept of the instrumentation amplifier using two similar V/I converters in the balancing circuit [4]. If both V/I converters have the high input impedances, the current  $i$  can be stated as

$$i = \frac{v_x - v_y}{R} \approx \frac{v_1 - v_2}{R} \quad (1)$$

Based on the operation of each V/I converter with the current transfer ratio  $\beta$ , the output voltages  $v_{o1}$  and  $v_{o2}$  can be given by

$$v_{o1} = \beta i R_{L1} = \beta \frac{R_{L1}}{R} (v_1 - v_2) \quad (2)$$

$$v_{o2} = \beta i R_{L2} = \beta \frac{R_{L2}}{R} (v_2 - v_1) \quad (3)$$

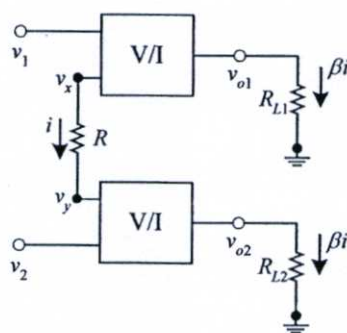


Fig. 1 Basic concept of the instrumentation amplifier using two V/I converters in a balancing circuit.

It is seen that the common-mode gain of zero can be achieved without requiring matched resistors.

The method to realize the temperature-insensitive V/I converter using two OTAs is shown in Fig. 2 [3]. The relation between the output current  $i_o$  and the input voltage  $v_{in}$  can be written as

$$i_o = \left( \frac{g_{m2}}{g_{m1}R + 1} \right) v_{in} \quad (4)$$

where  $g_{mj} = I_{Bj}/2V_T$  is the transconductance gain of the OTA  $A_j$  and  $V_T$  denotes the thermal voltage. If we let  $Rg_{m1} \gg 1$ , then the current  $i_o$  can be approximately obtained as

$$i_o = \left( \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \frac{v_{in}}{R} = \left( \frac{I_{B1}}{I_{B2}} \right) \frac{v_{in}}{R} \quad (5)$$

It is shown that the temperature dependence of the transconductance gain in term of the thermal voltage  $V_T$  is compensated, and the current transfer ratio can be electronically varied by changing the ratio of the bias currents  $I_{B1}$  and  $I_{B2}$ . In term of the transfer error  $\epsilon_a$  from the voltage  $v_{in}$  to the current  $i_o$ , we can rewrite Eq. (4) as

$$i_o = \left( \frac{I_{B1}}{I_{B2}} \right) (1 - \epsilon_a) \frac{v_{in}}{R} \quad (6)$$

where

$$\epsilon_a = \frac{1}{g_{m1}R + 1} \quad (7)$$

If  $g_{m1} = 0.0192A/V$  and  $R = 10k\Omega$ , the transfer error  $\epsilon_a$  of about  $5.181 \times 10^{-3}$  is expected.

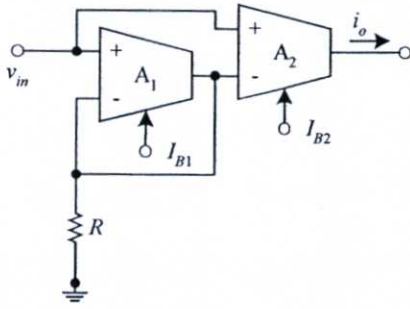


Fig. 2 Temperature-insensitive V/I converter [3].

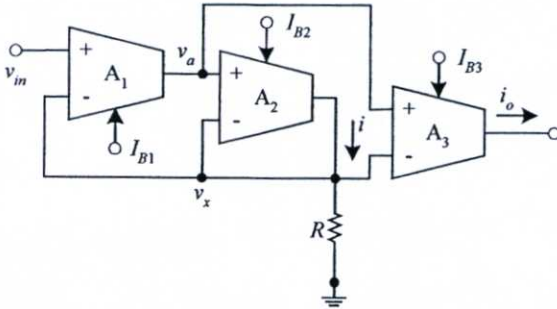


Fig. 3 Modified OTA-based V/I converter.

In order to minimize the transfer error of the V/I converter in Fig. 2, the modified V/I converter using three OTAs is shown in Fig. 3. The OTA  $A_1$  functions as the high-gain amplifier [6], and the OTAs  $A_2$  and  $A_3$  are employed to convert the input voltage  $v_{in}$  into the output current  $i_o$ . From routine circuit analysis, the voltage  $v_x$  can be stated as

$$v_x = \left( \frac{g_{m1}g_{m2}r_{in}R}{g_{m1}g_{m2}r_{in}R + 1} \right) v_{in} \quad (8)$$

where  $r_{in}$  is the equivalent value of paralleling small-signal input resistances of the OTAs  $A_2$  and  $A_3$ . If we design the circuit such that  $g_{m1}g_{m2}r_{in}R \gg 1$ , the current  $i$  can be approximated as

$$i = \frac{v_x}{R} \cong \frac{v_{in}}{R} \quad (9)$$

Considering at the OTAs  $A_2$  and  $A_3$ , the difference between their two input voltages and the output current  $i_o$  can be stated as

$$(v_a - v_x) = \frac{i}{g_{m2}} = \frac{v_{in}}{g_{m2}R} \quad (10)$$

$$i_o = g_{m3}(v_a - v_x) \quad (11)$$

By substituting Eq. (10) into Eq. (11), it thus results in

$$i_o = \left( \frac{g_{m3}}{g_{m2}} \right) \frac{v_{in}}{R} = \left( \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \right) \frac{v_{in}}{R} \quad (12)$$

From Eqs. (5) and (12), it can be seen that the operations of the V/I converters in Figs. 2~3 are similar in ideal, but they are different in practice. The deviation from the ideal relation in Eq. (12) contributes to the inaccuracy of the V/I converter in Fig. 3. The major factor is due to the transfer error  $\varepsilon_b$  from the voltage  $v_{in}$  to the current  $i_o$ , we can rewrite Eq. (12) as

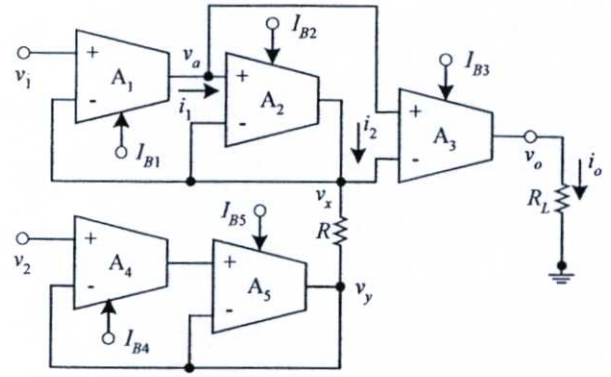


Fig. 4 Proposed instrumentation amplifier.

$$i_o = \left( \frac{I_{B2}}{I_{B3}} \right) (1 - \varepsilon_b) \frac{v_{in}}{R} \quad (13)$$

where

$$\varepsilon_b = \frac{1}{g_{m1}g_{m2}r_{in}R + 1} \quad (14)$$

If  $g_{m1} = g_{m2} = 0.0192 \text{ A/V}$ ,  $r_{in} = 65 \text{ k}\Omega$ , and  $R = 10 \text{ k}\Omega$ , the transfer error  $\varepsilon_b$  is about  $4.173 \times 10^{-6}$ . We note that the transfer error  $\varepsilon_b$  can be further reduced by increasing the value of the transconductance gain  $g_{m1}$  (or  $I_{B1}$ ) without affecting the current transfer ratio  $I_{B3}/I_{B2}$ .

Using the concept in Fig. 1 and the modified V/I converter in Fig. 3, the proposed instrumentation amplifier can be illustrated in Fig. 4. Solving for the output current  $i_o$ , we have

$$i_o = \frac{g_{m3}}{g_{m2}} \left( \frac{v_1 - v_2}{R} \right) = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \left( \frac{v_1 - v_2}{R} \right) \quad (15)$$

Therefore, the output voltage  $v_o$  can be expressed as

$$v_o = R_L i_o = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \frac{R_L}{R} (v_1 - v_2) \quad (16)$$

It can be seen that the common-mode gain and CMRR of the proposed circuit can be obtained. In addition, the differential gain can be electronically adjusted by changing the bias currents  $I_{B3}$  and  $I_{B2}$  without disturbing the balance of the scheme.

### 3. EXPERIMENTAL RESULTS

The performances of the proposed instrumentation amplifier were studied through the experiment using commercial available devices as CA3280 for all OTAs. The circuit parameters were set to  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B4} = I_{B5} = 1 \text{ mA}$  and  $R = 10 \text{ k}\Omega$ . Based on Eq. (16), the bias current  $I_{B3}$  and the load resistor  $R_L$  were varied to achieve the gain variation as listed in Table 1.

To test the circuit performance in the differential mode, we connected the voltage inputs  $v_1$  and  $v_2$  to the voltage source and the ground, respectively. Fig. 5 shows the plots of the results in the differential mode against the frequency. To measure the results in the common mode and CMRR, we connected both inputs  $v_1$  and  $v_2$  together to the same voltage source and set the differential gain to equal 10.

Table 1 Gain for different values of  $I_{B3}$  and  $R_L$ .

$I_{B3}$	$R_L$	Gain (Eq.16)
3.162mA	100k $\Omega$	31.62 (30dB)
1mA	100k $\Omega$	10 (20dB)
3.162mA	10k $\Omega$	3.162 (10dB)
2mA	100k $\Omega$	20
2mA	10k $\Omega$	2
1mA	10k $\Omega$	1
0.5mA	10k $\Omega$	0.5

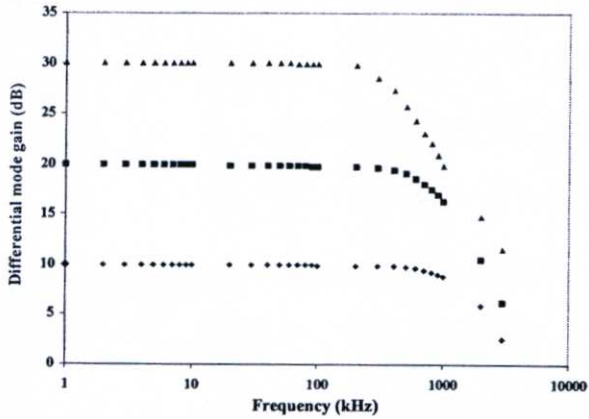


Fig. 5 Plots of the differential mode against frequency.

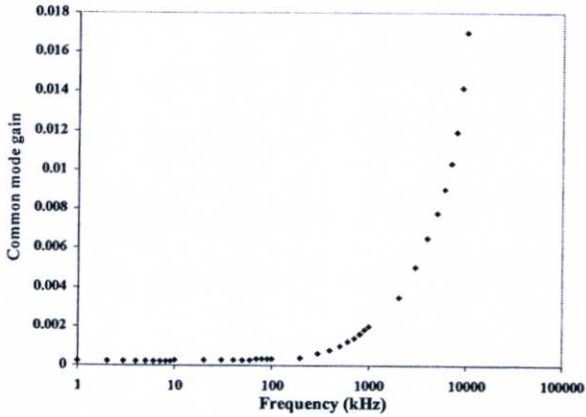


Fig. 6 Plots of the common mode against frequency.

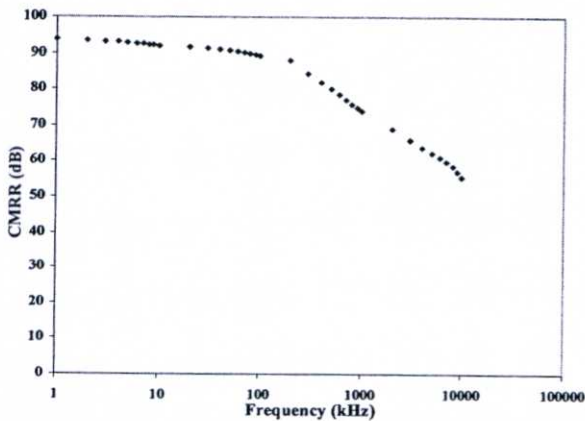
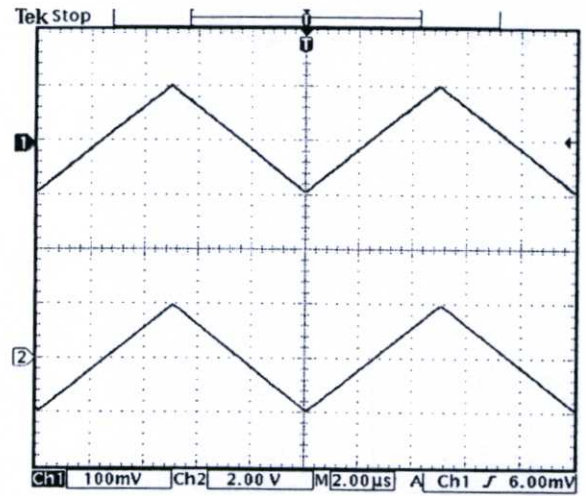
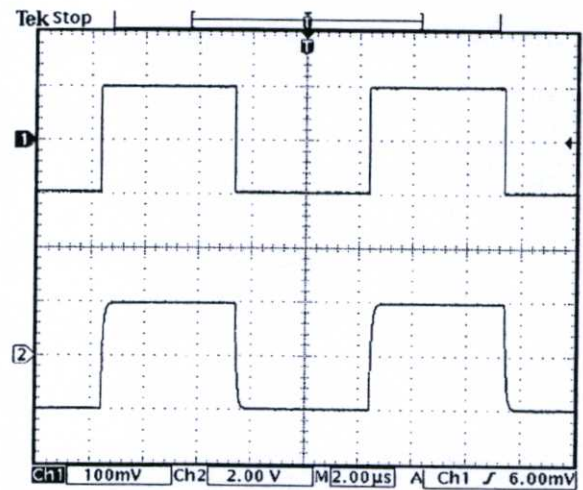


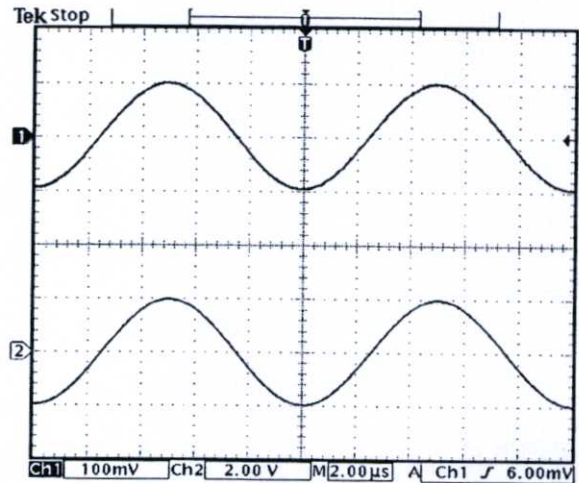
Fig. 7 Plots of the CMRR against frequency.



(a) for triangular input signal



(b) for square input signal



(c) for sinusoidal input signal

Fig. 8 Measured results showing the proposed circuit performance at 100kHz at the differential gain of 20. (horizontal scale: 2 $\mu$ s/div, vertical scale: 100mV/div and 2V/div for upper trace and lower trace, respectively)

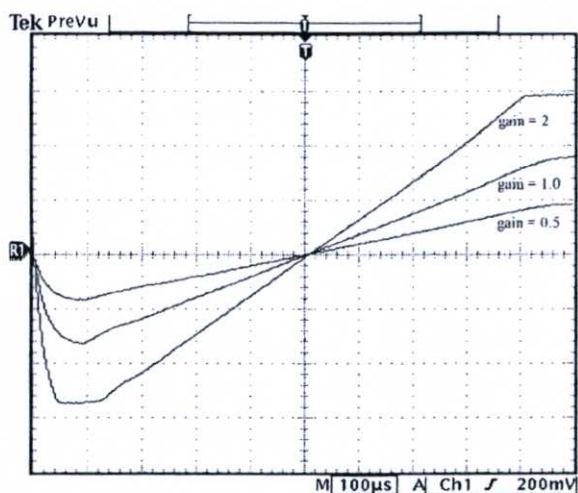


Fig. 9 DC transfer characteristics for the differential gains as 0.5, 1, and 2. (horizontal scale: 2V/div, vertical scale: 5V/div)

Fig. 6 shows the plots of the results in the common mode against the frequency. Fig. 7 shows the CMRR against the frequency. The measured results demonstrating the proposed circuit performance at 100kHz at the differential gain of 20 are shown in Fig. 8, where the input signals are triangular, square, and sinusoidal waveforms. Fig. 9 shows the measured DC transfer characteristics for the differential gains as 0.5, 1, and 2, where the difference between two input voltages ( $v_1 - v_2$ ) was varied in the range of  $-10V$  to  $10V$ .

From experimental results, it is evident that the proposed instrumentation amplifier functions correctly and provides good operational characteristics.

## 5. CONCLUSION

This paper has described the OTA-based instrumentation amplifier with ease of gain adjustment. The proposed circuit is simple in configuration and inexpensive. The differential gain can be electronically varied by changing the bias currents of the OTAs. Moreover, the high CMRR can be achieved without any resistor matching.

## REFERENCES

- [1] J. M. Jacob, *Industrial Control Electronics Applications and Design*, Printice-Hill, Inc., the United States of America, 1989.
- [2] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronics Circuits*, Oxford University Press, Inc., New York, 1998.
- [3] W. Surakampontrorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawapunya, and K. Anuntahirunrat, "Temperature-Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol.48, No.6, pp.1270-1276, 1999.
- [4] S. Luikitmongkol, W. Petchmaneelumka, V. Riewruja, C. Wangwiwattana, and A. Chaikla, "A

Low-voltage CMOS Instrumentation Amplifier," SICE 2003 Annual Conference, Vol. 3, pp. 2995-2998, 2003.

- [5] Y. H. Ghallab, W. Badawy, K. V. I. S. Kaler, and B. J. Maundy, "A Novel Current-mode Instrumentation Amplifier Based on Operational Floating Current Conveyor," *IEEE. Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 54. No. 5, pp. 1941-1949, 2005.
- [6] V. Riewruja and A. Kaewpoonsuk, "OTA-based Sine-to-Triangular Wave Converter" *Circuits Systems Signal Processing*, Vol. 25, No. 6, 2006, pp. 753-765.

## ประวัติผู้เขียน

นาย ฉัฐวัฒน์ ทนันทชัย เกิดเมื่อวันที่ 12 เมษายน พ.ศ.2525 ที่จังหวัดเชียงใหม่ สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2542 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุม ภาควิชาวิศวกรรมสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2543 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง