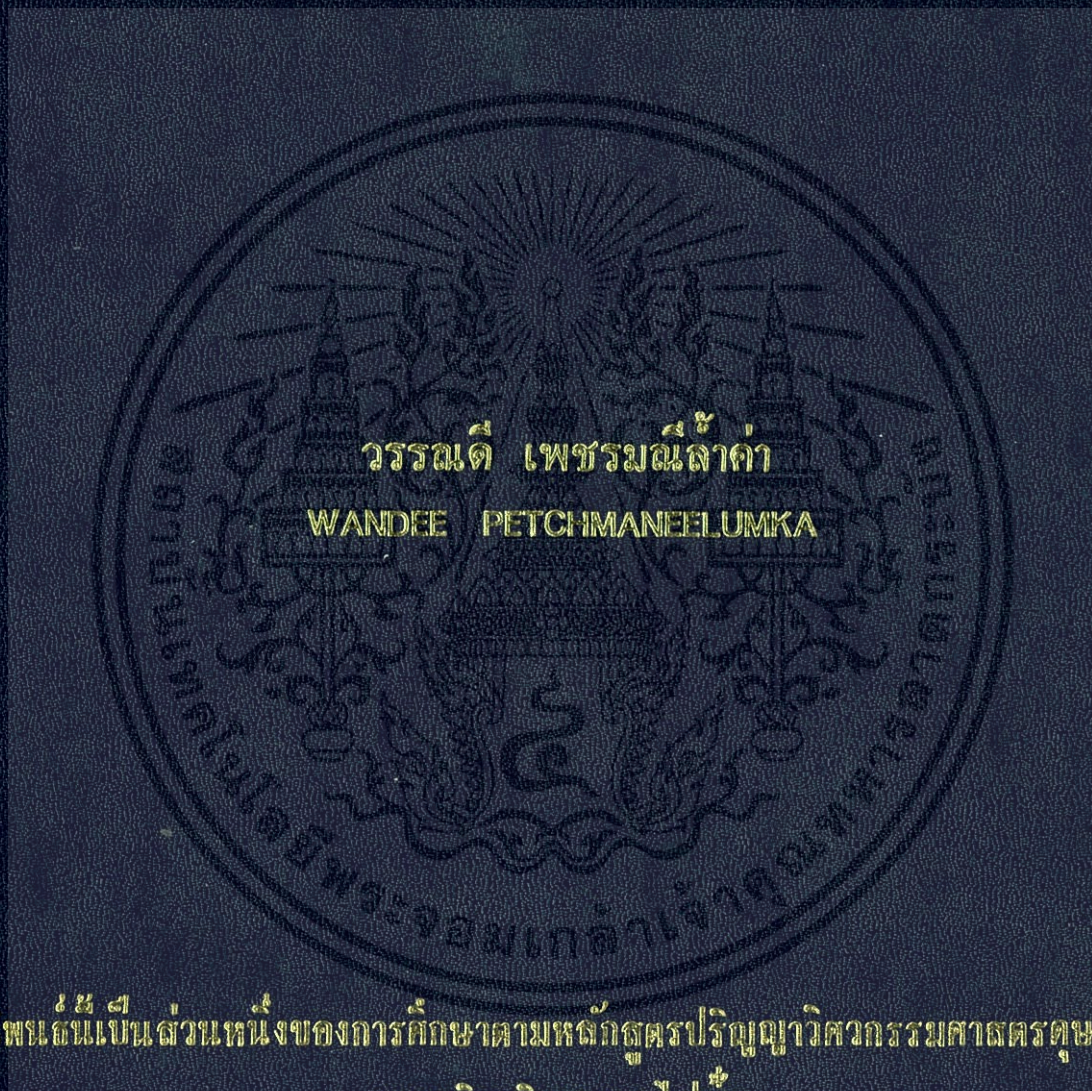


การออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้โอทีเอ
และการประยุกต์ใช้งาน

DESIGN OF FLOATING RESISTANCE CONVERTERS USING OTAs
AND THEIR APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-D-018-128

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้โอทีเอ
และการประยุกต์ใช้งาน

DESIGN OF FLOATING RESISTANCE CONVERTERS USING OTAs
AND THEIR APPLICATIONS



วรรณดี เพชรรมณีล้ำค่า

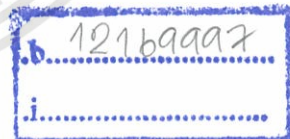
WANDEE PETCHMANEELUMKA

จพ.

๑๒๔๗

๒๕๕๒

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**105464**
วัน,เดือน,ปี.....**2 4 พ.ย. 2552**



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-D-018-128

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**DESIGN OF FLOATING RESISTANCE CONVERTERS USING OTAs
AND THEIR APPLICATIONS**



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

2009

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการวิจัยที่ออกโดย KMUTL-2009-EN-D-018-128 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2009






FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้โอทีเอ และการประยุกต์ใช้งาน
Thesis Title Design of Floating Resistance Converters using OTAs and Their Applications
นักศึกษา นางสาววรรณดี เพชรหมณีล้ำค่า
รหัสประจำตัว 47060060
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วันชัย ธีร์รุจา
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-D-018-128

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วรพงศ์	ตั้งศรีรัตน์	
ผศ.ดร.อัมพวัน	จุลเสวีวงศ์	
ดร.มงคล	กถินกระจ่าย	
ดร.อนุชา	แก้วพลสุข	
รศ.ดร.วันชัย	ธีร์รุจา	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 31 สิงหาคม พ.ศ. 2552 เวลา 09.00-11.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 31 สิงหาคม พ.ศ. 2552

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้โอทีเอ และการประยุกต์ใช้งาน
นักศึกษา	นางสาววรรณดี เพชรมณีล้ำค่า
รหัสนักศึกษา	47060060
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วันชัย ธีรรัฐจา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้ วงจรขยายค่าความนำ (Operational Transconductance Amplifier) หรือโอทีเอ (OTA) เป็นหลัก ค่า ความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถเป็นได้ทั้งค่าบวกและค่าลบ ซึ่งขนาดของค่าความต้านทาน สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอ วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มี 3 วงจร โดยวงจรแรกเป็น วงจรหลัก ซึ่งใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่นำโอทีเอมาใช้เป็นบล็อกรวมวงจรแอกทีฟหลัก ในการออกแบบ โดยวงจรที่ออกแบบขึ้นสามารถทำงานได้กับสัญญาณอินพุตทั้งแรงดันและกระแส วงจรที่สองเป็นการปรับปรุงวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวจากวงจรแรกให้สามารถปรับค่า ความต้านทานทั้งค่าบวกและค่าลบได้ภายในวงจรเดียวกัน และวงจรที่สาม เป็นการพัฒนางจร แปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ใช้เพียงโอทีเอที่เป็นบล็อกรวมวงจรแอกทีฟเท่านั้น ไม่ต้องใช้ความ ต้านทานแบบพาสซีฟในการแปลงค่าความต้านทาน เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรทั้ง สาม ได้ทำการต่อวงจรจริง ซึ่งผลการทดสอบการทำงานของวงจรที่ได้เป็นไปตามค่าที่คาดหวัง อีกทั้งได้มีการนำวงจรแปลงความต้านทานที่ออกแบบขึ้นมาประยุกต์ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบ แอนะล็อกอีกด้วย

Thesis Title	Design of floating resistance converters using OTAs and their applications
Student	Miss Wandee Petchmaneelumka
Student ID.	47060060
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical of Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vanchai Riewruja

ABSTRACT

This thesis presents the designs of floating resistance converters using operational transconductance amplifiers (OTAs). Both positive and negative synthetic resistances can be achieved. The magnitudes of the obtained resistances can be electronically adjusted by changing the external bias currents of OTAs. There are three proposed floating resistance converters in this thesis. Firstly, the main circuit in this thesis employs characteristic of current conveyor based on OTAs. The first proposed circuit can be driven by voltage or current input signals. Secondly, the first scheme is improved to achieve both positive and negative resistances in the same circuit. Finally, the floating resistance converter using only OTAs without passive resistor is proposed. All proposed circuits are experimentally implemented. Experimental results verifying the performances of the proposed circuits are agreed with the expected values. Application examples in analog signal processing circuits using the proposed circuits are also given.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.วันชัย ธีร์รุจา อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางในการ แก้ไขปัญหาต่างๆ อย่างเต็มที่ ตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีทักษะในการทำงานวิจัย และสามารถ พัฒนางานวิจัยได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ขอขอบคุณ ผศ.ดร. อัมพวัน จุลเสวีวงศ์ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม รวมทั้ง พี่ๆ และน้องๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือ ตรวจสอบในงานวิจัยและให้คำแนะนำต่างๆ ในการ จัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ได้ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา ตลอดจนการเดินทางไปนำเสนอผลงานวิจัยยังต่างประเทศ

สุดท้าย ขอขอบพระคุณคุณพ่อ คุณแม่ และพี่ๆ ของผู้เขียน ที่คอยสนับสนุน ห่วงใยและเป็นกำลังใจให้กับผู้เขียนมาโดยตลอด

วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	3
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 วงจรสายพานกระแส.....	5
2.3 การสังเคราะห์ความต้านทานโดยใช้วงจรสายพานกระแส.....	6
2.3.1 วงจรแปลงความต้านทานแบบเทียบกราวด์.....	7
2.3.2 วงจรแปลงความต้านทานแบบเทียบลอยตัว.....	8
2.4 โอทีเอ.....	10
2.5 บทสรุป.....	16
บทที่ 3 การออกแบบวงจรสายพานกระแสโดยใช้โอทีเอ.....	17
3.1 กล่าวนำ.....	17
3.2 วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นโดยใช้โอทีเอ.....	17
3.2.1 วงจรสายพานกระแสบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันอย่างง่าย.....	17
3.2.2 วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง.....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 สมรรถนะของวงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้น.....	24
3.3.1 ค่าความผิดพลาดจากค่าทางอุดมคติ	24
3.3.2 ช่วงปฏิบัติการของวงจร	25
3.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร	26
3.5 บทสรุป.....	28
บทที่ 4 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่นำเสนอ.....	29
4.1 กล่าวนำ.....	29
4.2 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบแรก.....	29
4.2.1 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับ โดยแรงดัน.....	29
4.2.2 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับ โดยกระแส.....	32
4.2.3 สมรรถนะการทำงานของวงจร.....	34
4.2.4 ช่วงปฏิบัติการของวงจร.....	37
4.2.5 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	38
4.3 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบที่สอง.....	42
4.3.1 การทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับปรุงขึ้น.....	43
4.3.2 สมรรถนะการทำงานของวงจร.....	46
4.3.3 ช่วงปฏิบัติการของวงจร.....	47
4.3.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	48
4.4 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบที่สาม.....	50
4.4.1 การทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบที่สาม.....	51
4.4.2 สมรรถนะการทำงานของวงจร.....	53
4.4.3 ช่วงปฏิบัติการของวงจร.....	56
4.4.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	56
4.5 บทสรุป.....	58
บทที่ 5 การประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ได้นำเสนอ.....	59
5.1 กล่าวนำ.....	59

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.2 การประยุกต์ใช้ความต้านทานแบบลอยตัวที่สังเคราะห์ขึ้นในวงจรเลื่อนเฟส.....	59
5.3 การประยุกต์ใช้ความต้านทานแบบลอยตัวที่สังเคราะห์ขึ้นในวงจรอินทิเกรต.....	61
5.3.1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว.....	61
5.3.2 วงจรอินทิเกรตที่ใช้วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว.....	62
5.4 บทสรุป.....	63
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....	64
6.1 บทสรุป.....	64
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....	65
เอกสารอ้างอิง.....	66
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของวงจร โอทีเอ.....	70
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์การประยุกต์ใช้งาน โอทีเอ.....	76
ภาคผนวก ค. บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์.....	89
ประวัติผู้เขียน.....	112

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 ค่าความถี่หักมุมต่างๆ ที่เลือกใช้ค่า R_{AB} และ C	50
6.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวทั้ง 3 แบบ.....	65



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแส.....	5
2.2 วงจรแปลงความต้านทานแบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรสายพานกระแส.....	7
2.3 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้วงจรสายพานกระแสเมื่อ $v_A > v_B$	9
2.4 โอทีเอ.....	10
2.5 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับโอทีเอในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่.....	14
2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ.....	16
3.1 วงจรตามแรงดันโดยใช้โอทีเออย่างง่าย.....	18
3.2 วงจรสายพานกระแสบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันอย่างง่าย.....	19
3.3 วงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง.....	20
3.4 วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง.....	23
3.5 ผลการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านสัญญาณไฟตรงแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x	26
3.6 ผลการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านสัญญาณไฟตรงกระแส i_x ไปยังกระแส i_{z1} และ i_{z2}	27
3.7 ผลการทำงานของวงจรเมื่อแปรค่าอณูภูมิภาคล้อมของวงจร.....	28
4.1 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบจับ โดยแรงดัน.....	30
4.2 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบจับ โดยกระแส.....	32
4.3 วงจรสำหรับวิเคราะห์หาความผิดพลาดของแรงดัน v_x	35
4.4 กราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบจับ โดยแรงดัน.....	38
4.5 กราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบจับ โดยกระแส.....	39
4.6 เปรอ์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ R_m จากรูปที่ 4.4(ข).....	40
4.7 ค่าความผิดพลาดรวมของฮาร์โมนิกที่ความถี่ 100kHz ของสัญญาณอินพุท.....	40
4.8 องค์ประกอบทางความถี่ของแรงดันตกคร่อมความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m	41
4.9 เปรอ์เซ็นต์ผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m ต่ออณูภูมิภาคล้อม.....	42
4.10 วงจรสายพานกระแสจากรูปที่ 3.4 ที่ทำการเพิ่มเอาต์พุท.....	43
4.11 วงจรแปลงผันสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส.....	44
4.12 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบที่สอง.....	45
4.13 กราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานในรูปที่ 4.12.....	48
4.14 เปรอ์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ R_m จากรูปที่ 4.13(ก).....	49

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.15 ค่าความเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกที่ความถี่ 100kHz ของสัญญาณอินพุต.....	49
4.16 กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทาน R_m ต่ออุณหภูมิแวดล้อม.....	50
4.17 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบที่สาม.....	51
4.18 กราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.17.....	57
4.19 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ R_m จากรูปที่ 4.18(ก).....	57
5.1 วงจรเลื่อนเฟส.....	59
5.2 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ต่อมุมเฟสที่ความถี่หักมุมทั้ง 3 ค่า.....	61
5.3 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวโดยใช้วงจรจากรูปที่ 4.2(ก).....	61
5.4 กราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว.....	62
5.5 วงจรอินทิเกรต.....	62
5.6 ผลตอบสนองชั่วขณะของแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตในวงจรอินทิเกรต.....	63
ก1 วงจรภายในของ โอทีเอ.....	71
ก2 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับโอทีเอ.....	74
ข1 วงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ.....	77
ข2.1 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ.....	79
ข2.2 วงจรสำหรับการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่าย โดยใช้โอทีเอสำหรับวิธีที่สอง.....	80
ข3 วงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้โอทีเอ.....	82
ข4 วงจรสำหรับการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง โดยใช้โอทีเอ.....	84

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันระบบวัดคุมทางอุตสาหกรรมได้มีการนำเอาสัญญาณดิจิทัลมาใช้ในการควบคุมระบบมากขึ้น ในขณะที่ตัวควบคุมระบบยังคงเป็นแบบแอนะล็อก ดังนั้นเพื่อให้สะดวกในการนำส่วนควบคุมและตัวควบคุมมาใช้งานร่วมกัน ทำให้จำเป็นต้องมีการพัฒนาตัวควบคุมให้สามารถปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการออกแบบตัวควบคุมแบบแอนะล็อกได้นำเอาวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรนั้นได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์มาประกอบเป็นส่วนหนึ่งของตัวควบคุม อาทิเช่น วงจรขยายสัญญาณที่สามารถปรับค่าอัตราขยายได้ (Variable Gain Amplifier) วงจรกำเนิดความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ (Variable Frequency Oscillator) และวงจรกรองความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่หักมุมได้ (Variable Filter) เป็นต้น ซึ่งการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบแอนะล็อกที่ได้ออกมาข้างต้น ได้มีการนำเสนอในงานวิจัยอยู่มากมาย [1] - [3] และองค์ประกอบหลักที่นำมาใช้ในการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์อย่างหนึ่ง คือ ความต้านทานแบบลอยตัวที่สามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically Adjustable Floating Resistance) โดยในงานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวอย่างต่อเนื่อง [4] - [11] ในการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่สามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ในอดีตที่ผ่านมา ได้มีการออกแบบโดยใช้เทคนิคของวงจรรวม (Integrated Circuit) [4] - [9] ซึ่งแนวทางหนึ่งที่น่าสนใจอาศัยความต้านทานภายในของโครงสร้างวงจรรขยายคลาส AB [5] - [7] หรือความต้านทานภายในของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงเชิงเส้น (Linear Region) [4] และช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) [8] - [9] ซึ่งวิธีที่ใช้ความต้านทานภายในของโครงสร้างวงจรรขยายคลาส AB นั้น มีข้อจำกัดอยู่ที่ค่าความต้านทานที่ได้จะแปรค่าตามอุณหภูมิ นอกจากนี้เมื่อความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นมีค่าสูง จะทำให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกมีค่าสูงตาม อีกทั้งมีช่วงปฏิบัติการที่แคบ ส่วนวิธีที่อาศัยหลักการของทรานซิสเตอร์แบบซิมอส ค่าความต้านทานที่ได้จะเป็นฟังก์ชันกับพารามิเตอร์ของค่าความนำ (Transconductance) ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะแปรค่าตามอุณหภูมิอย่างมากเช่นกัน การพัฒนาวงจรแปลงความต้านทานอีกวิธีหนึ่งที่สามารถปรับค่าความต้านทานได้อย่างเป็นเชิงเส้นและมีช่วงปฏิบัติการที่กว้างได้มีการนำเสนอในงานวิจัย [10] - [11] แต่งานวิจัยที่มีการเสนอมานี้แล้วนั้น

สามารถใช้งานได้กับสัญญาณแรงดันหรือสัญญาณกระแสเพียงอย่างเดียวอย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้น ทำให้การนำไปประยุกต์ใช้งานมีข้อจำกัด

แนวทางหนึ่งในการวิจัยและพัฒนาการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบแอนะล็อกที่ได้รับความนิยมอย่างกว้างขวาง [12] – [14] คือ การออกแบบโดยใช้บล็อกวงจรแอกทีฟ (Active Circuit Building Block) ที่มีสมรรถนะในการทำงานที่สูง เช่น วงจรออปแอมป์ (Operational Amplifier, OA) วงจรโอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier, OTA) และ วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor, CC) เป็นต้น ซึ่งการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้บล็อกวงจรแอกทีฟแต่ละชนิด ต่างก็มีข้อเด่นและข้อด้อยที่แตกต่างกันออกไปตามคุณสมบัติของบล็อกวงจรแอกทีฟที่ใช้ รวมถึงวัตถุประสงค์ที่นำไปประยุกต์ใช้งาน

จากที่กล่าวมาจะเห็นถึงความสำคัญของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวและความสนใจในการใช้บล็อกวงจรแอกทีฟในการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบัน ทำให้เกิดที่มาของการศึกษาและแนวทางวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่สามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นเป็นได้ทั้งค่าบวกและค่าลบ อีกทั้งสามารถทำงานได้กับอินพุตสัญญาณแรงดันและสัญญาณกระแส โดยจะใช้โอทีเอเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟหลักในการออกแบบ

วัตถุประสงค์ของการทำวิจัย คือ เพื่อศึกษาแนวทางและหลักเกณฑ์การออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส ซึ่งวงจรสายพานกระแสที่นำมาใช้ได้มีการพัฒนาขึ้นโดยใช้โอทีเอเป็นหลัก

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ การสังเคราะห์ความต้านทานแบบลอยตัวที่สามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส ซึ่งจะนำโอทีเอมาใช้เป็นบล็อกวงจรแอกทีฟหลักในการออกแบบ โดยวงจรที่ออกแบบขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 3 วงจรหลักคือ

วงจรแรก เป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่พัฒนาขึ้นในการออกแบบ วงจรสายพานกระแสที่นำมาใช้ ถูกออกแบบขึ้นโดยใช้โอทีเอ

เป็นหลัก ซึ่งความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นเป็น ได้ทั้งค่าบวกและค่าลบและสามารถทำงานได้กับ อินพุตทั้งสัญญาณแรงดันและสัญญาณกระแส โดยการปรับเปลี่ยนจุดเชื่อมต่อภายในวงจร

วงจรที่สอง เป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับปรุงขึ้นจากวงจรแรกที่ทำงาน กับอินพุตสัญญาณแรงดันเพียงอย่างเดียว แต่สามารถสังเคราะห์ความต้านทานทั้งค่าบวกและค่าลบ ได้ภายในวงจรเดียวกันโดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนวงจร

วงจรที่สาม เป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่พัฒนาขึ้น โดยการใช้ความ ต้านทานแฝงของโอทีเอในการสังเคราะห์ ทำให้ไม่ต้องใช้ความต้านทานแบบพาสซีฟในการแปลง ค่า ซึ่งความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถเป็นได้ทั้งค่าบวกและค่าลบภายในวงจรเดียวกัน เช่นเดียวกับวงจรที่สอง

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

ขอบเขตในการนำเสนอวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นการนำเสนอวงจรแปลงความต้านทาน แบบลอยตัวที่สามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะนำวงจรโอทีเอมาใช้ ในการออกแบบ โดยวงจรที่นำเสนอจะทำการทดสอบการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง พร้อมกับนำวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นมาประยุกต์ใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อเป็นการยืนยันให้ เห็นถึง วงจรที่ออกแบบขึ้นสามารถนำไปใช้งานได้จริง

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท กับ 3 ภาคผนวก โดยในแต่ละบทมี รายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำที่กล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและ วัตถุประสงค์ของการศึกษา หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ รวมถึง รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งประกอบไปด้วย ความรู้พื้นฐานของวงจรสายพานกระแส การสังเคราะห์ความต้านทานโดยใช้วงจรสายพานกระแส ทั้งความต้านทานแบบเทียบกราวด์และความต้านทานแบบลอยตัว และวงจรโอทีเอ รวมถึง คุณสมบัติของโอทีเอ

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบวงจรสายพานกระแสโดยใช้โอทีเอ พร้อมทั้งทำการวิเคราะห์ สมรรถนะการทำงานของวงจรสายพานกระแสที่ได้ออกแบบขึ้น รวมถึงการทดสอบและผลการ ทดสอบการทำงานของวงจร

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่สามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 3 วงจรหลักคือ วงจรแรก เป็นวงจรแปลงความต้านแบบลอยตัวโดยใช้วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นจากบทที่ 3 ที่สามารถทำงานได้แบบขับได้โดยแรงดันและขับโดยกระแส ซึ่งสามารถสังเคราะห์ความต้านทานได้ทั้งความต้านทานค่าบวกและค่าลบ วงจรที่สอง เป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับปรุงขึ้นจากวงจรแรกที่ทำงานแบบขับโดยแรงดัน เพื่อให้สามารถสังเคราะห์ความต้านทานทั้งค่าบวกและค่าลบได้ภายในวงจรเดียวกันโดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนวงจร ส่วนวงจรที่สาม เป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ไม่ใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟในการออกแบบ ซึ่งสามารถสังเคราะห์ค่าความต้านทานได้ทั้งค่าบวกและค่าลบเช่นกัน โดยทั้ง 3 วงจรจะทำการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร รวมถึงการทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

บทที่ 5 กล่าวถึงการนำวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ได้ออกแบบขึ้นในบทที่ 4 ทั้งความต้านทานค่าบวกและค่าลบ มาประยุกต์ใช้ในวงจรเลื่อนเฟสและวงจรอินทิเกรท พร้อมทั้งสมรรถนะการทำงานของวงจร

บทที่ 6 บทส่งท้าย เป็นการสรุปผลงานที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อไป

ในส่วนสุดท้ายของวิทยานิพนธ์เป็นส่วนของภาคผนวก ซึ่งได้รวบรวมการวิเคราะห์สมการต่าง ๆ ของแต่ละบท รวมทั้งบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ ดังรายละเอียดต่อไปนี้

ภาคผนวก ก กล่าวถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรโอที โดยวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุตและค่าแรงดันอินพุต และผลตอบสนองทางความถี่

ภาคผนวก ข กล่าวถึงการวิเคราะห์วงจรจากการนำโอทีเอมาประยุกต์ใช้งาน โดยวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตและผลตอบสนองทางความถี่สำหรับวงจรตามแรงดันอย่างง่ายและวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง อีกทั้งวิเคราะห์หาเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดต่ออุณหภูมิแวดล้อมของวงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้น

ภาคผนวก ค แสดงบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารและการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

บทที่ 2

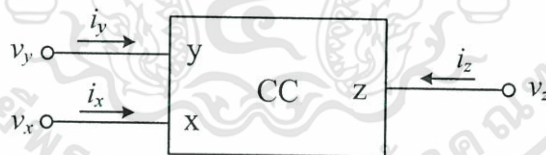
ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟหลัก เพื่อเป็นแนวทางในการศึกษาและเข้าใจในการออกแบบ ในบทนี้ขอกล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบเทียบกราวด์และแบบลอยตัว โดยการออกแบบวงจรใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสเป็นหลัก ซึ่งวงจรสายพานกระแสที่ใช้นี้พัฒนามาจากโอทีเอที่เป็นบล็อกวงจรแอกทีฟมาตรฐาน

2.2 วงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) หรือ วงจร CC เป็นบล็อกวงจรแอกทีฟที่มีการนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1968 โดย Smith และ Sedra [15] วงจรสายพานกระแสเป็นบล็อกวงจรประเภทสามขั้วโดยมีจุดเข้า 2 ขั้ว คือ x และ y และขั้วจุดออกคือ z โดยมีสัญลักษณ์ของวงจรแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแสที่นำเสนอขึ้นในยุคแรก [15] ถูกเรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First Generation Current Conveyor) หรือวงจร CCI ซึ่งความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสสำหรับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง แสดงได้ดังสมการเมตริกซ์ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยตัวแปร i และ v คือกระแสและแรงดันที่ขั้วนั้น ๆ ตามลำดับ และเครื่องหมายบวก (+) หมายถึง วงจรสายพานกระแสแบบบวก (CCI+) ซึ่งทิศทางการไหลของกระแสที่ขั้ว x และขั้ว z จะเหมือนกัน ในขณะที่เครื่องหมายลบ (-) หมายถึง วงจรสายพานกระแสแบบลบ (CCI-) ซึ่งทิศทางการไหลของกระแสที่ขั้ว x และที่ขั้ว z จะตรงข้ามกัน จากสมการที่ 2.1 จะเห็นว่า กระแส i_y นั้นแปรตามกระแส i_x ทำให้เกิดความยุ่งยากในการออกแบบวงจรสำหรับการประยุกต์ใช้งาน จึงได้มีการพัฒนา วงจรเป็น วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor) หรือ วงจร CCII ซึ่งถูกนำเสนอขึ้นในปี 1970 [16] โดยสัญลักษณ์ของวงจร CCII ยังคงเหมือนกับวงจร CCI ที่แสดงดังรูปที่ 2.1 ส่วนความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสของวงจร CCII สามารถอธิบายได้ด้วยสมการเมตริกซ์ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

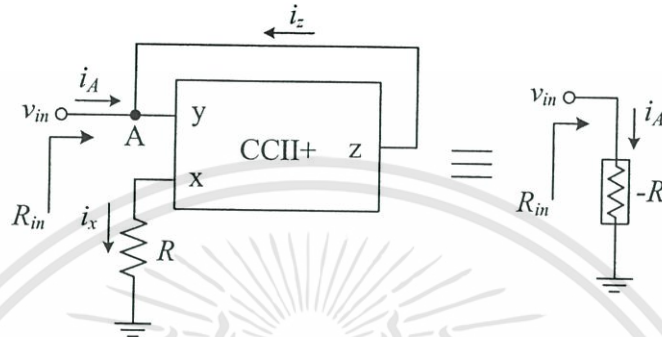
โดยเครื่องหมายบวก (+) และลบ (-) ยังคงแทนถึงวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวก (CCII+) และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบลบ (CCII-) ตามลำดับ จากสมการที่ (2.2) จะเห็นว่ากระแส i_y มีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นก็คือ ความต้านทานจุดเข้าที่ขั้ว y มีค่าเป็นอนันต์ ส่วนความต้านทานจุดเข้าที่ขั้ว x มีค่าเท่ากับศูนย์ แรงดันที่ขั้ว y ถูกส่งผ่านไปยังขั้ว x และกระแส i_x ที่ไหลผ่านขั้ว x ถูกส่งต่อไปยังกระแส i_z ที่ไหลผ่านขั้ว z ซึ่งจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่กล่าวมา ทำให้การประยุกต์ใช้งานของวงจรมีความคล่องตัวสูง จึงได้มีการนำวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองมาออกแบบวงจรด้านการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอย่างมากมาย ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองมาใช้ในการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป และเพื่อให้สะดวกต่อการอธิบายจึงขอเรียกวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองนี้ว่า วงจรสายพานกระแส

2.3 การสังเคราะห์ความต้านทานโดยใช้วงจรสายพานกระแส

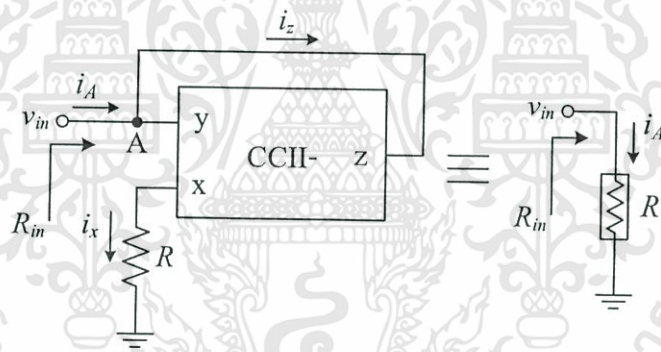
ในหัวข้อนี้กล่าวถึงการสังเคราะห์ความต้านทานแบบพื้นฐานโดยใช้วงจรสายพานกระแส เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการสังเคราะห์ความต้านทานมากยิ่งขึ้น โดยวงจรแปลงความต้านทานแบ่งออกเป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบเทียบกราวด์ และวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัว [17]

2.3.1 วงจรแปลงความต้านทานแบบเทียบกราวด์

หลักการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบเทียบกราวด์ โดยใช้วงจรสายพานกระแส แสดงดังรูปที่ 2.2 ในรูปที่ 2.2(ก) แสดงวงจรแปลงความต้านทานค่าลบโดยวงจรสายพานกระแส แบบบวก ซึ่งทิศทางการไหลของกระแสที่ขั้ว z จะเหมือนกับทิศทางการไหลของกระแสที่ขั้ว x



(ก) ความต้านทานค่าลบ



(ข) ความต้านทานค่าบวก

รูปที่ 2.2 วงจรแปลงความต้านทานแบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรสายพานกระแส

เมื่อป้อนแรงดันอินพุต $v_{in} > 0$ ที่ขั้ว y แรงดัน v_{in} จะถูกส่งผ่านไปยังขั้ว x และเปลี่ยนไปเป็นกระแส $i_x = v_{in}/R$ ซึ่งกระแส i_x จะถูกส่งผ่านไปยังขั้ว z และเนื่องจากขั้ว y และ z ต่อเข้าด้วยกัน ดังนั้นกระแส i_z เสมือนไหลออกจากจุด A ซึ่งพิจารณาได้ว่า $i_A = -i_z$ ทำให้ความต้านทาน R_{in} ที่พิจารณาที่จุดเข้า A มีค่าเท่ากับ

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_A} = \frac{v_{in}}{-i_z} = \frac{v_{in}}{-(v_{in}/R)} = -R \quad (2.3)$$

ในทำนองเดียวกัน วงจรแปลงความต้านทานค่าบวกในรูปที่ 2.2(ข) ซึ่งมีการทำงานของวงจรที่เหมือนกับวงจรในรูปที่ 2.2(ก) แต่จะใช้วงจรสายพานกระแสแบบลบแทน เมื่อป้อนแรงดันอินพุต $v_{in} > 0$ ทิศทางการไหลของกระแสที่ขั้ว z จะตรงกันข้ามกับทิศทางการไหลของกระแสที่ขั้ว x ซึ่งพิจารณาได้ว่า $i_A = i_z$ ดังนั้นความต้านทาน R_{in} ที่พิจารณาที่จุดเข้า A จะมีค่าเท่ากับ

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_A} = \frac{v_{in}}{i_z} = \frac{v_{in}}{(v_{in}/R)} = R \quad (2.4)$$

จะเห็นได้ว่า วงจรแปลงความต้านทานแบบเทียบกราวด์ทั้งค่าบวกและค่าลบสามารถออกแบบได้อย่างง่ายโดยใช้วงจรสายพานกระแส แต่อย่างไรก็ตามวงจรในรูปที่ 2.2 ความต้านทานที่ได้นั้นจะเป็นแบบปลายข้างหนึ่งต่อลงกราวด์ ทำให้การนำไปประยุกต์ใช้งานมีขีดจำกัด ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวงจรแปลงความต้านทานเป็นแบบลอยตัว เพื่อให้นำไปประยุกต์ใช้งานได้คล่องตัวมากยิ่งขึ้น ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.3.2

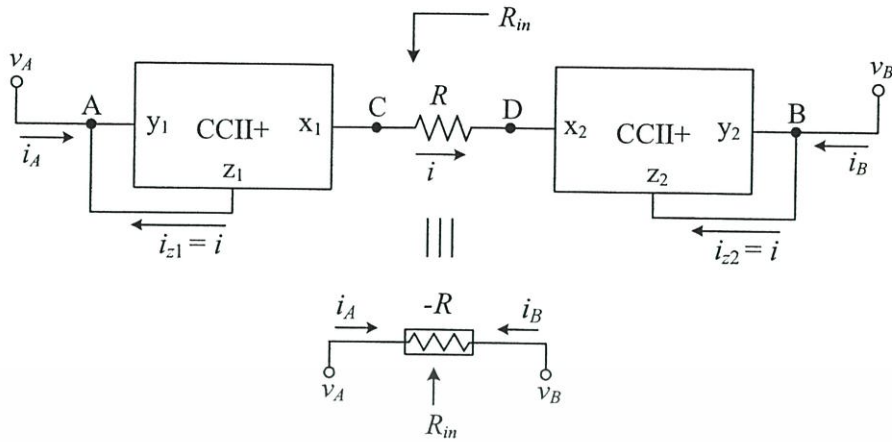
2.3.2 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัว

วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้วงจรสายพานกระแสแสดงในรูปที่ 2.3 จะใช้วงจรสายพานกระแสแบบบวก 2 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทาน R ในรูปที่ 2.3(ก) เป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวค่าลบ เมื่อป้อนความแตกต่างของแรงดัน v_A และ v_B ที่โหนด A และ B โดย $v_A > v_B$ ทำให้แรงดัน v_A และ v_B ถูกส่งผ่านไปยังโหนด C และ D ต่กรวมตัวต้านทาน R ตามลำดับ ทำให้เกิดกระแส i ซึ่งมีค่าเท่ากับ $(v_A - v_B)/R$ จากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส จะได้ว่ากระแส i_{z1} ไหลออกจากขั้ว z_1 และกระแส i_{z2} ไหลเข้าที่ขั้ว z_2 เมื่อพิจารณาที่โหนด A และ B จะได้กระแส $i_A = -i$ และ $i_B = i$ ดังนั้นค่าความต้านทาน R_{in} ที่ได้เมื่อพิจารณาแรงดันที่ต่กรวม และกระแสที่ไหลผ่านโหนด A และ B จะมีค่าเป็นลบ ดังสมการต่อไปนี้

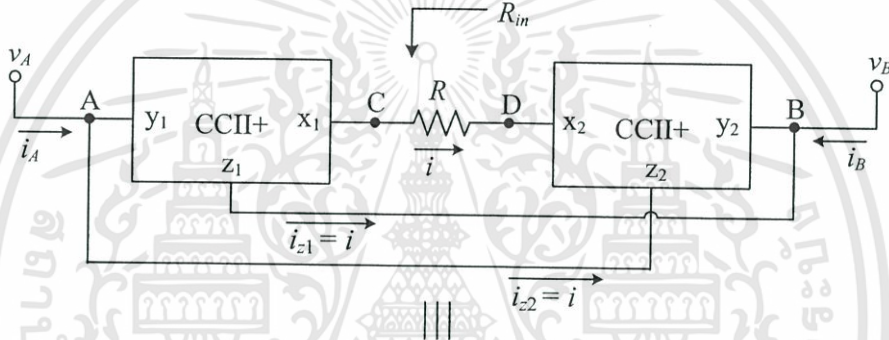
$$R_{in} = \frac{(v_A - v_B)}{i_A} = \frac{(v_A - v_B)}{-i} = -R \quad (2.5)$$

ในทำนองเดียวกัน ถ้าทำการสลับขั้ว z_1 กับ z_2 ดังรูปที่ 2.3(ข) จะได้ว่ากระแส $i_A = i$ และ $i_B = -i$ ทำให้เมื่อพิจารณาค่าความต้านทาน R_{in} จะมีค่าเป็นบวก ดังสมการที่ 2.6

$$R_{in} = \frac{(v_A - v_B)}{i_A} = \frac{(v_A - v_B)}{i} = R \quad (2.6)$$



(ก) ความต้านทานค่าลบ



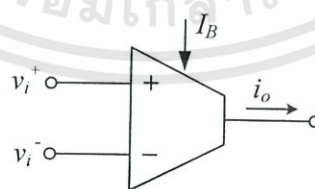
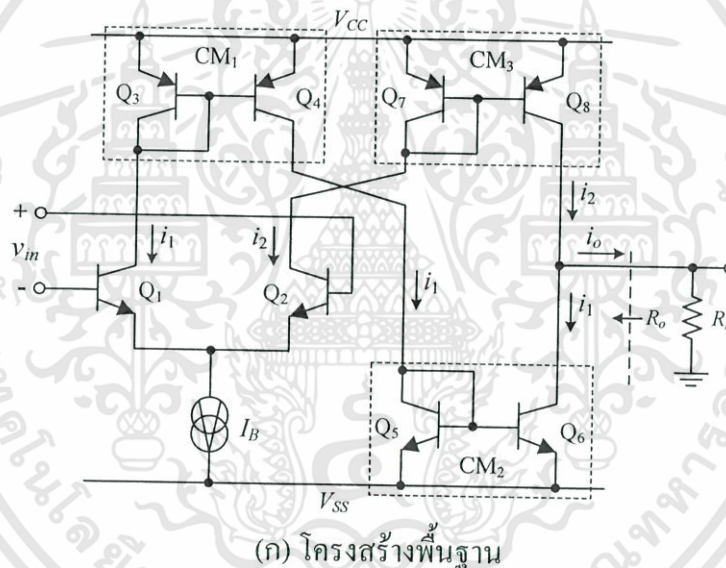
(ข) ความต้านทานค่าบวก

รูปที่ 2.3 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้วงจรสายพานกระแสเมื่อ $v_A > v_B$

จากสมการที่ (2.3) ถึง (2.6) จะเห็นได้ว่าวงจรแปลงความต้านทานแบบเทียบกราวด์และแบบลอยตัวที่กล่าวมาข้างต้น เป็นการออกแบบโดยใช้วงจรสายพานกระแสที่มีอัตราการส่งผ่านกระแส i_x ไปยัง i_z เท่ากับหนึ่ง ซึ่งทำให้ค่าความต้านทานที่ได้ไม่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ถ้าออกแบบวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับกระแส i_z ให้เป็นจำนวนเท่าของกระแส i_x ได้ จะทำให้สามารถปรับค่าความต้านทานได้ตามที่ต้องการ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเอาโอทีเอมาสังเคราะห์เป็นวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับเปลี่ยนค่ากระแส i_z ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 3.2

2.4 โอทีเอ

โอทีเอ หรือวงจรถายค่าความนำ (Operational Transconductance Amplifier, OTA) เป็นบล็อกวงจรแอกทีฟประเภทหนึ่ง โดยหลักการทำงานเบื้องต้นของโอทีเอจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณกระแสที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างของแรงดันอินพุต ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวทำให้สามารถกล่าวได้ว่า โอทีเอมีคุณสมบัติการทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแสชนิดควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Current Source, VCCS) [18] อีกทั้งยังสามารถแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของวงจร (Transconductance Gain, gm) ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โอทีเอได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางในการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก ตัวอย่างเช่น วงจรกรองสัญญาณแบบแอกทีฟ (Active Filter) [19] – [20] วงจรกำเนิดความถี่ (Oscillator) [21] และวงจรถายสัญญาณแบบอินสตรูเมนต์ (Instrumentation Amplifier) [22] เป็นต้น



(ข) สัญลักษณ์

รูปที่ 2.4 โอทีเอ

โครงสร้างพื้นฐานและสัญลักษณ์ของโอทีเอแสดงในรูปที่ 2.4 เมื่อผลต่างแรงดันอินพุต $v_{in} = v_i^+ - v_i^-$ โดยโครงสร้างของวงจรโอทีเอประกอบด้วยวงจรคู่ผลต่าง $Q_1 - Q_2$ (Differential Pair) ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror, CM) $CM_1 - CM_3$ และมี I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสไปโอสจากภายนอก การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ต่อร่วมกันเป็นวงจรคู่ผลต่างซึ่งถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแส I_B จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส i_1 และ i_2 มีค่าดังนี้ [ภาคผนวก ก1]

$$i_1 = \frac{I_B e^{(-v_{in}/2v_T)}}{e^{(-v_{in}/2v_T)} + e^{(v_{in}/2v_T)}} \quad (2.7)$$

$$i_2 = \frac{I_B e^{(v_{in}/2v_T)}}{e^{(-v_{in}/2v_T)} + e^{(v_{in}/2v_T)}} \quad (2.8)$$

เมื่อ v_T คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ (Thermal Voltage, V) มีค่าเท่ากับ kT/q
 k คือ ค่าคงที่โบลท์แมน (Boltzman's Constant) มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} J/K
 T คือ ค่าอุณหภูมิเคลวิน (K)
 q คือ ค่าประจุไฟฟ้าอิเล็กตรอน (Electron Charge) มีค่าเท่ากับ 1.605×10^{-19} C

ทรานซิสเตอร์ $Q_3 - Q_4$ (CM_1) $Q_5 - Q_6$ (CM_2) และ $Q_7 - Q_8$ (CM_3) ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง จากการทำงานของวงจรสะท้อนกระแส $CM_1 - CM_2$ และ CM_3 กระแส i_1 และ i_2 จะถูกสำเนาไปยังโนดเอาต์พุตของวงจร ตามลำดับ ทำให้กระแสเอาต์พุต i_o ของวงจรโอทีเอมีเท่ากับ [ภาคผนวก ก1]

$$i_o = i_2 - i_1 = I_B \frac{[e^{(v_{in}/2v_T)} - e^{(-v_{in}/2v_T)}]}{[e^{(v_{in}/2v_T)} + e^{(-v_{in}/2v_T)}]} \quad (2.9)$$

หรือ
$$i_o = I_B \tanh\left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right) \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) จะเห็นว่ากระแสเอาต์พุต i_o ติดอยู่ในรูปของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ของผลต่างแรงดันอินพุต v_{in} ซึ่งความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต i_o กับผลต่างแรงดันอินพุต v_{in} ที่ได้เป็นฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นถ้านำฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาทำการประมาณค่าความเป็นเชิงเส้น (Linear Approximation) โดยการกระจายอนุกรมเทเลอร์ (Taylor's Series) ของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ จะได้สมการเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tanh(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315} + \dots \quad \text{เมื่อ } |x| < \frac{\pi}{2} \quad (2.11)$$

เมื่อแทนค่า $x = v_{in}/2v_T$ ลงในสมการที่ (2.11) จะได้สมการเป็น

$$\tanh\left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right) = \left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right) - \frac{1}{3}\left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right)^3 + \frac{2}{15}\left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right)^5 - \frac{17}{315}\left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right)^7 + \dots \quad \text{เมื่อ } \left|\frac{v_{in}}{2v_T}\right| < \frac{\pi}{2} \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) ในกรณีที่ $v_{in} \ll 2v_T$ จะสามารถประมาณสมการที่ (2.12) ได้เป็น

$$\tanh\left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right) \cong \frac{v_{in}}{2v_T} \quad (2.13)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.13) ที่ได้ทำการประมาณค่าฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ให้เป็นเชิงเส้นแล้ว แทนลงในสมการที่ (2.10) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต i_o กับผลต่างแรงดันอินพุต v_{in} ที่เป็นเชิงเส้นดังสมการต่อไปนี้

$$i_o = I_B \frac{v_{in}}{2v_T} \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.10) ฟังก์ชันถ่ายโอนของโอทีเอ คืออัตราขยายค่าความนำ gm ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$gm = \frac{di_o}{dv_{in}} = \frac{I_B}{2v_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right) \quad (2.15)$$

เมื่อขนาดของสัญญาณ v_{in} มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ จะทำให้อัตราขยายค่าความนำ gm ในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$gm = \left. \frac{di_o}{dv_{in}} \right|_{v_{in}=0} = \frac{I_B}{2v_T} \quad (2.16)$$

ดังนั้นความสัมพันธ์ของ i_o กับ v_{in} จะสามารถเขียนได้เป็น

$$i_o = gm v_{in} = \frac{I_B}{2v_T} v_{in} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณา v_T ซึ่งเป็นแรงดันที่ขึ้นกับอุณหภูมิ โดยที่อุณหภูมิห้อง (ประมาณ 300 K) ค่า v_T จะมีค่าประมาณ 26 mV ดังนั้นข้อจำกัดของกระแสเอาต์พุต i_o ในสมการที่ (2.14) และ (2.17) คือผลต่างแรงดันอินพุต v_m จะต้องมีค่าน้อยกว่า 52 mV ซึ่งถือว่าเป็นช่วงปฏิบัติการทางขนาดที่ค่อนข้างแคบ อีกทั้งกระแสเอาต์พุต i_o ยังขึ้นกับผลของอุณหภูมิที่แฝงอยู่ในเทอมของแรงดัน v_T โดยสามารถวิเคราะห์หาค่าความไว (sensitivity) ของกระแส i_o ต่ออุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไปได้ดังนี้

$$S_T^{i_o} = \frac{\partial i_o / i_o}{\partial T / T} = -1 \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.18) เมื่อเขียนอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุต จะได้เป็น

$$\frac{\delta i_o}{i_o} = -1 \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (2.19)$$

เมื่อ δi_o คือ กระแสเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนแปลงไป
 ΔT คือ อุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไป

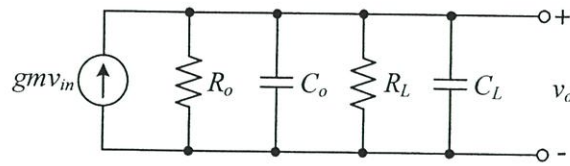
จากโครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอในรูปที่ 2.4(ก) เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของวงจรโอทีเอ จะได้ความต้านทานเอาต์พุต R_o ของโอทีเอมีค่าสูง ซึ่งสามารถวิเคราะห์และเขียนสมการได้เป็น

$$R_o = r_{o6} // r_{o8} = \frac{r_{o6} r_{o8}}{r_{o6} + r_{o8}} \quad (2.20)$$

เมื่อ r_{o6} และ r_{o8} คือค่าความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ Q_6 และ Q_8 ของวงจรในรูปที่ 2.4(ก) ตามลำดับ ดังนั้นการนำโอทีเอไปประยุกต์ใช้งานที่ต้องการค่าอัตราขยายแรงดันที่สูง ความต้านทาน R_L ของโหลดที่นำมาต่อยังจุดเอาต์พุตของโอทีเอจะต้องมีค่าที่สูง ซึ่งโอทีเอที่เป็นไอซีสำเร็จรูปที่มีขายในท้องตลาดบางเบอร์ได้ออกแบบโอทีเอโดยนำบัฟเฟอร์ (Buffer) ต่อที่เอาต์พุตของโอทีเอเพื่อรักษาค่าความต้านทานเอาต์พุตของโอทีเอให้ยังคงมีค่าที่สูงเมื่อนำไปประยุกต์ใช้งาน

ในการพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ เมื่อโนดต่าง ๆ ภายในของวงจรโอทีเอมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำ เนื่องจากเป็นจุดเชื่อมต่อเข้ากับรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ ทำให้พารามิเตอร์สำคัญที่ใช้ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่คือ ค่าความต้านทานและค่าความจุไฟฟ้าที่โนดเอาต์พุตของวงจรโอทีเอ อีกทั้งโครงสร้างภายในของโอทีเอยังไม่จำเป็นต้องมีส่วนชดเชยความถี่

[18] ในรูปที่ 2.5 แสดงวงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับ โอทีเอที่ใช้ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับ โอทีเอ ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่

เมื่อ R_o และ C_o คือ ความต้านทานแผลงและความจุไฟฟ้าแผลงที่เอาท์พุทของ โอทีเอ ตามลำดับ

R_L และ C_L คือ ความต้านทานและความจุไฟฟ้าของ โหลดที่นำมาต่อร่วมกับ โอทีเอ ตามลำดับ

จากวงจรในรูปที่ 2.5 สามารถคำนวณหาค่าอัตราขยายแรงดันสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก [ภาคผนวก ก2] ได้ดังนี้

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_m(s)} = \frac{gm(R_o // R_L)}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)s + 1} \quad (2.21ก)$$

เมื่อแทนค่า $s = j\omega$ จะได้

$$A_v(j\omega) = \frac{gm(R_o // R_L)}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)j\omega + 1} = \frac{A_{vo}}{j(\omega/\omega_c) + 1} \quad (2.21ข)$$

เมื่อ

$$A_{vo} = gm(R_o // R_L) = \frac{I_B}{2V_T}(R_o // R_L) \quad (2.22)$$

$$\omega_c = \frac{1}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)} \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.21) จะเห็นได้ว่าวงจรสมมูลในรูปที่ 2.5 อยู่ในรูปของตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-pass Filter) โดยมีค่า ω_c ในสมการที่ (2.23) เป็นความถี่หักมุม (Corner Frequency) ซึ่งทำให้ได้ค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth, f_c) ของวงจรที่ทำงานเป็นตัวกรองผ่านความถี่ต่ำมีค่าเท่ากับ

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(R_o // R_L)(C_o + C_L)} \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการทำงานของวงจรที่ความถี่ต่ำมาก หรือการทำงานสำหรับสัญญาณดีซี อัตราขยายแรงดัน A_v ในสมการที่ (2.21) จะมีค่าเท่ากับอัตราขยายแรงดัน A_{vo} ในสมการที่ (2.22) ซึ่งสามารถกำหนดค่าอัตราขยายแรงดันได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอก I_B จากคุณลักษณะดังกล่าว ทำให้โอทีเอสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรขยายที่สามารถควบคุมค่าอัตราขยายได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

สำหรับกรณีการทำงานของวงจรที่ความถี่สูงมาก ในสมการที่ (2.21) จะได้ $j(\omega/\omega_c) \gg 1$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (2.21) ได้ใหม่เป็น

$$A_v(j\omega) = \frac{A_{vo}}{j(\omega/\omega_c)} \quad (2.25)$$

กำหนดให้ความถี่ $\omega = \omega_T$ เป็นความถี่ที่ทำให้อัตราขยายแรงดันมีค่าเท่ากับหนึ่ง (Unity-gain Frequency) จะได้

$$|A_v(j\omega_T)| = \left| \frac{A_{vo}}{j(\omega_T/\omega_c)} \right| = \frac{A_{vo}}{\sqrt{(\omega_T/\omega_c)^2}} = 1 \quad (2.26)$$

ดังนั้นความถี่ ω_T จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_T = A_{vo} \omega_c \quad (2.27)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (2.22) และ (2.23) ลงในสมการที่ (2.27) จะได้

$$\omega_T = \frac{gm}{C_o + C_L} = \frac{I_B}{2v_T(C_o + C_L)} \quad (2.28)$$

และแบนด์วิดท์ f_T ของความถี่ ω_T มีค่าเท่ากับ

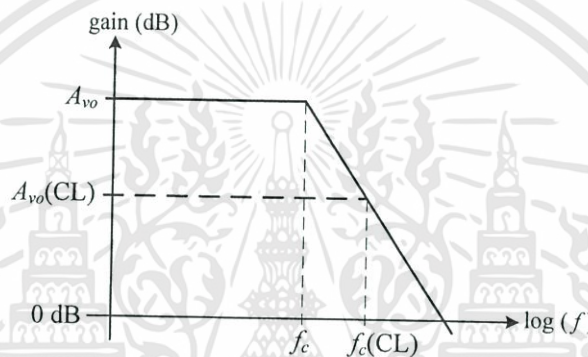
$$f_T = \frac{\omega_T}{2\pi} = \frac{I_B}{4\pi v_T(C_o + C_L)} \quad (2.29)$$

ในกรณีการใช้งานโอทีเอโดยการป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) จะได้ค่าแบนด์วิดท์แบบป้อนกลับ (Close-loop Bandwidth, $f_c(CL)$) เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_c(\text{CL}) = \frac{A_{vo}}{A_{vo}(\text{CL})} f_c \quad (2.30)$$

จากสมการที่ (2.22) จะเห็นได้ว่าค่าอัตราขยายแรงดัน A_{vo} สามารถควบคุมได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอก I_B ดังนั้นค่าแบนด์วิดท์แบบป้อนกลับในสมการที่ (2.30) จึงสามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสภายนอก I_B เช่นกัน ทำให้ได้มีการนำเอาโอทีเอไปประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบแอกทีฟ (Active Filter) ที่สามารถปรับค่าแบนด์วิดท์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [19] – [20], [23] ในรูปที่ 2.6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอด้วยความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราขยาย (Gain) และค่าแบนด์วิดท์ในเทอมของ Logarithm ($\log f$)



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ

2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรสายพานกระแส และการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานทั้งแบบเทียบกราวด์และแบบลอยตัวอย่างง่ายโดยใช้วงจรสายพานกระแสเป็นหลัก ทำให้มีความเข้าใจถึงการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงคุณสมบัติของโอทีเอ ซึ่งถูกนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรสายพานกระแสในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยหลักการออกแบบวงจรสายพานกระแสโดยใช้โอทีเอนั้น จะกล่าวถึงในบทถัดไป

การออกแบบวงจรสายพานกระแสโดยใช้โอทีเอ

3.1 กล่าวนำ

วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ออกแบบโดยใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically Tunable Second Generation Current Conveyor, ECCII) ซึ่งวงจรสายพานกระแสที่พัฒนาขึ้นจะออกแบบโดยโอทีเอเป็นหลัก ข้อดีของการใช้โอทีเอ คือ โอทีเอเป็นวงจรสำเร็จรูปที่มีโครงสร้างภายในเป็นแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีการผลิตออกมาจำหน่ายในท้องตลาดหลายเบอร์ด้วยกัน เช่น CA3080 CA3280 และ LM13600 เป็นต้น อีกทั้งยังสามารถหาซื้อได้ง่ายและมีราคาถูก ในบทนี้จึงขอกล่าวถึงการออกแบบวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอ โดยวงจรที่ออกแบบยังสามารถลดผลของอุณหภูมิที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดของอัตราขยายความนำดังที่เกิดขึ้นกับวงจรที่อาศัยโอทีเอเป็นพื้นฐานในการออกแบบโดยทั่วไป

3.2 วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นโดยใช้โอทีเอ

การออกแบบวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์หรือ ECCII โดยใช้โอทีเอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะอาศัยหลักการทำงานของวงจรตามแรงดันเป็นส่วนประกอบหลัก จากนั้นนำเอาโอทีเอมาต่อเพิ่มเพื่อสร้างกระแสเอาท์พุท ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

3.2.1 วงจรสายพานกระแสบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันอย่างง่าย [24]

ในรูปที่ 3.1 แสดงวงจรตามแรงดันโดยใช้โอทีเออย่างง่าย เมื่อป้อนแรงดัน $v_y > 0$ กระแสเอาท์พุท i_x สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$i_x = gm_1(v_y - v_x) \quad (3.1)$$

กระแส i_x ที่ได้จะไหลผ่านตัวต้านทาน R_L ทำให้ได้ค่าแรงดัน v_x มีค่าเท่ากับ

$$v_x = i_x R_L \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (3.1) ลงในสมการที่ (3.2) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน v_x และ v_y ได้คือ

$$v_x = \frac{gm_1 R_L}{gm_1 R_L + 1} v_y \quad (3.3)$$

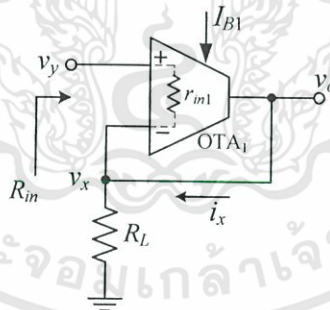
จากสมการที่ (3.3) ถ้าออกแบบให้ $gm_1 R_L \gg 1$ จะได้ว่า

$$v_x \cong v_y \quad (3.4)$$

ส่วนค่าความต้านทานอินพุต R_{in} ของวงจรตามแรงดันในรูปที่ 3.1 สามารถเขียนสมการได้เป็น [ภาคผนวก ข1]

$$R_{in} = r_{m1} (gm_1 R_L + 1) \quad (3.5)$$

เมื่อ r_{m1} คือความต้านทานอินพุตของโอทีเอ ถ้าออกแบบให้ $gm_1 = 1.92 \times 10^{-2} \text{ A/V}$ และ $R_L = 10\text{k}\Omega$ จะได้ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรตามแรงดัน R_{in} มีค่าประมาณ $193r_{m1}$ ซึ่งค่าความต้านทานอินพุตของโอทีเอ r_{m1} จะขึ้นอยู่กับกรเลือกโอทีเอที่นำมาใช้งาน



รูปที่ 3.1 วงจรตามแรงดัน โดยใช้โอทีเออย่างง่าย

สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดัน โดยใช้โอทีเออย่างง่ายในรูปที่ 3.1 [ภาคผนวก ข2] สามารถเขียนได้ว่า

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{c1}} + 1} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$\omega_{c1} = \frac{gm_1}{C_o + C_L} = \frac{I_B}{2v_T(C_o + C_L)} \quad (3.7)$$

จากวงจรตามแรงดันอย่างง่ายในรูปที่ 3.1 สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสได้ดังรูปที่ 3.2 โดยนำเอาโอทีเอ OTA₂ มาต่อเพิ่ม ค่าผลต่างแรงดัน $v_y - v_x$ จะเป็นสัญญาณอินพุตสำหรับ OTA₂ ดังนั้นค่ากระแส i_z มีค่าเท่ากับ

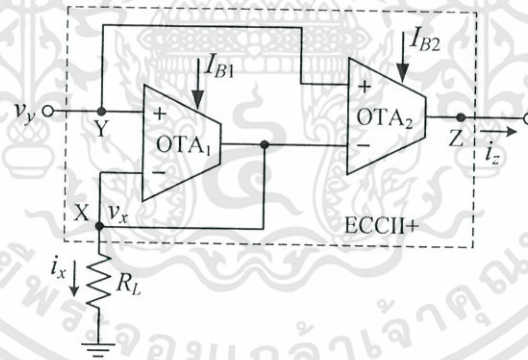
$$i_z = gm_2(v_y - v_x) \quad (3.8)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (3.3) ลงในสมการที่ (3.8) จะได้ว่า

$$i_z = \left(\frac{gm_2}{gm_1 R_L + 1} \right) v_y \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.3) สามารถเขียนสมการที่ (3.9) ใหม่ได้ว่า

$$i_z = \frac{gm_2}{gm_1} \left(\frac{v_x}{R_L} \right) = \frac{gm_2}{gm_1} i_x = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} i_x = G i_x \quad (3.10)$$



รูปที่ 3.2 วงจรสายพานกระแสบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันอย่างง่าย [24]

จากสมการที่ (3.4) และ (3.10) จะเห็นได้ว่าวงจรในรูปที่ 3.2 ทำงานเป็นวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าอัตราขยายกระแส G และผลกระทบจากอุณหภูมิไม่มีต่อกระแส i_z แต่อย่างไรก็ตาม ค่าความต้านทานอินพุต R_{in} ของวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 3.2 มีค่าไม่สูงมาก อีกทั้งยังมีความผิดพลาดในการส่งผ่านค่าแรงดัน v_y ไปยัง v_x (ε_d) ค่อนข้างสูงโดยพิจารณาได้จาก

$$v_x = (1 - \varepsilon_d)v_y \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

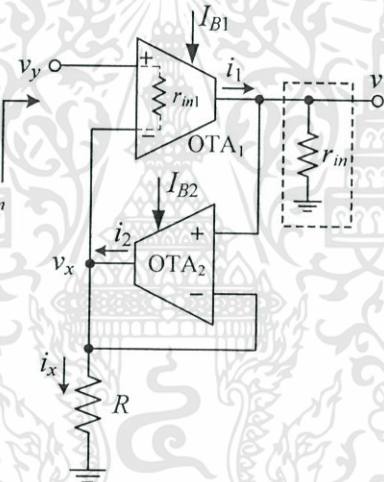
$$\varepsilon_a = \frac{1}{gm_1 R_L + 1} = \frac{1}{(I_B / 2v_T) R_L + 1} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) ถ้า $gm_1 = 1.92 \times 10^{-2}$ A/V และ $R_L = 10\text{k}\Omega$ จะได้ค่าความผิดพลาด ε_a มีค่าประมาณ 5.181×10^{-3} ถ้าต้องการลดค่าความผิดพลาด ε_a ให้น้อยลง สามารถทำได้โดยการเพิ่มค่า R_L หรือค่ากระแสไบอัส I_{B1} แต่ทั้งนี้ การลดค่าความผิดพลาด ε_a โดยเพิ่มค่ากระแสไบอัส I_{B1} จะมีผลกระทบต่อค่าอัตราขยายกระแส G

3.2.2 วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง

เพื่อลดข้อจำกัดของวงจรสายพานกระแสบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายในรูปที่

3.2 ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้พัฒนางจรตามแรงดันโดยใช้โอทีเอ 2 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทาน R ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง

การทำงานของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อป้อนแรงดัน $v_y > 0$ กระแสเอาต์พุต i_1 ของ OTA_1 จะมีค่าเท่ากับ

$$i_1 = gm_1 (v_y - v_x) \quad (3.13)$$

ถ้ากำหนดให้ r_{in} คือ ค่าความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กที่แฝงอยู่ที่ตำแหน่ง v_1 การไหลของกระแส i_1 ผ่านค่าความต้านทาน r_{in} จะทำให้เกิดแรงดัน v_1 มีค่าเท่ากับ

$$v_1 = i_1 r_{in} \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดัน $v_1 - v_x$ จะเป็นแรงดันอินพุตป้อนให้กับ OTA₂ ดังนั้นกระแสเอาต์พุต i_2 ของ OTA₂ มีค่าเท่ากับ

$$i_2 = gm_2(v_1 - v_x) \quad (3.15)$$

พิจารณาที่จุดเอาต์พุตของ OTA₂ จะได้ว่า $i_2 = i_x$ ซึ่ง i_x มีค่าเท่ากับ

$$i_x = \frac{v_x}{R} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.15) และ (3.16) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{v_x}{R} = gm_2(v_1 - v_x) \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.13) และ (3.14) สามารถเขียนสมการที่ (3.17) ใหม่ได้เป็น

$$\frac{v_x}{R} = gm_2(r_m gm_1(v_y - v_x) - v_x) \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.18) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน v_x กับ v_y เป็น

$$\frac{v_x}{v_y} = \frac{gm_1 gm_2 r_m R}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.19) ค่า $gm_1 gm_2 r_m R$ มีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับ $gm_2 R$ เป็นผลให้สมการที่ (3.19) ประมาณค่าได้ดังนี้

$$\frac{v_x}{v_y} = \frac{gm_1 gm_2 r_m R}{1 + gm_1 gm_2 r_m R} \quad (3.20)$$

ถ้ากำหนดให้ $gm_1 gm_2 r_m R \gg 1$ จะได้อัตราการส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x มีค่าประมาณเท่ากับ 1 นั่นก็คือ ทำให้ $v_x = v_y$ นั่นเอง

ส่วนความต้านทานอินพุต R_m ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงสามารถเขียนสมการได้เป็น [ภาคผนวก ข3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_m = r_{in1} \left(\frac{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_{in} R}{1 + gm_2 R} \right) \quad (3.21)$$

ถ้ากำหนดให้ $gm_1 = 1.92 \times 10^{-2} \text{ A/V}$ $gm_2 = 1.92 \times 10^{-3} \text{ A/V}$ $r_{in} = 130 \text{ k}\Omega$ และ $R = 10 \text{ k}\Omega$ ค่าความต้านทานอินพุท R_m ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงในรูปที่ 3.3 มีค่าประมาณ $2,373 r_{in1}$ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีค่ามากกว่าความต้านทานอินพุท R_m ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายในรูปที่ 3.2

สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้โอทีเอในรูปที่ 3.3 [ภาคผนวก ข4] สามารถเขียนได้ว่า

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}}{(r_{in} C_{in} R_{oL} C_{oL}) s^2 + (r_{in} C_{in} + R_{oL} C_{oL} + gm_1 r_{in} C_{in} R_{oL}) s + (1 + gm_2 R_{oL} + gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL})} \quad (3.22)$$

หรือ

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = A_{vo} \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.23)$$

เมื่อ

$$A_{vo} = \frac{gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}}{1 + gm_2 R_{oL} + gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}} \quad (3.24)$$

$$\zeta = \frac{r_{in} C_{in} + R_{oL} C_{oL} + gm_2 r_{in} C_{in} R_{oL}}{2\sqrt{(r_{in} C_{in} R_{oL} C_{oL})(1 + gm_2 R_{oL} + gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL})}} \quad (3.25)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1 + gm_2 R_{oL} + gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}}{r_{in} C_{in} R_{oL} C_{oL}}} \cong \frac{gm_1}{C_{oL}} = \frac{gm_1}{C_o + C_L} \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.26) กับสมการที่ (3.7) จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายและแบบปรับปรุงมีค่าใกล้เคียงกัน

จากรูปที่ 3.3 ถ้ากำหนดให้แรงดัน $v_c = v_1 - v_x$ ซึ่งเป็นแรงดันอินพุทของ OTA₂ จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง v_c และ i_x ดังนี้

$$v_c = \frac{i_x}{gm_2} \quad (3.27)$$

จากวงจรในรูปที่ 3.3 สามารถนำมาออกแบบให้เป็นวงจรสายพานกระแสที่มีความถูกต้องในการทำงานมากขึ้นโดยนำอินพุทของ OTA₃ และ OTA₄ มาต่อขนานกับอินพุทของ OTA₂ ดังรูปที่ 3.4(ก) โดยค่าความต้านทาน r_{in} ในที่นี้จะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็จาก

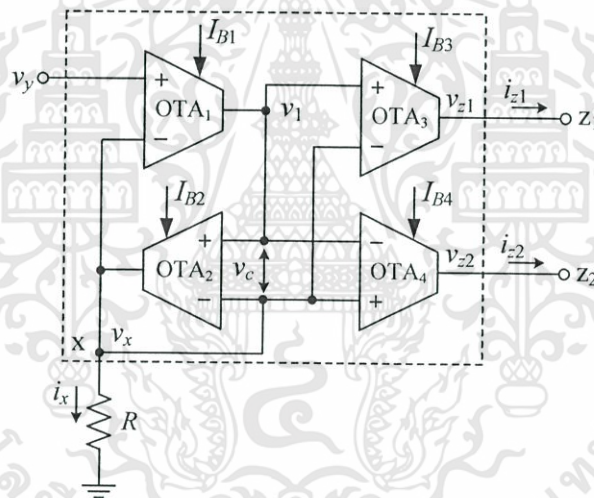
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อขนานกันของความต้านทานอินพุทของ OTA₂ OTA₃ และ OTA₄ เมื่อแรงดัน v_c เป็นอินพุทให้กับ OTA₃ และ OTA₄ ดังนั้นกระแสเอาต์พุทของ OTA₃ (i_{z1}) และ OTA₄ (i_{z2}) สามารถเขียนได้ดังนี้

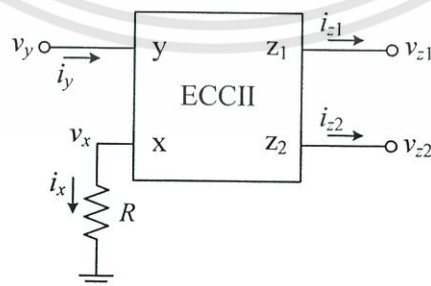
$$i_{z1} = gm_3 v_c = \frac{gm_3}{gm_2} i_x = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_x = G_1 i_x \quad (3.28)$$

$$i_{z2} = -gm_4 v_c = -\frac{gm_4}{gm_2} i_x = -\frac{I_{B4}}{I_{B2}} i_x = -G_2 i_x \quad (3.29)$$

เมื่อ G_1 และ G_2 คือ อัตราขยายกระแสของวงจรสายพานกระแสที่มีค่าเท่ากับอัตราส่วนระหว่าง I_{B3} กับ I_{B2} และ I_{B4} กับ I_{B2} ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลกระทบจากอุณหภูมิไม่มีผลต่อค่ากระแส i_{z1} และ i_{z2}



(ก) วงจรที่ออกแบบขึ้น



(ข) สัญลักษณ์

รูปที่ 3.4 วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 3.4(ข) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้น โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรที่ขั้วต่าง ๆ ซึ่งเขียนเป็นเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_1 & 0 & 0 \\ 0 & -G_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_{z1} \\ v_{z2} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.30) และรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่าวงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นมีขั้ว z อยู่ 2 ขั้ว คือ z_1 และ z_2 โดยกระแส $i_{z1} = G_1 i_x$ และ $i_{z2} = -G_2 i_x$ นั่นคือ กระแสขนาด $G_1 i_x$ จะไหลออกจากขั้ว z_1 ในขณะที่กระแสขนาด $G_2 i_x$ จะไหลเข้าที่ขั้ว z_2 นอกจากนี้กระแส i_{z1} และ i_{z2} ยังสามารถปรับค่าให้เป็นจำนวนเท่าของกระแส i_x ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าอัตราขยายกระแส G_1 และ G_2 ตามลำดับ

3.3 สมรรถนะของวงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้น

3.3.1 ค่าความผิดพลาดจากค่าทางอุดมคติ

ค่าความผิดพลาดจากค่าทางอุดมคติของวงจรสายพานกระแสที่ได้ออกแบบขึ้นในรูปที่ 3.4 (ก) เกิดจาก 2 ส่วนหลักด้วยกัน ได้แก่ ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x (ε_{b1}) และความผิดพลาดที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ของวงจรซึ่งมีผลต่อค่ากระแส i_x (ε_{b2}) โดยสมรรถนะการทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้

ส่วนแรก ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x จากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 3.3 ได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน v_y กับแรงดัน v_x ดังสมการที่ (3.19) และด้วยการส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x ที่มีอัตราการส่งผ่านเท่ากับหนึ่ง ทำให้สามารถหาค่าความผิดพลาด ε_{b1} ในส่วนแรกได้คือ

$$\frac{v_x}{v_y} = \frac{g_{m1} g_{m2} r_m R}{1 + g_{m2} + g_{m1} g_{m2} r_m R} = 1 - \varepsilon_{b1} \quad (3.31)$$

โดยที่

$$\varepsilon_{b1} = \frac{1 + g_{m2} R}{1 + g_{m2} R + g_{m1} g_{m2} r_m R} \quad (3.32)$$

จากสมการที่ (3.32) ถ้า $gm_1 = 1.92 \times 10^{-2} \text{ A/V}$ $gm_2 = 1.92 \times 10^{-3} \text{ A/V}$ $r_{in} = 130\text{k}\Omega$ และ $R = 10\text{k}\Omega$ ค่าความผิดพลาด ε_{b1} จะมีค่าประมาณ 4.21×10^{-4} ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความผิดพลาด ε_a ของวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่ามีค่าน้อยมาก

ส่วนที่สอง ความผิดพลาดที่เกิดจากผลของอุณหภูมิแวดล้อมที่มีต่อกระแส i_x ซึ่งแฝงอยู่ในพารามิเตอร์ค่าความนำ gm จากสมการที่ (3.16) และ (3.19) สามารถนำมาเขียนสมการความสัมพันธ์ของกระแส i_x ต่อแรงดัน v_y ได้เป็น

$$i_x = \frac{gm_1 gm_2 r_{in} v_y}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_{in} R} \quad (3.33)$$

เมื่อแทนค่า $gm_i = I_{Bi}/2v_T$ จะสามารถหาค่าความผิดพลาด ε_{b2} ของกระแส i_x ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าอุณหภูมิแวดล้อมของวงจรได้ดังนี้ [ภาคผนวก ข5]

$$\varepsilon_{b2} = S_T^{i_x} \cdot \frac{\Delta T}{T} = \frac{-8v_{To}^2 - 2v_{To} I_{B2} R}{4v_{To}^2 + 2v_{To} I_{B2} R + I_{B1} I_{B2} r_{in} R} \times \frac{\Delta T}{T} \quad (3.34)$$

เมื่อ v_{To} คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิที่อุณหภูมิห้อง

T คือ อุณหภูมิห้อง

ΔT คือ อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปจากอุณหภูมิห้อง

จากสมการที่ (3.34) เทอมของ v_{To}^2 มีค่าน้อยมาก ดังนั้นสามารถประมาณค่าความผิดพลาด ε_{b2} ได้ใหม่ดังนี้

$$\varepsilon_{b2} = \frac{-2v_{To} I_{B2} R}{2v_{To} I_{B2} R + I_{B1} I_{B2} r_{in} R} \times \frac{\Delta T}{T} \quad (3.35)$$

จากสมการที่ (3.35) ถ้า $v_{To} = 26\text{mV}$ ที่อุณหภูมิห้อง $T = 300\text{K}$ $\Delta T = 40\text{K}$ $I_{B1} = 1\text{mA}$ $I_{B2} = 100\mu\text{A}$ $r_{in} = 130\text{k}\Omega$ และ $R = 10\text{k}\Omega$ ดังนั้นค่าความผิดพลาด ε_{b2} จะมีค่าประมาณ 5.3×10^{-5}

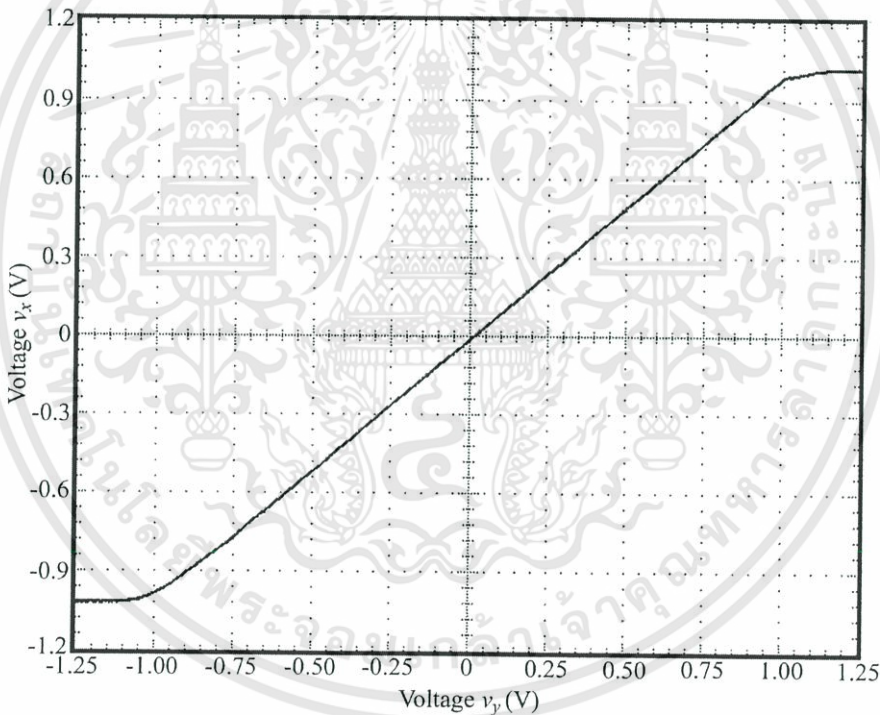
3.3.2 ช่วงปฏิบัติการของวงจร

จากวงจรในรูปที่ 3.4(ก) แรงดัน v_x จะมีค่าประมาณเท่ากับ v_y ดังนั้นกระแส i_x จะมีค่าประมาณ v_y/R และกระแส i_x ยังถูกสำเนาไปยังกระแส i_{z1} และ i_{z2} ด้วยอัตราการส่งผ่านกระแส G_1 และ G_2 ตามลำดับ ดังนั้นขนาดของกระแส i_x จึงมีความสำคัญต่อการกำหนดช่วงปฏิบัติการทำงานของวงจรในรูปที่ 3.4 เมื่อพิจารณาจากคุณสมบัติของโอทีเอโดยทั่วไป กระแสเอาต์พุตของโอทีเอจะมีค่าไม่เกินกระแสไบอัส ดังนั้นกระแสเอาต์พุตสูงสุดของ OTA₂ หรือกระแส i_x ในรูปที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4(ก) จึงมีค่าไม่เกิน I_{B2} ดังนั้นช่วงปฏิบัติการ (Operating Range) ของแรงดัน v_y ของวงจรในรูปที่ 3.4(ก) จึงมีค่าประมาณ $\pm I_{B2}R$ หรือ $v_y = \pm I_{B2}R$ จะเห็นได้ว่าถ้าต้องการให้ช่วงปฏิบัติการของวงจรกว้างขึ้น สามารถทำได้โดยการเพิ่มค่ากระแสไบอัส I_{B2} หรือ ความต้านทาน R

3.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

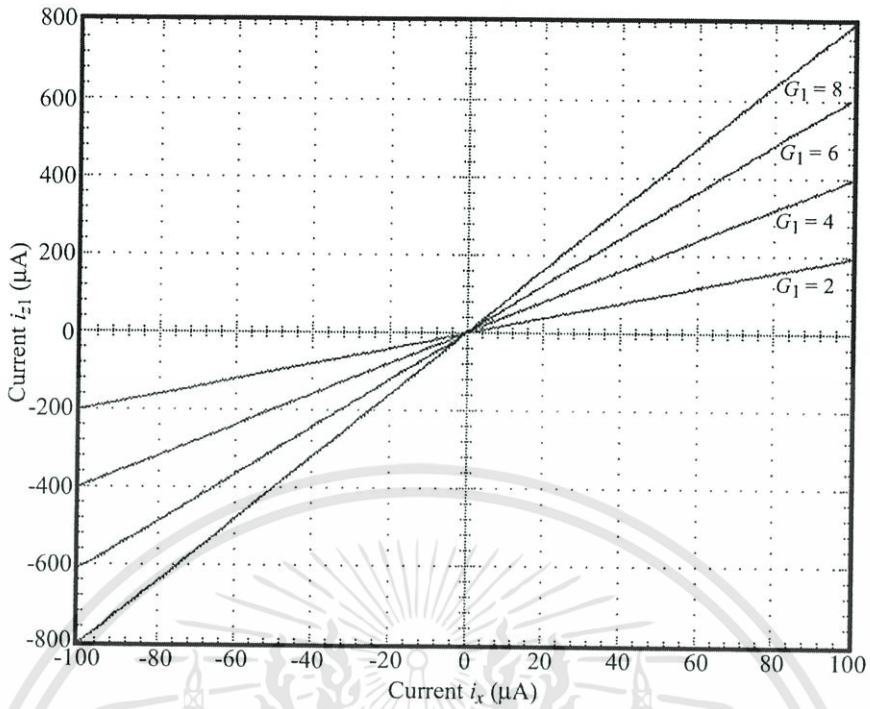
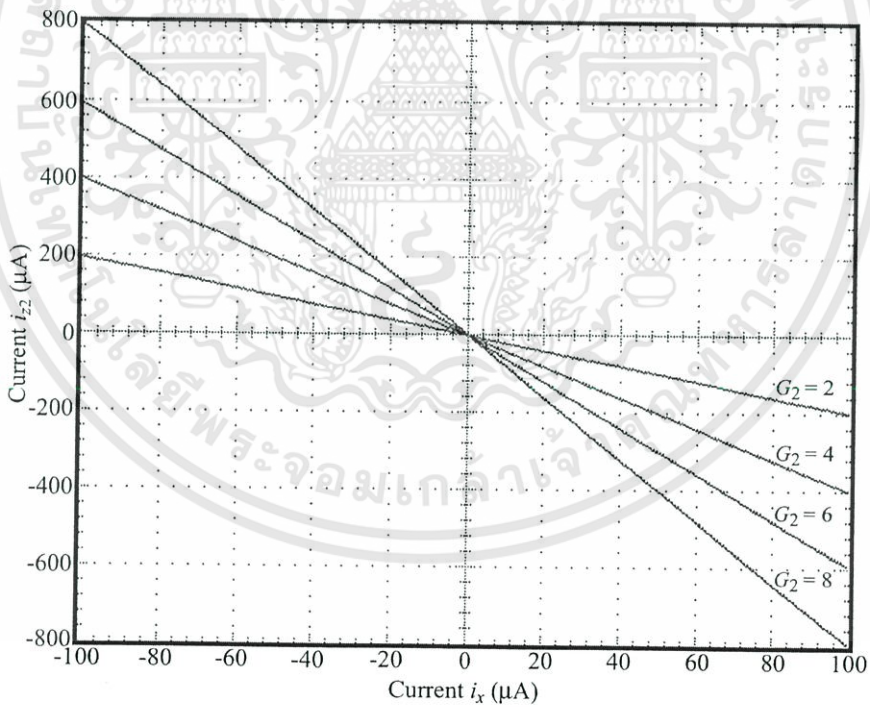
ในการทดสอบการทำงานของวงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นในรูปที่ 3.4 ทำการทดสอบคุณสมบัติพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส ได้แก่ การส่งผ่านแรงดันอินพุต v_y ไปยังแรงดัน v_x และการส่งผ่านกระแส i_x ไปยังกระแส i_{z1} และ i_{z2} โดยการทดสอบจะทำการต่อวงจรจริง โดยเลือกใช้ไอทีโอทีที่เป็นไอซีสำเร็จรูปเบอร์ CA3280 แรงดันไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ $\pm 10V$ ความต้านทานคงที่ $R = 10k\Omega$ กระแสไบอัส $I_{B1} = 1mA$ และ $I_{B2} = 100\mu A$



รูปที่ 3.5 ผลการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านสัญญาณไฟตรงแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x

ในรูปที่ 3.5 แสดงผลการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านสัญญาณไฟตรงของแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x โดยการแปรค่าแรงดันอินพุต v_y จาก $-1.25V$ ถึง $1.25V$ จะเห็นได้ว่าช่วงปฏิบัติการของแรงดัน v_y มีค่าประมาณ $\pm 1V$ ตามหัวข้อที่ 3.3.2 ที่ได้กล่าวไปแล้ว รูปที่ 3.6(ก) และ 3.6(ข) แสดงผลการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านสัญญาณไฟตรงของกระแส i_x ต่อ i_{z1} และ i_{z2} ตามลำดับ โดยการเลือกค่ากระแสไบอัส $I_{B3} = I_{B4}$ ให้มีค่าเท่ากับ $200\mu A$ $400\mu A$ $600\mu A$ และ $800\mu A$ เพื่อให้ได้ค่า G_1 และ G_2 มีค่าเท่ากับ 2 4 6 และ 8 ตามลำดับ และทำการแปรค่ากระแส i_x จาก $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

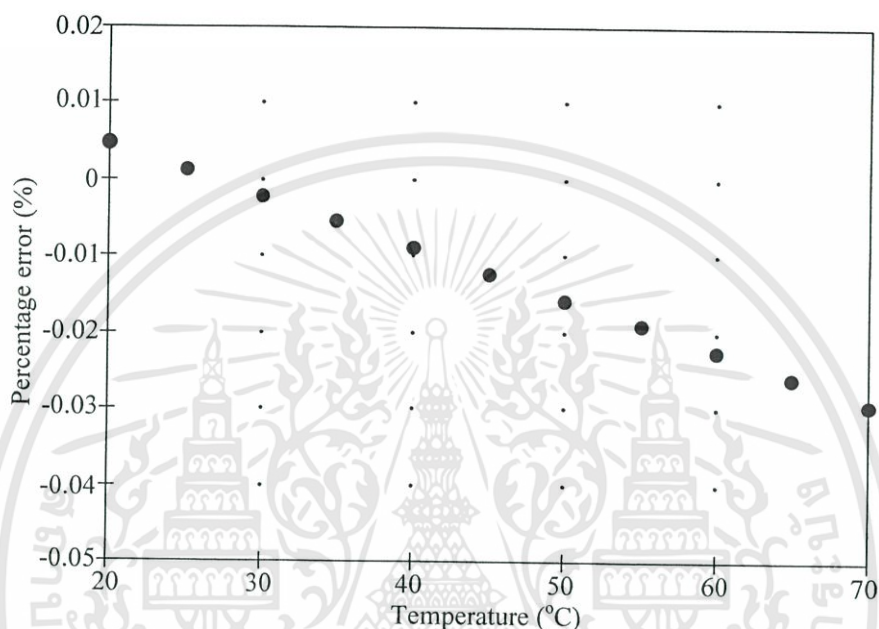
(ก) การส่งผ่านกระแส i_x ไปยังกระแส i_{z1} (ข) การส่งผ่านกระแส i_x ไปยังกระแส i_{z2}

รูปที่ 3.6 ผลการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านสัญญาณไฟตรงกระแส i_x ไปยังกระแส i_{z1} และ i_{z2}

รูปที่ 3.7 แสดงผลการทำงานของวงจรเมื่อแปรค่าอุณหภูมิแวดล้อมของวงจรจาก 20°C ถึง 70°C

โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันไฟตรงขนาด 1V และทำการวัดค่ากระแส i_x เป็นเปอร์เซ็นต์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดพลาดของการทำงานของวงจร ซึ่งจากผลที่ได้มีค่าน้อยกว่า 0.03% ที่อุณหภูมิสูงถึง 70°C โดยจากผลการทดสอบในรูปแบบที่ 3.7 จะเห็นว่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่ได้มีค่ามากกว่าค่าความผิดพลาด ε_{b2} ในสมการที่ (3.35) เนื่องจากสมการที่ (3.35) เป็นการวิเคราะห์ผลของอุณหภูมิเฉพาะโอทีเอเพียงอย่างเดียว ในขณะที่ทำการทดสอบการทำงานของวงจรโดยการต่อวงจรจริงจะมีผลจากอุปกรณ์ตัวอื่นด้วย เช่น แหล่งจ่ายกระแสคงที่จากภายนอก I_B และค่าความต้านทาน R ที่ใช้



รูปที่ 3.7 ผลการทำงานของวงจรเมื่อแปรค่าอุณหภูมิแวดล้อมของวงจร

3.5 บทสรุป

วงจรสายพานกระแสที่ได้ออกแบบขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบโดยใช้โอทีเอเป็นหลัก ซึ่งโอทีเอที่นำมาออกแบบนั้น เป็นไอซีสำเร็จรูปที่สามารถหาซื้อได้ง่ายในท้องตลาด วงจรสายพานกระแสที่ได้ออกแบบขึ้นสามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ การทำงานของวงจรมีความถูกต้องแม่นยำสูง อีกทั้งยังมีเสถียรภาพที่ดีต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิแวดล้อม โดยสามารถยืนยันสมรรถนะของวงจรได้จากผลการวิเคราะห์และผลการทดสอบโดยการต่อวงจรจริง

บทที่ 4

วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่นำเสนอ

4.1 กล่าวนำ

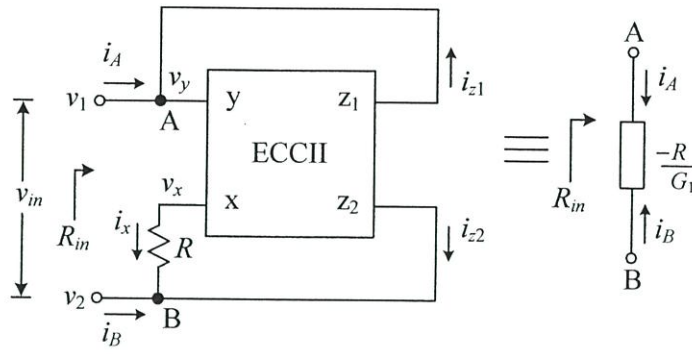
วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ออกแบบขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นในบทที่ 3 เป็นหลัก วงจรแปลงความต้านทานที่กล่าวถึงในบทนี้จะมี 3 วงจร โดยวงจรแรกจะเป็นวงจรหลัก การทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวสามารถขับได้โดยแรงดันและกระแส ความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นเป็นได้ทั้งค่าบวกและค่าลบ ขนาดของค่าความต้านทานสามารถควบคุมได้โดยการปรับกระแสไบอัสของโอทีเอที่นำมาประกอบเป็นวงจรสายพานกระแส วงจรที่สองได้มีการปรับปรุงวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวจากวงจรแรกที่ทำงานแบบขับ โดยแรงดัน ให้สามารถปรับค่าความต้านทานทั้งค่าลบและค่าบวกได้ภายในวงจรเดียวกัน นอกจากนี้ในวงจรที่สามได้พัฒนาและออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัว โดยใช้ความต้านทานแฝงของโอทีเอ ทำให้วงจรนี้ไม่ต้องใช้ความต้านทานแบบพาสซีฟในการแปลงค่า

4.2 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบแรก [25]

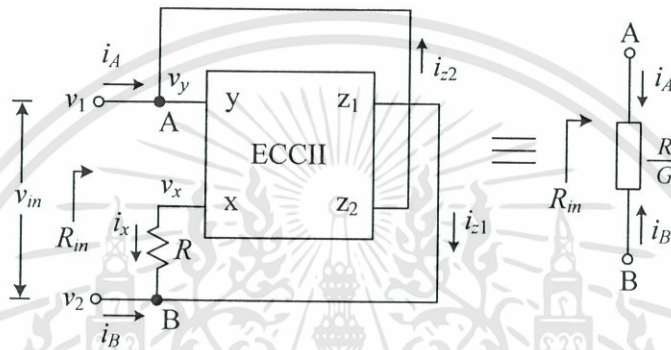
ในการออกแบบของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบแรกในหัวข้อนี้ใช้วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นในบทที่ 3 เป็นหลัก โดยโครงสร้างของวงจรสายพานกระแสสามารถออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวให้ทำงานได้อยู่ 2 แบบ คือ แบบขับ โดยแรงดัน และแบบขับโดยกระแส ซึ่งการทำงานทั้ง 2 แบบสามารถปรับขนาดของค่าความต้านทานได้โดยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ และค่าความต้านทานที่ได้ยังสามารถเป็นได้ทั้งค่าลบและค่าบวกเพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจ ขออธิบายแยกหัวข้อตามการทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในหัวข้อถัดไป

4.2.1 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดยแรงดัน

หลักการการทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวทั้งค่าลบและค่าบวกที่ขับโดยแรงดันแสดงดังรูปที่ 4.1(ก) และ 4.1(ข) ตามลำดับ โดยกระแสไบอัส I_{B2} I_{B3} และ I_{B4} ของโอทีเอที่ประกอบเป็นวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 3.4 ถูกกำหนดให้ $I_{B4} = I_{B2} + I_{B3}$ ซึ่งการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้



(ก) ความต้านทานค่าลบ



(ข) ความต้านทานค่าบวก

รูปที่ 4.1 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบจับโดยแรงดัน

จากวงจรในรูปที่ 4.1 เมื่อป้อนแรงดันอินพุต v_{in} ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $v_1 - v_2$ ระหว่างโนด A และ B วงจรสายพานกระแสจะส่งผ่านแรงดัน v_y ซึ่งมีค่าเท่ากับ v_1 ที่ขั้ว y ไปยังขั้ว x แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานคงที่ R จะถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแส i_x ซึ่งมีค่าเท่ากับ v_{in}/R จากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส ทำให้เมื่อพิจารณาที่โนด A กระแส i_A สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i_A = -i_{z1} \tag{4.1ก}$$

แทนค่า i_{z1} จากสมการที่ (3.28) ลงในสมการที่ (4.1ก) จะได้

$$i_A = -\frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_x = -G_1 \frac{v_{in}}{R} \tag{4.1ข}$$

พิจารณาที่โนด B กระแส i_B เขียนเป็นสมการได้คือ

$$i_B = -i_{z2} - i_x \tag{4.2ก}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า i_{z2} จากสมการที่ (3.29) ลงในสมการที่ (4.2ก) จะได้

$$\begin{aligned} i_B &= \frac{I_{B4}}{I_{B2}} i_x - i_x = \frac{(I_{B3} + I_{B2})}{I_{B2}} i_x - i_x \\ &= \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_x = G_1 \frac{v_m}{R} \end{aligned} \quad (4.2ข)$$

เมื่อ G_1 คืออัตราส่วนการส่งผ่านกระแสมีค่าเท่ากับ I_{B3}/I_{B2}

จากสมการที่ (4.1) และ (4.2) จะเห็นได้ว่ากระแส i_A และ i_B มีขนาดเท่ากันแต่ทิศทางการไหลของกระแสตรงกันข้าม เมื่อพิจารณาแรงดันที่ตกคร่อม โหนด A และ B กับทิศทางการไหลของกระแส i_A และ i_B จะได้ค่าความต้านทานแบบลอยตัว R_m ที่สังเคราะห์ขึ้นมีค่าเท่ากับ

$$R_m = \frac{v_1 - v_2}{i_A} = -\frac{I_{B2}}{I_{B3}} R = -\frac{R}{G_1} \quad (4.3)$$

จะเห็นได้ว่าเมื่อป้อนแรงดันอินพุต v_m ตกคร่อม โหนด A และ B ให้กับวงจรในรูปที่ 4.1(ก) จะได้กระแส i_A และ i_B ดังสมการที่ (4.1) และ (4.2) ตามลำดับ ทำให้ได้ความต้านทานแบบลอยตัวที่ขับโดยแรงดันมีค่าเป็นลบ

ทำการสลับขั้ว z_1 และ z_2 ของวงจรในรูปที่ 4.1(ก) ดังแสดงในรูปที่ 4.1(ข) จะได้กระแส i_A และ i_B ดังนี้

$$i_A = -i_{z2} = \frac{I_{B4}}{I_{B2}} i_x = G_2 \frac{v_m}{R} \quad (4.4)$$

และ

$$\begin{aligned} i_B &= -i_x - i_{z1} = -i_x - \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_x \\ &= -\left(\frac{I_{B2} + I_{B3}}{I_{B2}}\right) i_x = -G_2 \frac{v_m}{R} \end{aligned} \quad (4.5)$$

เมื่อ G_2 คืออัตราส่วนการส่งผ่านกระแสมีค่าเท่ากับ I_{B4}/I_{B2} จากสมการที่ (4.4) และ (4.5) จะได้ค่าความต้านทาน R_m ที่สังเคราะห์ขึ้นมีค่าเท่ากับ

$$R_m = \frac{v_1 - v_2}{i_A} = \frac{I_{B2}}{I_{B4}} R = \frac{R}{G_2} \quad (4.6)$$

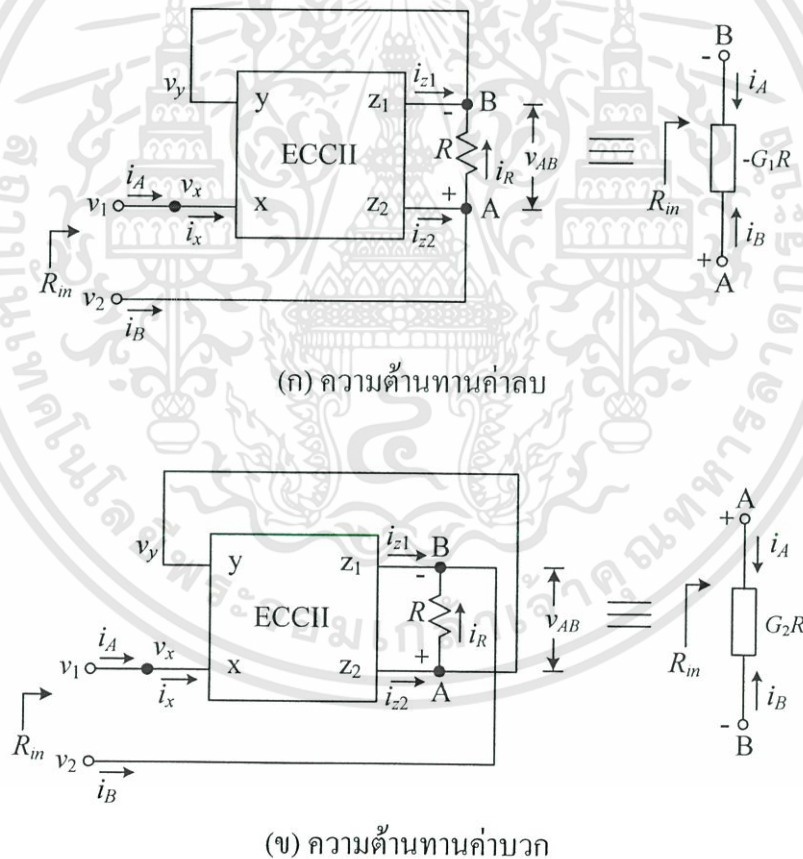
ซึ่งความต้านทานแบบลอยตัวที่ได้จากสมการที่ (4.6) มีค่าเป็นบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.3) และ (4.6) ซึ่งเป็นสมการความต้านทานที่ได้จากวงจรในรูปที่ 4.1(ก) และ 4.1(ข) ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.1 นั้นมีการทำงานแบบขับโดยแรงดันซึ่งใช้โครงสร้างเดียวกัน แต่การเลือกค่าความต้านทานเป็นค่าบวกหรือค่าลบนั้น ทำได้โดยการสลับขั้ว z_1 และ z_2 ของวงจรสายพานกระแส อีกทั้งขนาดของค่าความต้านทานยังสามารถควบคุมได้โดยการปรับค่าอัตราส่วนการส่งผ่านกระแส G_1 และ G_2 ของวงจรสายพานกระแสอีกด้วย

4.2.2 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดยกระแส

วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวทั้งค่าลบและค่าบวก ที่ทำงานแบบขับโดยกระแส แสดงดังรูปที่ 4.2(ก) และ 4.2(ข) ตามลำดับ กำหนดให้กระแสไบอัสของวงจรสายพานกระแสมีเงื่อนไขคือ $I_{B4} = I_{B3} + I_{B2}$



รูปที่ 4.2 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดยกระแส

จากรูปที่ 4.2(ก) ป้อนกระแส i_A เข้าที่ขั้ว x ของวงจรสายพานกระแส ทำให้กระแส $i_x = i_A$ และถูกส่งผ่านไปยังกระแสเอาต์พุต i_{z1} และ i_{z2} ด้วยอัตราส่วนการส่งผ่านกระแส G_1 และ G_2 ตามลำดับ ดังนั้นกระแส i_{z1} และ i_{z2} มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{z1} = -\frac{I_{B3}}{I_{B2}}i_A = -G_1i_A \quad (4.7)$$

และ

$$i_{z2} = \frac{I_{B4}}{I_{B2}}i_A = \left(\frac{I_{B3} + I_{B2}}{I_{B2}}\right)i_A = G_2i_A \quad (4.8)$$

พิจารณาที่ โหนด B กระแส i_R ซึ่งไหลผ่านตัวต้านทานคงที่ R มีค่าเท่ากับ

$$i_R = -i_{z1} = \frac{I_{B3}}{I_{B2}}i_A = G_1i_A \quad (4.9)$$

ดังนั้นแรงดัน v_{AB} ซึ่งตกคร่อมตัวต้านทานคงที่ R มีค่าเท่ากับ

$$v_{AB} = i_R R = G_1 R i_A \quad (4.10)$$

แรงดันที่ โหนด A จะมีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับแรงดันที่ โหนด B พิจารณาที่ โหนด A กระแส i_B มีค่าเท่ากับ

$$i_B = i_R - i_{z2} = \frac{I_{B3}}{I_{B2}}i_A - \left(\frac{I_{B3} + I_{B2}}{I_{B2}}\right)i_A = -i_A \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.11) จะเห็นได้ว่าทิศทางการไหลของกระแส i_A และ i_B ตรงข้ามกัน วงจรสายพาน กระแสทำหน้าที่ส่งผ่านแรงดัน v_y จากขั้ว y ซึ่งต่อกับ โหนด B ไปยังขั้ว x ทำให้แรงดัน $v_1 = v_x = v_y$ ดังนั้นค่าความต้านทาน R_m ที่สังเคราะห์ขึ้นจะได้

$$R_m = -\frac{v_{AB}}{i_A} = -G_1 R \quad (4.12)$$

จากสมการที่ (4.9) (4.10) และ (4.12) ทิศทางการไหลของกระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน R_m ที่สังเคราะห์ขึ้นเกิดจากการป้อนกระแส i_A ดังนั้นวงจรในรูปที่ 4.2(ก) จึงเป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดยกระแสที่ให้ความต้านทานค่าลบนั่นเอง

ส่วนวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ให้ค่าบวกแสดงดังรูปที่ 4.2(ข) กระแส i_R ที่ไหลผ่านตัวต้านทานคงที่ R มีค่าเท่ากับ

$$i_R = i_{z2} = G_2 i_A \quad (4.13)$$

ดังนั้นแรงดัน v_{AB} ที่ตกคร่อมตัวต้านทานคงที่ R มีค่าเท่ากับ

$$v_{AB} = i_{z2} R = G_2 R i_A \quad (4.14)$$

พิจารณาที่โหนด B กระแส i_B จะได้ว่า

$$i_B = -i_R - i_{z1} = -\left(\frac{I_{B3} + I_{B2}}{I_{B2}}\right) i_A + \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_A = -i_A \quad (4.15)$$

ดังนั้นค่าความต้านทาน R_m ที่สังเคราะห์ขึ้นมีค่าเท่ากับ

$$R_m = \frac{v_{AB}}{i_A} = G_2 R \quad (4.16)$$

จากสมการที่ (4.16) ค่าความต้านทานแบบลอยตัวที่ได้มีค่าเป็นบวก

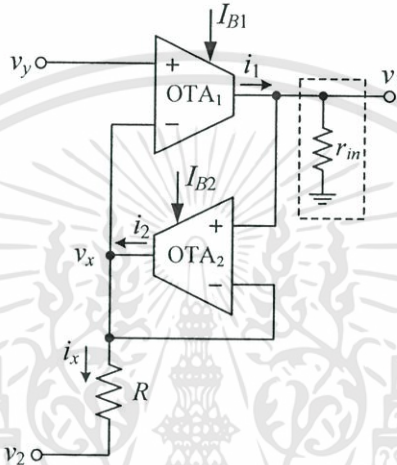
จากวงจรในรูปที่ 4.2(ก) และ 4.2(ข) เมื่อป้อนกระแส i_A ให้กับวงจรทำให้ได้สมการความต้านทานทั้งค่าลบและค่าบวกดังสมการที่ (4.12) และ (4.16) ตามลำดับ ซึ่งเห็นได้ว่าวงจรที่ได้ ออกแบบมีการทำงานแบบขับโดยกระแส และใช้โครงสร้างเดียวกัน โดยการเลือกความต้านทานค่าลบหรือค่าบวกนั้น ทำได้โดยการสลับการต่อที่โหนด A และ B ดังรูปที่ 4.2(ก) และ 4.2(ข) อีกทั้งขนาดค่าความต้านทานยังสามารถแปรค่าได้โดยการปรับค่าอัตราส่วนการส่งผ่านกระแส G_1 และ G_2 ของวงจรสายพานกระแสอีกด้วย

4.2.3 สมรรถนะการทำงานของวงจร

เนื่องจากวงจรแปลงความต้านทานที่ออกแบบขึ้นในหัวข้อที่ 4.2.1 และ 4.2.2 นำวงจรสายพานกระแสจากบทที่ 3 มาใช้ในการสังเคราะห์ค่าความต้านทาน ทำให้โครงสร้างในการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานในรูปที่ 4.1 และ 4.2 นั้นเหมือนกัน ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการอธิบายจึงขอวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.1 เพียงวงจรเดียว และเนื่องจากวงจรแปลงความต้านทานที่ออกแบบขึ้นใช้วงจรสายพานกระแสจากหัวข้อที่ 3.2.2 เป็นหลัก ดังนั้นการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.1 จึงใกล้เคียงกับหัวข้อที่ 3.3 โดยค่าความผิดพลาดจากค่าทางอุดมคติเกิดจาก 2 ส่วนหลักคือ ความผิดพลาดจากการส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x และความผิดพลาดจากอณูภูมิภาคที่เปลี่ยนแปลงไป โดยสามารถอธิบายความผิดพลาดแต่ละส่วนได้ดังนี้

ส่วนแรก ความผิดพลาดจากการการส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้จากวงจรในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรสำหรับวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของแรงดัน v_x

จากวงจรในรูปที่ 4.3 เมื่อป้อนแรงดัน v_y และแรงดัน v_2 ให้กับวงจรจะได้กระแส i_1 มีค่าเท่ากับ

$$i_1 = gm_1(v_y - v_x) \quad (4.17)$$

ทำให้ได้แรงดัน v_1 มีค่าเท่ากับ

$$v_1 = r_m i_1 = r_m gm_1(v_y - v_x) \quad (4.18)$$

เมื่อ r_m คือ ค่าความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กที่แฝงอยู่ที่ตำแหน่ง v_1 ดังนั้นกระแสเอาต์พุต i_x ของ OTA₂ หรือกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานคงที่ R มีค่าเท่ากับ

$$i_x = gm_2(v_1 - v_x) = gm_2[r_m gm_1(v_y - v_x) - v_x] \quad (4.19ก)$$

หรือ
$$i_x = \frac{v_x - v_2}{R} \quad (4.19ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่ากระแส i_x ในสมการที่ (4.19ก) และ (4.19ข) มีค่าเท่ากัน ทำให้เขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$i_x = \frac{v_x - v_2}{R} = gm_2[r_m gm_2(v_y - v_x) - v_x] \quad (4.20)$$

จัดรูปแบบสมการที่ (4.20) ใหม่เพื่อหาความสัมพันธ์ของ v_x , v_y และ v_2 จะได้

$$v_x = \frac{gm_1 gm_2 r_m R v_y}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} + \frac{v_2}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} \quad (4.21)$$

จากการส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x ด้วยอัตราการส่งผ่านเท่ากับหนึ่ง เมื่อเขียนสมการที่ (4.21) ให้อยู่ในความสัมพันธ์ของค่าผิดพลาด ε_{c1} และ ε_{c2} จะได้

$$v_x = (1 - \varepsilon_{c1})v_y + \varepsilon_{c2}v_2 \quad (4.22)$$

เมื่อค่าความผิดพลาด ε_{c1} จากการส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x มีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon_{c1} = \frac{1 + gm_2 R}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} \quad (4.23)$$

ส่วนค่าความผิดพลาด ε_{c2} จากการส่งผ่านแรงดัน v_2 ไปยังแรงดัน v_x จะมีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon_{c2} = \frac{1}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} \quad (4.24)$$

จากวงจรในรูปที่ 4.1 และ 4.2 จะเห็นได้ว่าการแปลงค่าความต้านทานอาศัยการส่งผ่านแรงดัน $v_y = v_1$ ไปยังแรงดัน v_x ทำให้ได้ค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m มีค่าเท่ากับ

$$R_m = \frac{v_1 - v_2}{i_A} \cong \frac{v_x - v_2}{i_A} \quad (4.25)$$

ถ้าทำการแทนค่าสมการที่ (4.22) ลงในสมการที่ (4.25) จะได้

$$R_m = \frac{((1 - \varepsilon_{c1})v_y + \varepsilon_{c2}v_2) - v_2}{i_A} \quad (4.26)$$

แทนค่าแรงดัน $v_y = v_1$ ลงในสมการที่ (4.26) และจัดสมการใหม่ จะได้ความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นกับค่าความผิดพลาดมีสมการเป็น

$$R_m = \frac{v_1 - v_2}{i_A} - \left(\frac{\varepsilon_{c1}v_1 - \varepsilon_{c2}v_2}{i_A} \right) \quad (4.27)$$

ดังนั้นค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ (Relative Error, E_{Rm}) ของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m มีสมการเป็น

$$E_{Rm} = - \left(\frac{\varepsilon_{c1}v_1 - \varepsilon_{c2}v_2}{v_1 - v_2} \right) \times 100\% \quad (4.28)$$

จากสมการที่ (4.28) ถ้า $gm_1 = 1.92 \times 10^{-2}$ A/V ($I_{B1} = 1\text{mA}$) $gm_2 = 4.8 \times 10^{-3}$ A/V ($I_{B2} = 250\mu\text{A}$) $r_{in} = 130\text{k}\Omega$ และ $R = 10\text{k}\Omega$ ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ E_{Rm} มีค่าประมาณ -0.021%

ส่วนที่สอง ความผิดพลาดจากอุณหภูมิแวดล้อม ε_{c3} ที่เปลี่ยนแปลงไป เนื่องจากวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในบทนี้ใช้โครงสร้างเดียวกันกับวงจรสายพานกระแส ทำให้ค่าความผิดพลาดดังกล่าวมีค่าเท่ากับค่าความผิดพลาด ε_{c2} ของวงจรสายพานกระแสในบทที่ 3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข5]

$$\varepsilon_{c3} = \frac{-2v_{T0}RI_{B2}}{2v_{T0}I_{B2}R + I_{B1}I_{B2}r_{in}R} \times \frac{\Delta T}{T} \quad (4.29)$$

จากสมการที่ (4.29) ถ้า $v_{T0} = 26\text{mV}$ ที่อุณหภูมิห้อง $T = 300\text{K}$ $\Delta T = 40\text{K}$ $I_{B1} = 1\text{mA}$ $I_{B2} = 100\mu\text{A}$ $r_{in} = 130\text{k}\Omega$ และ $R = 10\text{k}\Omega$ ดังนั้นค่าความผิดพลาด ε_{c2} จะมีค่าประมาณ 5.3×10^{-5}

4.2.4 ช่วงปฏิบัติการของวงจร

วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.1 เป็นวงจรที่ทำงานแบบขับโดยแรงดัน ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของวงจรจึงพิจารณาที่สัญญาณแรงดันอินพุต v_{in} ซึ่งเป็นแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานคงที่ R โดยแรงดัน v_{in} มีค่าเท่ากับ $i_x R$ ดังนั้นแรงดันอินพุต v_{in} จึงขึ้นอยู่กับกระแส i_x โดยกระแส i_x คือกระแสเอาต์พุตของ OTA_2 จากวงจรในรูปที่ 3.2(ก) ซึ่งมีค่าสูงสุดไม่เกินกระแสไบอัส I_{B2} ของ OTA_2 ทำให้ช่วงปฏิบัติการของแรงดันอินพุต v_{in} มีค่าไม่เกิน $\pm I_{B2}R$

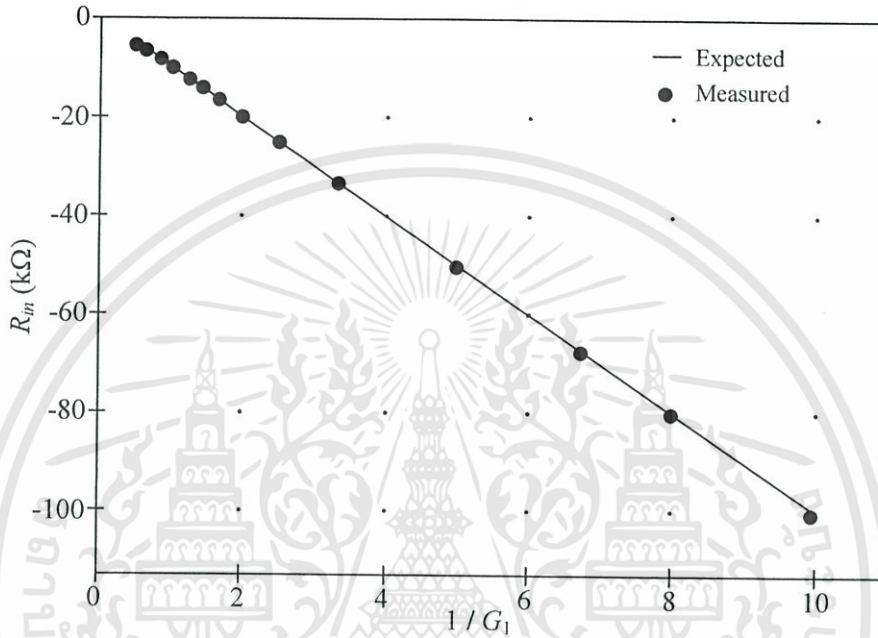
ส่วนวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.2 เป็นวงจรที่ทำงานแบบขับโดยกระแส ดังนั้นจึงพิจารณาช่วงปฏิบัติการของวงจรที่กระแสอินพุต i_A ซึ่ง $i_A = i_x$ และกระแส i_x มีค่าสูงสุดไม่เกินกระแสไบอัส I_{B2} ของ OTA_2 ดังนั้นช่วงปฏิบัติการทำงานของวงจรที่กระแสอินพุต i_A มีค่าไม่เกิน I_{B2} นั่นเอง

จากที่กล่าวมา จะเห็นได้ว่าการเพิ่มช่วงปฏิบัติการของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดยแรงดันและขับโดยกระแสสามารถทำได้โดยการเพิ่มค่า $I_{B2}R$ และ I_{B2} ตามลำดับ

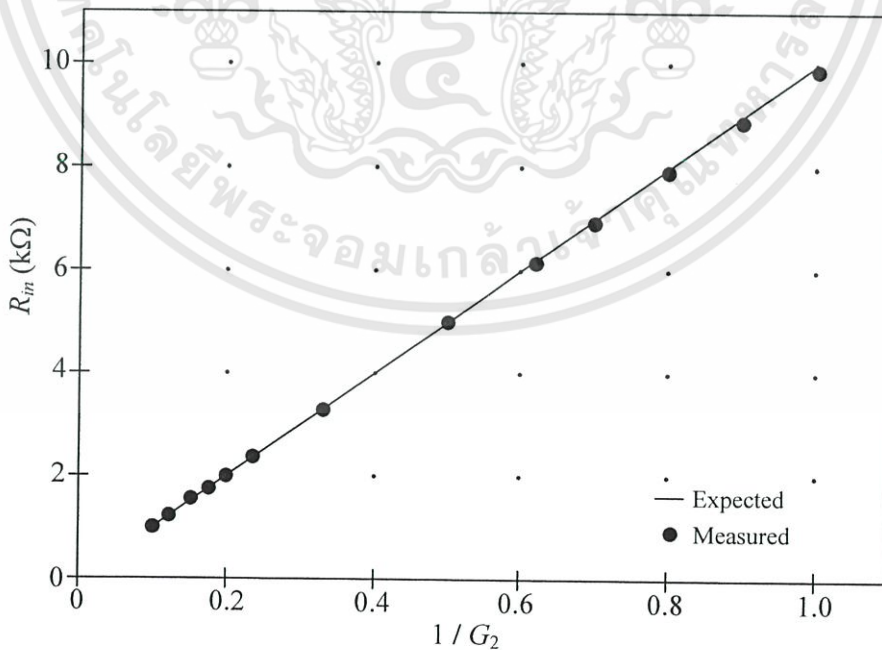
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.5 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

ทำการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.1 และ 4.2 โดยการต่อวงจรจริง เลือกใช้โอทีเอสำเร็จรูปเบอร์ CA3280 กำหนดให้กระแสไบอัส $I_{B1} = 1\text{mA}$ ตัวต้านทานคงที่ $R = 10\text{k}\Omega$ ส่วนกระแสไบอัส I_{B2} I_{B3} และ I_{B4} จะถูกแปรค่าไปเพื่อให้ได้ค่าอัตราส่วนการส่งผ่านกระแสตามที่ต้องการ



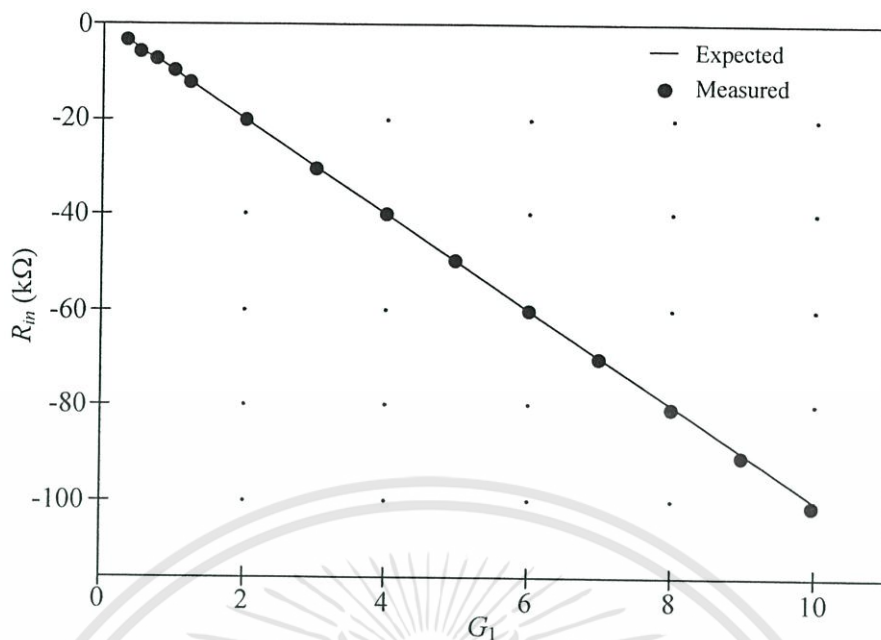
(ก) ความต้านทานค่าลบ



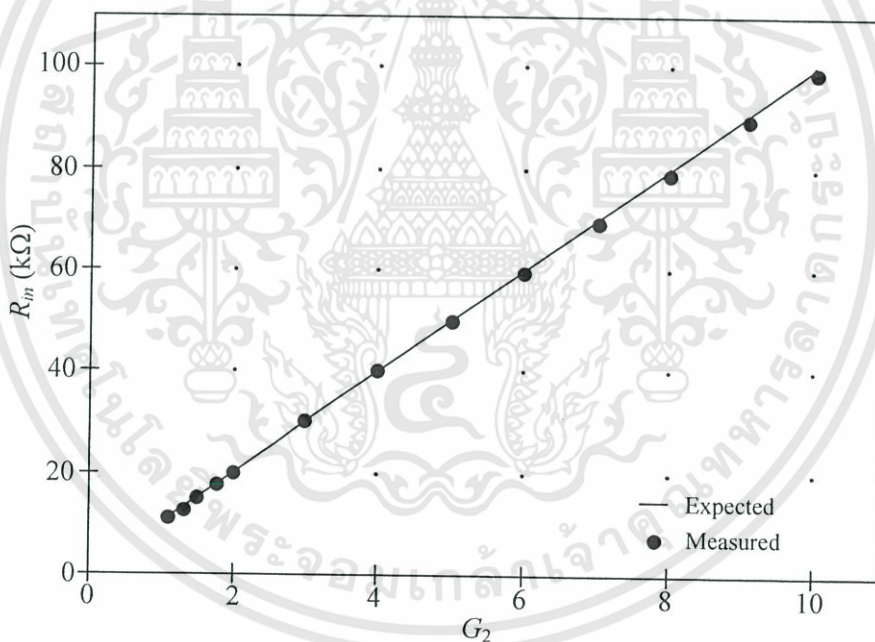
(จ) ความต้านทานค่าบวก

รูปที่ 4.4 กราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดยแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ความต้านทานค่าลบ



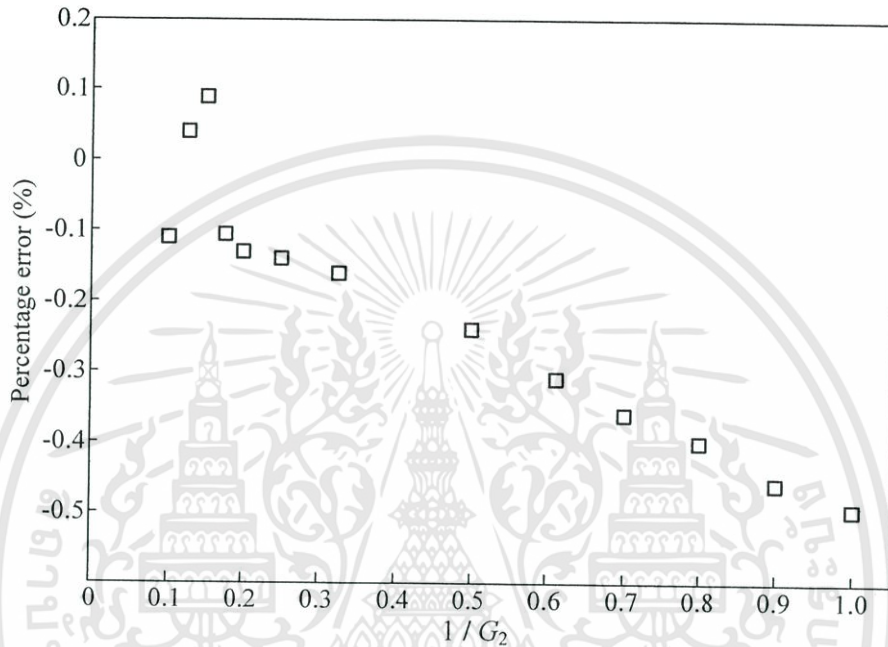
(ข) ความต้านทานค่าบวก

รูปที่ 4.5 กราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดยกระแส

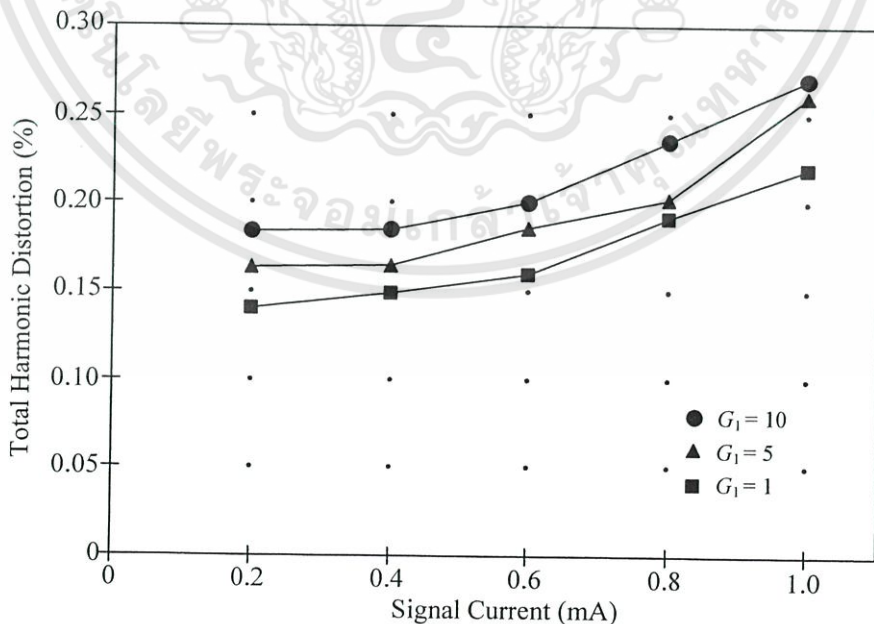
รูปที่ 4.4 แสดงคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวทั้งค่าลบและค่าบวกที่ทำงานแบบขับโดยแรงดัน ส่วนรูปที่ 4.5 แสดงคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดยกระแส จากกราฟรูปที่ 4.4 และ 4.5 จะเห็นได้ว่าความต้านทานทั้งค่าลบและค่าบวกของวงจรในรูปที่ 4.1 และ 4.2 สามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ รูปที่ 4.6 แสดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m จากกราฟในรูปที่ 4.4(ข) ซึ่งมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสูงสุดประมาณ 0.49% เมื่อเปรียบเทียบกับค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ E_{Rin} ในสมการที่ (4.28) จะมีค่ามากกว่า เนื่องจากมีข้อจำกัดจากค่าความแม่นยำของเครื่องมือที่ใช้วัดค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น แต่อย่างไรก็ตามค่าความผิดพลาดของความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นในรูปที่ 4.6 ถือเป็นค่าที่น้อยมาก



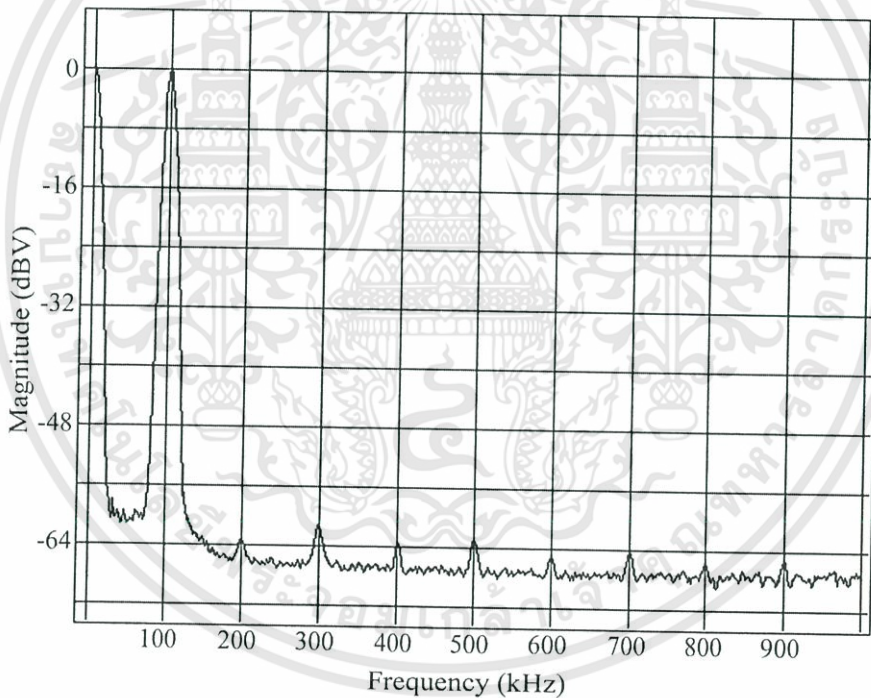
รูปที่ 4.6 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ R_m จากรูปที่ 4.4(ข)



รูปที่ 4.7 ค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกที่ความถี่ 100kHz ของสัญญาณอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการพิจารณาพฤติกรรมกับสัญญาณขนาดใหญ่ของวงจร จะพิจารณาความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion, THD) ของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ออกแบบขึ้น ซึ่งวงจรในรูปที่ 4.1 และ 4.2 นั้นใช้หลักการในการแปลงความต้านทานที่เหมือนกัน ดังนั้นจึงขอทำการทดสอบความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกของวงจรแปลงความต้านทานในรูปที่ 4.2(ก) เพียงวงจรเดียวเท่านั้น โดยในรูปที่ 4.7 แสดงค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกจากการวัดแรงดันตกคร่อมความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m เมื่อทำการป้อนกระแสอินพุทเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 100kHz โดยเลือกใช้ตัวต้านทานคงที่ $R = 1k\Omega$ และเลือกค่าอัตราส่วนการส่งผ่านกระแส $G_1 = 1, 5$ และ 10 ซึ่งค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกที่ $G_1 = 10$ มีค่า 0.27% จากกราฟค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิก จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อขนาดของกระแสอินพุทมีค่าเพิ่มขึ้นไปจนถึงกับขอบการทำงานของวงจร

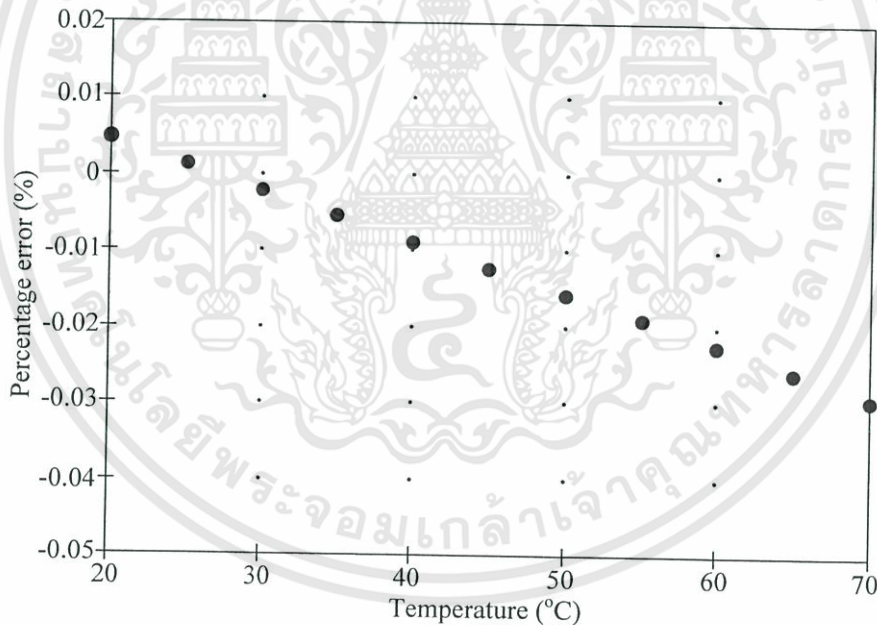


รูปที่ 4.8 องค์ประกอบทางความถี่ของแรงดันตกคร่อมความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m

องค์ประกอบทางความถี่ (Frequency Spectrum) ของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m เมื่อกระแสอินพุทมีขนาด 1mA ที่ $G_1 = 10$ แสดงในรูปที่ 4.8 ช่วงพลวัต (Dynamic Range) ของวงจรแปลงความต้านทานสามารถหาได้จากอัตราส่วนระหว่างสัญญาณมูลฐาน (Fundamental Signal) กับสัญญาณผิดเพี้ยนสูงสุด (Spurious Signal) ของแรงดันตกคร่อมความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m ซึ่งจากรูปที่ 4.8 ช่วงพลวัตมีค่าเท่ากับ 61 dB จากผลการทดสอบการ

ทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.1 และ 4.2 ที่ได้นั้น จะเห็นได้ว่าวงจรมีความเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิกที่ต่ำ และมีช่วงพลวัตที่กว้างเมื่อเทียบกับวงจรแปลงความต้านทานที่ใช้หลักการของคลาส AB [5] – [7]

ในการทดสอบผลของอุณหภูมิแวดล้อมที่มีต่อวงจรที่ออกแบบขึ้น เนื่องจากวงจรแปลงความต้านทานที่ออกแบบขึ้น ใช้วงจรสายพานกระแสเป็นโครงสร้างหลักในการออกแบบ ดังนั้นผลของอุณหภูมิจึงขึ้นกับวงจรสายพานกระแส ซึ่งจะทำให้การทดสอบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.2(ก) เช่นเดิม โดยเลือกค่าอัตราส่วนการส่งผ่านกระแส $G_1 = 10$ เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m เมื่ออุณหภูมิแวดล้อมถูกแปรค่าตั้งแต่ 20°C ถึง 70°C แสดงดังรูปที่ 4.9 ซึ่งจากผลการทดสอบในรูปที่ 4.9 จะได้ผลเหมือนกับรูปที่ 3.7 โดยจากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่า ที่อุณหภูมิ 70°C มีค่าเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดน้อยกว่า 0.03% แต่มีค่ามากกว่าค่าความผิดพลาด ε_3 ในสมการที่ (4.29) เนื่องจากเหตุผลเดียวกับผลในรูปที่ 3.7 แต่อย่างไรก็ตาม จากผลของค่าความผิดพลาดที่ได้จากการทดสอบการทำงานของวงจรสามารถกล่าวได้ว่าวงจรที่ออกแบบขึ้นมีผลน้อยมากต่ออุณหภูมิแวดล้อม



รูปที่ 4.9 เปอร์เซ็นต์ผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m ต่ออุณหภูมิแวดล้อม

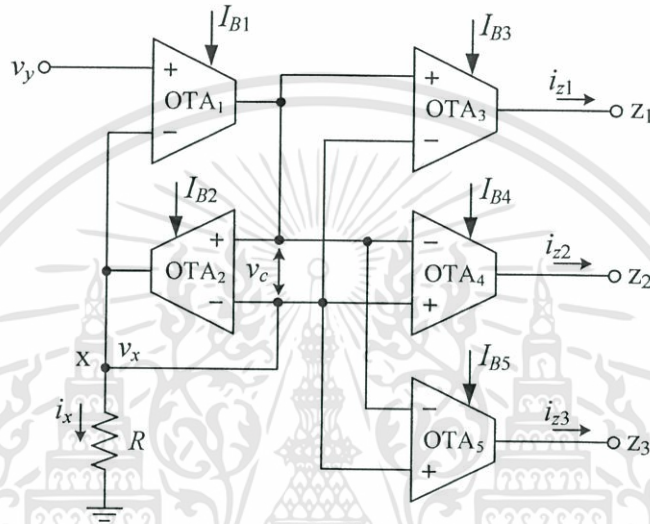
4.3 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบที่สอง [26]

วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในหัวข้อที่ 4.2 นั้น ความต้านทานค่าลบและค่าบวกที่ได้จะต้องทำการสลับขั้วการต่อที่ขั้ว z_1 และ z_2 ทำให้ความคล่องตัวในการนำไปประยุกต์ใช้งานลดลง ในหัวข้อนี้จึงได้ทำการปรับปรุงวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดย

แรงดันในหัวข้อที่ 4.2.1 ให้สามารถปรับค่าความต้านทานทั้งค่าลบและค่าบวกได้ภายในวงจรเดียวกัน โดยไม่ต้องทำการสลับขั้วการต่อเหมือนกับหัวข้อที่ 4.2.1

4.3.1 การทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับปรุงขึ้น

จากการออกแบบวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 3.4 ถ้านำโอทีเอ (OTA₅) อีกหนึ่งตัวมาขนานกับอินพุทของ OTA₂ ซึ่งแรงดัน v_c เป็นแรงดันอินพุทของ OTA₅ ดังแสดงในรูปที่ 4.10 ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้



รูปที่ 4.10 วงจรสายพานกระแสจากรูปที่ 3.4 ที่ทำการเพิ่มเอาต์พุท

การส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x และกระแส i_x ยังคงสามารถอธิบายได้ตามหัวข้อที่ 3.2.2 ส่วนกระแสเอาต์พุท i_{z1} , i_{z2} และ i_{z3} ที่ขั้ว z_1 , z_2 และ z_3 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i_{z1} = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_x \quad (4.30)$$

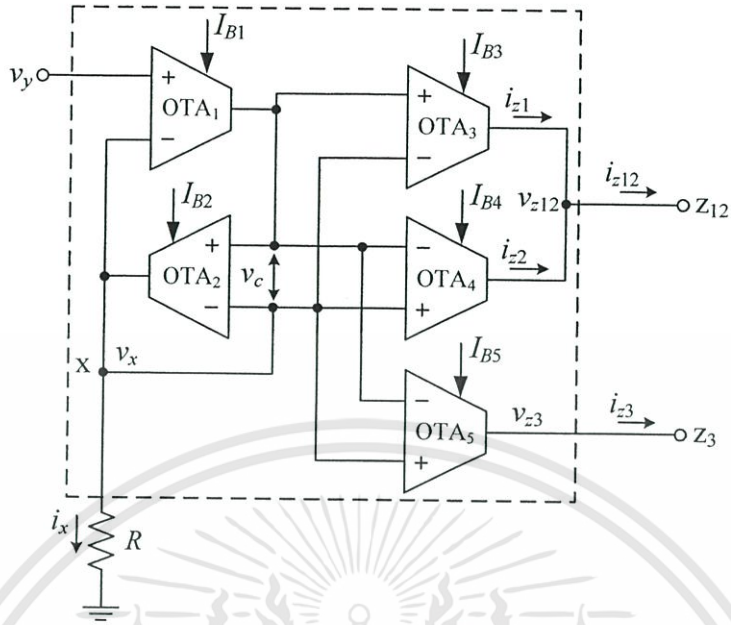
$$i_{z2} = -\frac{I_{B4}}{I_{B2}} i_x \quad (4.31)$$

และ

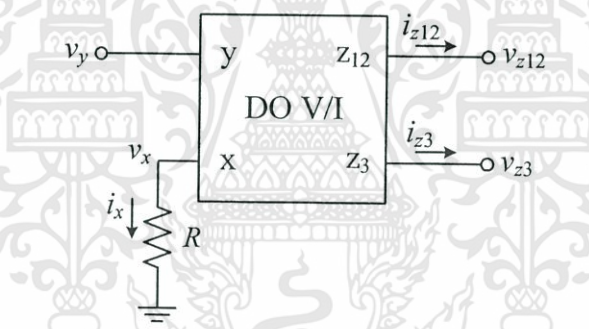
$$i_{z3} = -\frac{I_{B5}}{I_{B2}} i_x \quad (4.32)$$

เมื่อนำขั้ว z_1 และ z_2 ต่อเข้าด้วยกันดังรูปที่ 4.11(ก) ทำให้ได้วงจรสายพานกระแสที่ให้ค่ากระแสเอาต์พุทเปลี่ยนไป และเพื่อไม่ให้เกิดความสับสนในการเรียกชื่อ จึงขอเรียกวงจรในรูปที่ 4.11 ว่า วงจรแปลงผันสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแสแบบสองเอาต์พุท (Dual-Output Voltage-to-Current Converter, DO V/I)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจรที่ออกแบบขึ้น



(ข) สัญลักษณ์

รูปที่ 4.11 วงจรแปลงพินสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส

โดยกระแส i_{z12} ที่ขั้ว Z_{12} มีค่าเท่ากับ

$$i_{z12} = i_{z1} + i_{z2} = \left(\frac{I_{B3}}{I_{B2}} - \frac{I_{B4}}{I_{B2}} \right) i_x \tag{4.33}$$

กำหนดให้กระแสไบอัส $I_{B2} = I_{B4}$ และ $I_{B3} = I_{B5}$ ทำให้สมการที่ (4.33) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$i_{z12} = \left(\frac{I_{B3}}{I_{B2}} - 1 \right) i_x \tag{4.34}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นนำวงจรแปลงผันสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแสแบบสองเอาต์พุตในรูปที่ 4.11 มาทำการต่อคั้งวงจรรูปที่ 4.12 ทำให้ได้วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับปรุงขึ้นใหม่ ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

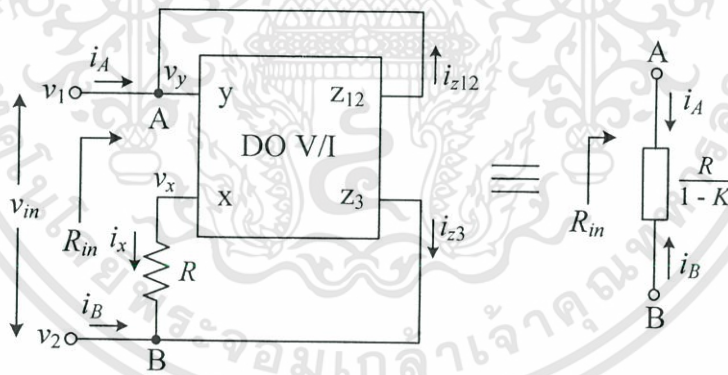
เมื่อป้อนแรงดันอินพุต v_{in} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $v_1 - v_2$ เข้าที่โหนด A และ B กระแส i_A และ i_B สามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$\begin{aligned} i_A &= -i_{z12} = \left(1 - \frac{I_{B3}}{I_{B2}}\right) i_x \\ &= \left(1 - \frac{I_{B3}}{I_{B2}}\right) \frac{v_{in}}{R} = (1 - K) \frac{v_{in}}{R} \end{aligned} \quad (4.35)$$

และ

$$\begin{aligned} i_B &= -i_x - i_{z3} = -i_x + \frac{I_{B5}}{I_{B2}} i_x = -\left(1 - \frac{I_{B5}}{I_{B2}}\right) i_x \\ &= -\left(1 - \frac{I_{B5}}{I_{B2}}\right) \frac{v_{in}}{R} = -(1 - K) \frac{v_{in}}{R} \end{aligned} \quad (4.36)$$

เมื่อกระแส $i_x = v_{in}/R$ และ K คือ อัตราส่วนการส่งผ่านกระแส ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_{B3}/I_{B2} หรือ I_{B5}/I_{B2}



รูปที่ 4.12 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบที่สอง

จากสมการที่ (4.35) และ (4.36) จะเห็นได้ว่ากระแส i_A และ i_B มีขนาดเท่ากันแต่ทิศทางการไหลตรงกันข้าม ดังนั้นเมื่อพิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมโหนด A และ B และกระแส i_A และ i_B ที่ไหลผ่านโหนด A และ B ทำให้ได้ค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m ดังสมการ

$$R_m = \frac{v_{in}}{i_A} = \frac{R}{1 - K} \quad (4.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการความต้านทานที่ได้ จะเห็นได้ว่าวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับปรุงขึ้น ความต้านทานทั้งค่าบวกและค่าลบ สามารถทำได้ภายในวงจรเดียวกัน โดยการปรับค่าอัตราส่วนการส่งผ่านกระแส K ของโอทีเอ

4.3.2 สมรรถนะการทำงานของวงจร

โครงสร้างของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับปรุงขึ้นในรูปที่ 4.12 จะคล้ายกับโครงสร้างของวงจรในรูปที่ 4.1 ทำให้ความผิดพลาดจากค่าทางอุดมคติเกิดขึ้นจาก 2 ส่วนหลัก เช่นเดียวกัน คือ ความผิดพลาดจากการส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x และความผิดพลาดจากอุณหภูมิต่อเนื่องที่เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งความผิดพลาดส่วนแรกสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน v_y และแรงดัน v_x ได้เช่นเดียวกันกับสมการที่ (4.21) คือ

$$v_x = \frac{gm_1 gm_2 r_m R v_y}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} + \frac{v_2}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} \quad (4.38)$$

โดยค่าความผิดพลาด ε_{d1} จากการส่งผ่านแรงดัน v_y ไปยังแรงดัน v_x ด้วยอัตราขยายเท่ากับหนึ่งมีค่าเท่ากับสมการที่ (4.23) คือ

$$\varepsilon_{d1} = \frac{1 + gm_2 R}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} \quad (4.39)$$

ส่วนค่าความผิดพลาด ε_{d2} จากการส่งผ่านแรงดัน v_2 ไปยังแรงดัน v_x ซึ่งมีค่าเท่ากับสมการที่ (4.24) คือ

$$\varepsilon_{d2} = \frac{1}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} \quad (4.40)$$

ในการแปลงค่าความต้านทานของวงจรในรูปที่ 4.12 อาศัยการส่งผ่านแรงดัน $v_y = v_1$ ไปยังแรงดัน v_x เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 4.1 และ 4.2 ซึ่งค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m มีค่าเท่ากับ

$$R_m = \frac{v_1 - v_2}{i_A} \cong \frac{v_x - v_2}{i_A} \quad (4.41)$$

แทนค่าสมการที่ (4.38) ลงในสมการที่ (4.41) จะได้

$$R_{in} = \frac{((1 - \varepsilon_{d1})v_y + \varepsilon_{d2}v_2) - v_2}{i_A} \quad (4.42)$$

แทนค่าแรงดัน $v_y = v_1$ ลงในสมการที่ (4.42) และจัดสมการใหม่ จะได้ความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m กับค่าความผิดพลาดมีสมการเป็น

$$R_m = \frac{v_1 - v_2}{i_A} - \left(\frac{\varepsilon_{d1}v_1 - \varepsilon_{d2}v_2}{i_A} \right) \quad (4.43)$$

ดังนั้นค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ (Relative Error, E_{Rm}) ของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m มีสมการเป็น

$$E_{Rm} = - \left(\frac{\varepsilon_{d1}v_1 - \varepsilon_{d2}v_2}{v_1 - v_2} \right) \times 100\% \quad (4.44)$$

จากสมการที่ (4.44) ถ้า $gm_1 = 1.92 \times 10^{-2}$ A/V ($I_{B1} = 1$ mA) $gm_2 = 3.85 \times 10^{-3}$ A/V ($I_{B2} = 200$ μA) $r_{in} = 130$ kΩ และ $R = 10$ kΩ ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ E_{Rm} มีค่าประมาณ -0.02%

ความผิดพลาดส่วนที่สองที่เกิดจากอุณหภูมิแวดล้อมที่แปรค่าไป ซึ่งสมการค่าความผิดพลาดดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับสมการที่ (4.35) [ภาคผนวก ข5] คือ

$$\varepsilon_{d3} = \frac{-2v_{To}RI_{B2}}{2v_{To}I_{B2}R + I_{B1}I_{B2}r_{in}R} \times \frac{\Delta T}{T} \quad (4.45)$$

จากสมการที่ (4.45) ถ้า $v_{To} = 26$ mV ที่อุณหภูมิห้อง $T = 300$ K $\Delta T = 40$ K $I_{B1} = 1$ mA $I_{B2} = 100$ μA $r_{in} = 130$ kΩ และ $R = 10$ kΩ ดังนั้นค่าความผิดพลาด ε_{d3} จะมีค่าประมาณ 5.3×10^{-5}

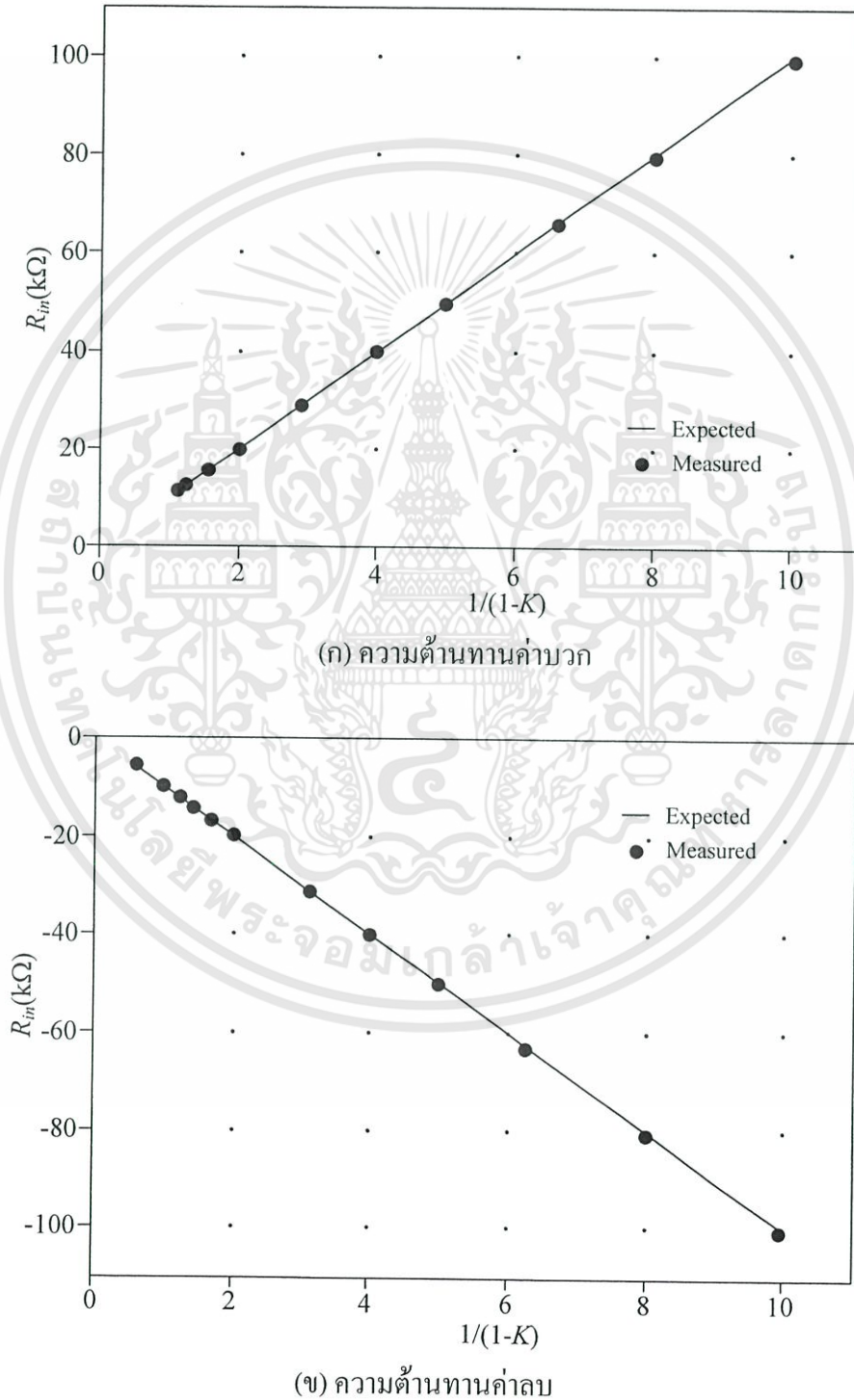
4.3.3 ช่วงปฏิบัติการของวงจรถ่ายแปลง

วงจรถ่ายแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับปรุงขึ้นในรูปที่ 4.12 เป็นวงจรถ่ายแปลงแบบขับเคลื่อนแรงดัน ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของวงจรถ่ายแปลงจะพิจารณาที่แรงดันอินพุต v_{in} คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานคงที่ R ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานคงที่ R จึงเป็นตัวจำกัดช่วงปฏิบัติการของวงจรถ่ายแปลง ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานคงที่ R คือกระแสเอาต์พุตของ OTA₂ จากวงจรถ่ายแปลงในรูปที่ 3.4(ก) และกระแสดังกล่าวจะมีค่าสูงสุดไม่เกินกระแสไบอัส I_{B2} ของ OTA₂ ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของวงจรถ่ายแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ปรับปรุงขึ้นในรูปที่ 4.11 จะมีค่าเท่ากับ $\pm I_{B2}R$ ซึ่งจากช่วงปฏิบัติการที่ได้ ถ้าต้องการเพิ่มช่วงปฏิบัติการสามารถทำได้โดยการเพิ่มค่า $I_{B2}R$ นั้นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

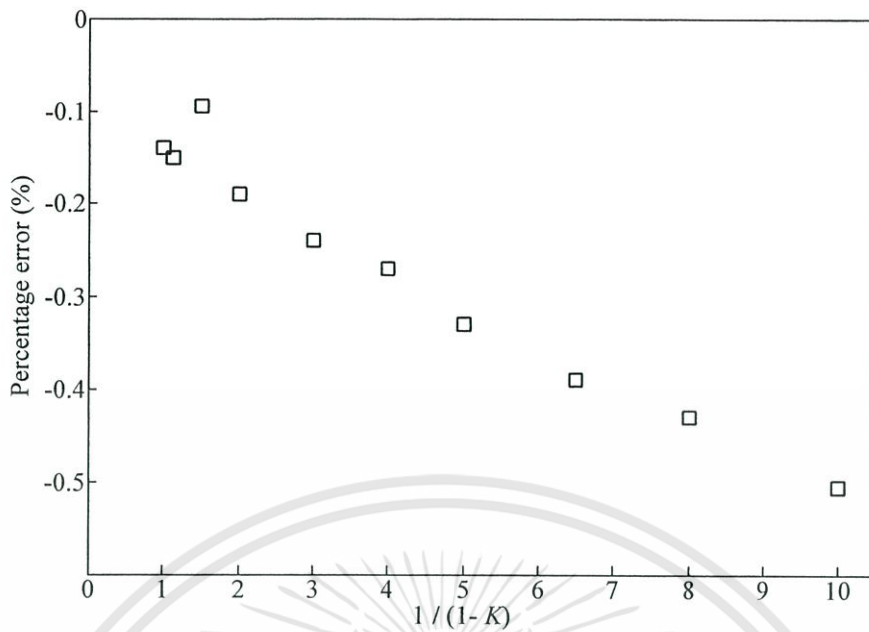
4.3.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

ทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.12 ด้วยการต่อวงจรจริง โดยเลือกใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ CA3280 ตัวต้านทานคงที่ $R = 10\text{k}\Omega$ กระแสไบอัส $I_{B1} = 1\text{mA}$ กระแสไบอัส $I_{B2} = I_{B4}$ และ $I_{B3} = I_{B5}$ จะถูกแปรค่าเพื่อให้ได้ค่าอัตราขยายกระแสตามที่ต้องการ



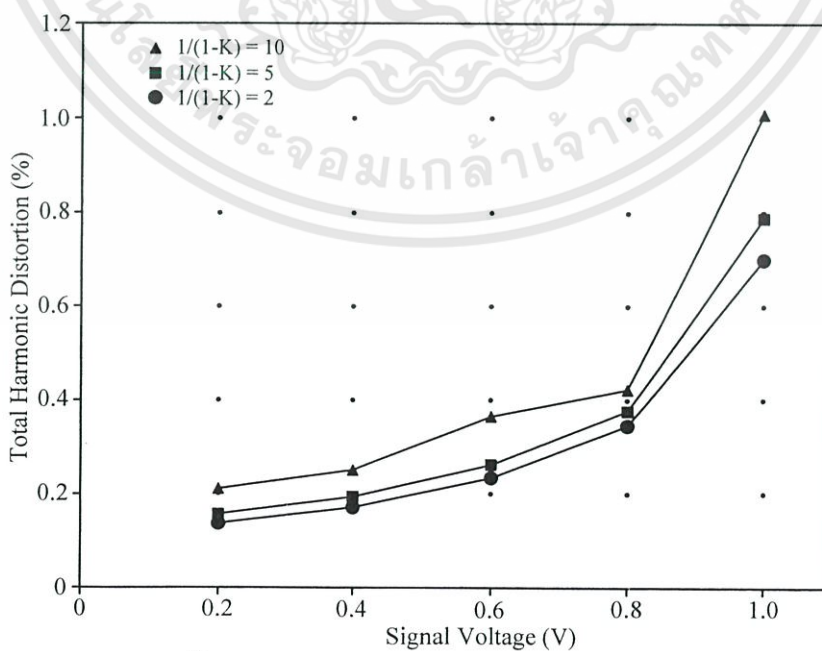
รูปที่ 4.13 กราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



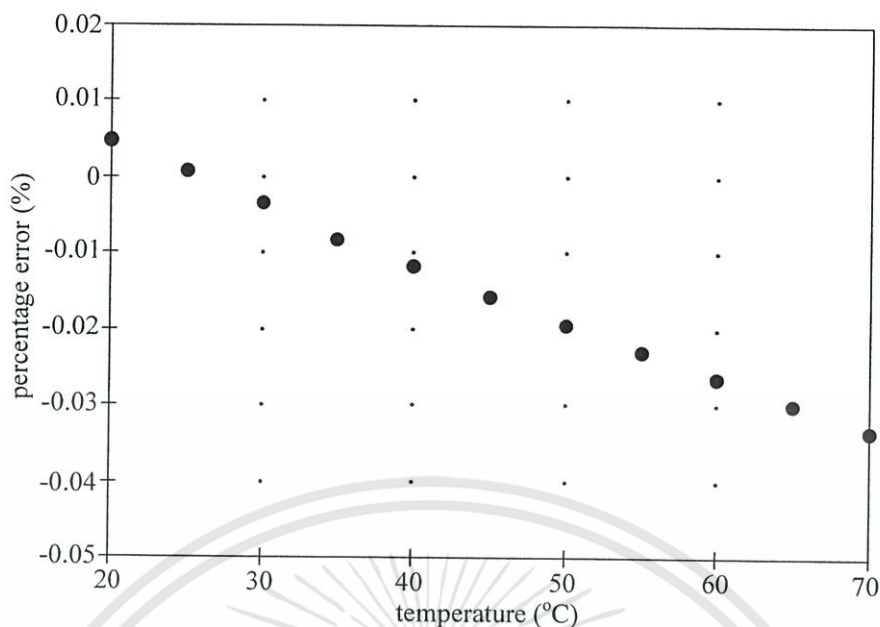
รูปที่ 4.14 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ R_m จากรูปที่ 4.13(ก)

รูปที่ 4.13(ก) และ 4.13(ข) แสดงกราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวค่าบวก และค่าลบตามลำดับ จะเห็นได้ว่าความต้านทานทั้งค่าบวกและค่าลบของวงจรในรูปที่ 4.12 สามารถทำได้ภายในวงจรเดียวกัน ด้วยการแปรค่ากระแสไบอัสของ OTA รูปที่ 4.14 แสดงเปอร์เซนต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m จากกราฟในรูปที่ 4.13(ก) ซึ่งมีค่าเปอร์เซนต์ความผิดพลาดสูงสุดประมาณ 0.5% เมื่อเปรียบเทียบกับค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ E_{Rim} ในสมการที่ (4.44) จะมีความมากกว่า เนื่องด้วยเหตุผลของค่าความแม่นยำของเครื่องมือที่ใช้วัดเช่นเดียวกับผลในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.15 ค่าความเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกที่ความถี่ 100kHz ของสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทาน R_m ต่ออุณหภูมิแวดล้อม

ในรูปที่ 4.15 แสดงค่าความเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิกของกระแสที่ไหลผ่านค่าความต้านทาน R_m ที่สังเคราะห์ขึ้น สำหรับแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 100kHz เมื่อตัวต้านทานคงที่ $R = 1k\Omega$ และอัตราขยายค่าความต้านทาน $1/(1-K) = 2.5$ และ 10 โดยที่อัตราขยายค่าความต้านทาน $1/(1-K) = 10$ มีค่าความเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิกที่ 1% รูปที่ 4.16 แสดงเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทาน R_m ที่สังเคราะห์ขึ้น เมื่อทำการแปรค่าอุณหภูมิแวดล้อมจาก 20°C ถึง 70°C ซึ่งที่อุณหภูมิ 70°C ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดมีค่าน้อยกว่า 0.035% แต่มีค่ามากกว่าค่าความผิดพลาด ϵ_{dB} ในสมการที่ (4.45) เนื่องจากเหตุผลเดียวกับผลในรูปที่ 3.7 แต่อย่างไรก็ตามจากผลในรูปที่ 4.16 จะเห็นได้ว่าอุณหภูมิแวดล้อมแทบไม่มีผลหรือมีผลน้อยมากต่อวงจรที่ปรับปรุงขึ้นในรูปที่ 4.12

4.4 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบที่สาม [27]

วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในหัวข้อที่ 4.2 และ 4.3 นั้น ใช้ตัวต้านทานคงที่ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ ทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณระหว่างแรงดันกับกระแส ซึ่งในการนำไปประยุกต์ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปสามารถทำได้ง่าย แต่เมื่อต้องการนำวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวไปประยุกต์ใช้ในงานออกแบบวงจรรวม ตัวต้านทานคงที่ที่ได้กล่าวถึงจะเป็นอุปกรณ์ที่ทำให้เกิดความไม่คล่องตัวในการประยุกต์ใช้ เนื่องจากเป็นที่ทราบกันดีว่าการสร้างตัวต้านทานประเภทพาสซีฟในลักษณะของวงจรรวมนั้น จำเป็นต้องใช้พื้นที่มากในการสร้าง อีกทั้งยังมีความยุ่งยากและซับซ้อนอีกด้วย ทำให้เสียเวลาและค่าใช้จ่ายในการออกแบบวงจรมาก ดังนั้นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้สามารถนำวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ออกแบบขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ไปประยุกต์ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปและการออกแบบวงจรรวมขนาดใหญ่ได้ ในหัวข้อนี้จึงขอเสนอวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ไม่ใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ ซึ่งวงจรที่นำเสนอใช้โอทีเอซึ่งเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟเพียงอย่างเดียวเท่านั้น

4.4.1 การทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบที่สาม

วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ไม่ใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟแสดงในรูปที่ 4.17 หลักการทำงานของวงจรมีลักษณะคล้ายกับ วงจรแปลงพันสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส [24] โดย OTA₁ ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แรงดันอินพุต v_{in} ถูกป้อนให้กับ OTA₁ และยังเป็นอินพุตให้กับ OTA₂ OTA₃ และ OTA₄ กำหนดให้แรงดันอินพุต $v_{in} = v_1 - v_2$ กระแสเอาต์พุต i_1 i_2 i_3 และ i_4 ของ OTA₁ OTA₂ OTA₃ และ OTA₄ ตามลำดับ สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ [12]

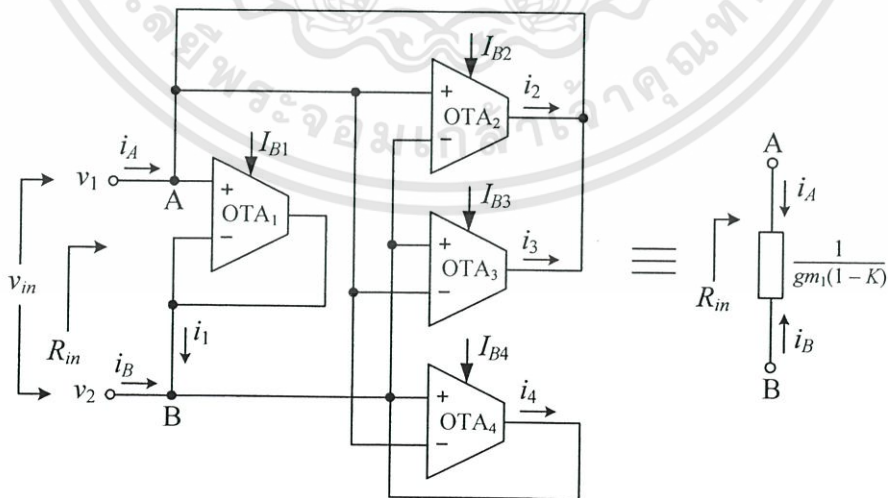
$$i_1 = gm_1 v_{in} \tag{4.46}$$

$$i_2 = \frac{gm_2}{gm_1} i_1 \tag{4.47}$$

$$i_3 = -\frac{gm_3}{gm_1} i_1 \tag{4.48}$$

และ

$$i_4 = -\frac{gm_4}{gm_1} i_1 \tag{4.49}$$



รูปที่ 4.17 วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวแบบที่สาม

กำหนดให้กระแสไบอัส $I_{B1} = I_{B3}$ และ $I_{B2} = I_{B4}$ ดังนั้นกระแส i_2 i_3 และ i_4 เขียนเป็นสมการให้ได้เป็น

$$i_2 = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} i_1 = K i_1 \quad (4.50)$$

$$i_3 = -\frac{I_{B3}}{I_{B1}} i_1 = -i_1 \quad (4.51)$$

และ

$$i_4 = -\frac{I_{B4}}{I_{B1}} i_1 = -K i_1 \quad (4.52)$$

เมื่อ K คืออัตราส่วนการส่งผ่านกระแสซึ่งมีค่าเท่ากับ $I_{B2}/I_{B1} = I_{B4}/I_{B1}$ เมื่อพิจารณาที่โหนด A จะได้กระแส i_A มีค่าเท่ากับ

$$i_A = -i_2 - i_3 \quad (4.53)$$

แทนค่ากระแส i_2 จากสมการที่ (4.50) และกระแส i_3 จากสมการที่ (4.51) ลงในสมการที่ (4.53) ทำให้กระแส i_A สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$i_A = -\frac{I_{B2}}{I_{B1}} i_1 + i_1 = (1 - K) i_1 \quad (4.54)$$

พิจารณาที่โหนด B กระแส i_B เขียนเป็นสมการได้คือ

$$i_B = -i_1 - i_4 \quad (4.55)$$

แทนค่ากระแส i_4 จากสมการที่ (4.52) ลงในสมการที่ (4.55) ทำให้กระแส i_B เขียนสมการใหม่ได้ว่า

$$i_B = -i_1 + \frac{I_{B4}}{I_{B1}} i_1 = -(1 - K) i_1 \quad (4.56)$$

แทนค่ากระแส i_1 จากสมการที่ (4.46) ลงในสมการที่ (4.54) และ (4.56) จะทำให้กระแส i_A และ i_B มีสมการดังนี้

$$i_A = -i_B = (1 - K) g m_1 v_m \quad (4.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.57) จะเห็นได้ว่ากระแส i_A และ i_B นั้นมีขนาดเท่ากันแต่ทิศทางตรงกันข้าม ดังนั้นเมื่อพิจารณาแรงดันที่ตกคร่อม โหนด A และ B กับทิศทางการไหลของกระแส i_A และ i_B ทำให้สามารถเขียนเป็นสมการความต้านทานแบบลอยตัวที่สังเคราะห์ขึ้น R_m ได้ดังนี้

$$R_m = \frac{v_{in}}{i_A} = \frac{1}{gm_1(1-K)} \quad (4.58)$$

จากสมการค่าความต้านทานแบบลอยตัวที่สังเคราะห์ขึ้นได้ จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานทั้งค่าบวกและค่าลบสามารถทำได้ภายในวงจรเดียวกัน โดยการปรับอัตราส่วนการส่งผ่านกระแส K และไม่ต้องใช้ตัวต้านทานภายนอกที่เป็นอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟในการแปลงค่า

4.4.2 สมรรถนะการทำงานของวงจร

ในการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.17 ในทางอุดมคติ กำหนดให้กระแสไบอัส $I_{B3} = I_{B1}$ และ $I_{B4} = I_{B2}$ ซึ่งสามารถเขียนสมการในเทอมของค่าความนำ gm ได้เป็น

$$gm_3 = gm_1 \quad (4.59)$$

$$gm_4 = gm_2 \quad (4.60)$$

ในการนำมาใช้งาน ค่ากระแสไบอัส I_{B3} กับ I_{B1} และ I_{B4} กับ I_{B2} จะมีค่าไม่เป็นไปตามอุดมคติ โดยจะเกิดค่าผิดพลาดขึ้น ดังนั้นสมการที่ (4.59) และ (4.60) สามารถเขียนสมการให้อยู่ในความสัมพันธ์ของค่าความผิดพลาด ε_{e1} และ ε_{e2} ได้เป็น

$$gm_3 = (1 - \varepsilon_{e1})gm_1 \quad (4.61)$$

และ
$$gm_4 = (1 - \varepsilon_{e2})gm_2 \quad (4.62)$$

เมื่อค่าความผิดพลาด ε_{e1} ที่เกิดจากการไม่เท่ากันระหว่าง gm_3 และ gm_1 มีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon_{e1} = 1 - \frac{gm_3}{gm_1} \quad (4.63)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนค่าความผิดพลาด ε_2 ที่เกิดจากการไม่เท่ากันระหว่าง gm_4 และ gm_2 มีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon_2 = 1 - \frac{gm_4}{gm_2} \quad (4.64)$$

เมื่อแทนค่า gm_3 จากสมการที่ (4.61) ลงในสมการที่ (4.48) จะได้

$$i_3 = -\frac{(1-\varepsilon_1)gm_1}{gm_1} i_1 = -(1-\varepsilon_1)i_1 \quad (4.65)$$

จากสมการที่ (4.50) และ (4.52) จะได้

$$i_2 = -i_4 = Ki_1 = \frac{gm_4}{gm_1} i_1 \quad (4.66)$$

แทนค่า gm_4 จากสมการที่ (4.62) ลงในสมการที่ (4.66) จะได้

$$i_2 = \frac{(1-\varepsilon_2)gm_2}{gm_1} i_1 = (1-\varepsilon_2)Ki_1 \quad (4.67)$$

แทนค่าสมการที่ (4.65) และ (4.67) ลงในสมการที่ (4.53) จะได้

$$i_A = ((1-\varepsilon_1) - (1-\varepsilon_2)K)i_1 \quad (4.68)$$

แทนค่า $i_1 = gm_1 v_m$ ลงในสมการที่ (4.68) สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$i_A = ((1-\varepsilon_1) - (1-\varepsilon_2)K)gm_1 v_m \quad (4.69)$$

จากสมการที่ (4.69) จะได้ความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m กับค่าความผิดพลาดเป็น

$$R_m = \frac{v_m}{i_A} = \frac{1}{gm_1((1-\varepsilon_1) - (1-\varepsilon_2)K)} \quad (4.70)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ (Relative Error, E_{R_m}) ของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m มีสมการเป็น

$$E_{R_m} = \left[\left(\frac{(1-K)}{(1-\varepsilon_{e1}) - (1-\varepsilon_{e2})K} \right) - 1 \right] \times 100\% \quad (4.71)$$

ถ้ากำหนดให้ $gm_1 = 1.154 \times 10^{-3}$ A/V ($I_{B1} = 60\mu\text{A}$) $gm_2 = 0.962 \times 10^{-3}$ A/V ($I_{B2} = 50\mu\text{A}$) $gm_3 = 1.152 \times 10^{-3}$ A/V ($I_{B3} = 59.9\mu\text{A}$) $gm_4 = 0.959 \times 10^{-3}$ A/V ($I_{B4} = 49.9\mu\text{A}$) ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ E_{R_m} จะมีค่าประมาณ -0.229%

จากค่าความต้านทานแบบลอยตัวที่สังเคราะห์ขึ้น R_m ในสมการที่ (4.58) เมื่อแทนค่า $gm_1 = I_{B1}/2v_T$ จะได้

$$R_m = \frac{2v_T}{I_{B1}(1-K)} \quad (4.72)$$

จากสมการที่ (4.72) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานแบบลอยตัวที่สังเคราะห์ขึ้น R_m จะขึ้นกับอุณหภูมิที่แผงมาในเทอมของแรงดันเชิงอุณหภูมิ v_T โดยสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m ต่ออุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไปดังนี้

$$S_T^{R_m} = \frac{\partial R_m / R_m}{\partial T / T} = 1 \quad (4.73)$$

จากสมการที่ (4.73) สามารถเขียนอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทาน R_m ได้เป็น

$$\frac{\delta R_m}{R_m} = 1 \cdot \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (4.74)$$

เมื่อ δR_m คือความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนแปลงไป

ΔT คืออุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไป

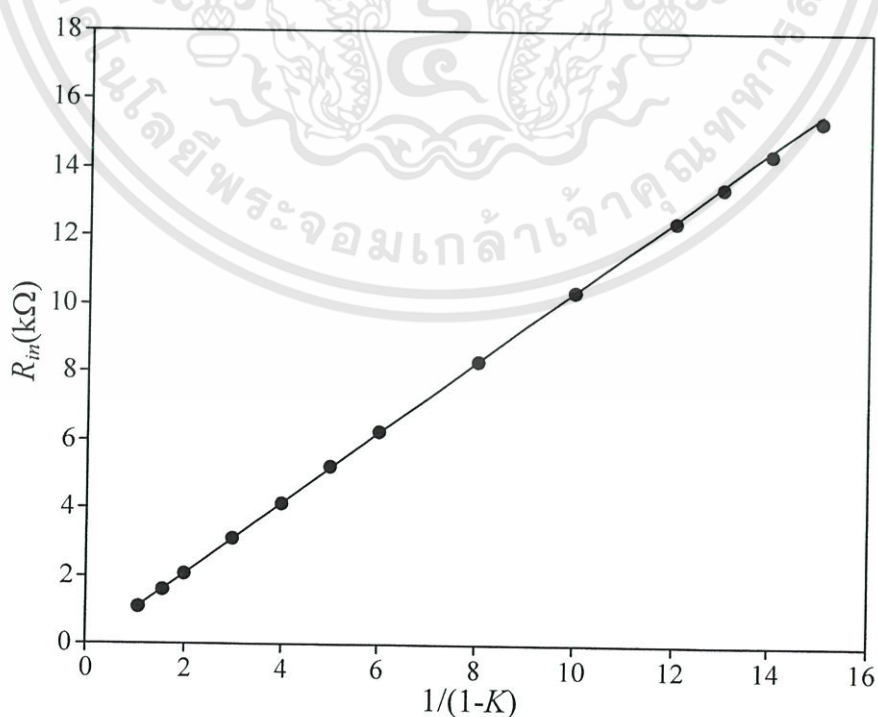
ดังนั้นค่าความต้านทานแบบลอยตัวที่สังเคราะห์ขึ้น R_m จึงขึ้นกับอุณหภูมิแวดล้อม

4.4.3 ช่วงปฏิบัติการของวงจร

วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ออกแบบขึ้นในรูปที่ 4.15 เป็นวงจรที่ขับโดยแรงดัน ดังนั้นช่วงปฏิบัติการทำงานของวงจรจะพิจารณาที่แรงดันอินพุต v_{in} ซึ่งแรงดันดังกล่าวคือแรงดันที่ป้อนให้กับอินพุตของโอทีเอแต่ละตัวในวงจร จากหัวข้อที่ 2.4 แรงดันอินพุตสูงสุดที่ยังคงทำให้โอทีเอทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้นจะมีค่าไม่เกิน 52mV ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่นำเสนอให้หัวข้อนี้จะมีค่าเท่ากับ $\pm 52\text{mV}$

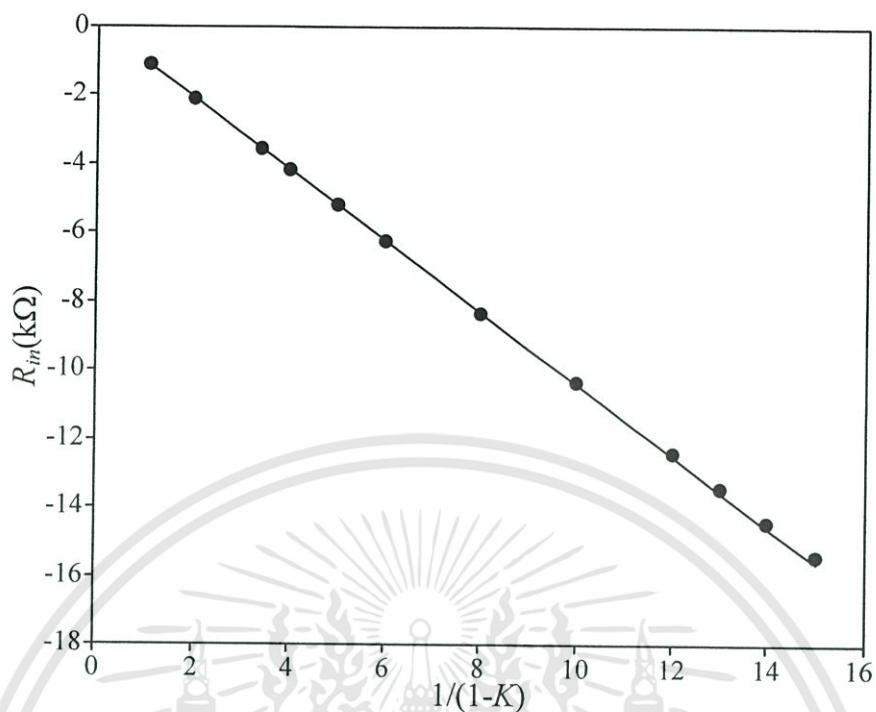
4.4.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

ทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.17 ด้วยการต่อวงจรจริง เลือกใช้วงจรโอทีเอสำเร็จรูปเบอร์ CA3280 กระแสไบอัส I_{B1} I_{B2} I_{B3} และ I_{B4} จะถูกแปรค่าเพื่อให้ได้ค่าอัตราส่วนของกระแสไบอัส K ตามที่ต้องการ รูปที่ 4.18(ก) และ 4.18(ข) แสดงกราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวค่าบวกและค่าลบ ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าวงจรในรูปที่ 4.17 สามารถสังเคราะห์ความต้านทานทั้งค่าบวกและค่าลบได้ภายในวงจรเดียวกันด้วยการแปรค่าอัตราส่วนของกระแสไบอัส โดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์พาสซีฟ รูปที่ 4.19 แสดงเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_m จากกราฟในรูปที่ 4.18(ก) โดยมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสูงสุดประมาณ 0.65% ซึ่งมีค่ามากกว่าค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ E_{Rm} ในสมการที่ (4.71) ด้วยเหตุผลของค่าความแม่นยำของเครื่องมือที่ใช้วัดเช่นเดียวกับผลในรูปที่ 4.6 และ 4.14



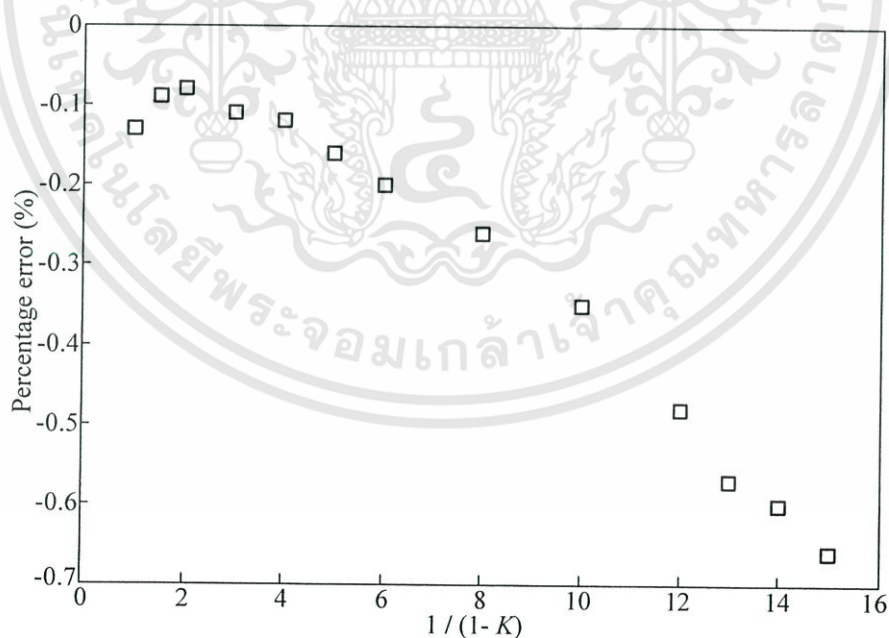
(ก) ความต้านทานค่าบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ความต้านทานค่าลบ

รูปที่ 4.18 กราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.19 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ R_m จากรูปที่ 4.18(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่สามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งได้ทำการออกแบบขึ้น 3 แบบด้วยกัน โดยแต่ละแบบใช้โอทีเอซึ่งเป็นอุปกรณ์ประเภทแอกทิฟเป็นหลักในการออกแบบวงจร ในวงจรแบบที่หนึ่งใช้หลักการจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส ซึ่งวงจรสายพานกระแสที่นำมาใช้จะถูกออกแบบโดยใช้โอทีเอแบบที่สองเป็นการปรับปรุงวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดยแรงดันของวงจรแบบที่หนึ่ง ให้สามารถปรับค่าความต้านทานทั้งค่าบวกและค่าลบได้ภายในวงจรเดียวกัน และแบบที่สามเป็นการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยไม่ใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟในการแปลงค่า ซึ่งทั้ง 3 วงจรใช้โอทีเอเป็นบล็อกวงจรแอกทิฟเพียงอย่างเดียวเท่านั้น



บทที่ 5

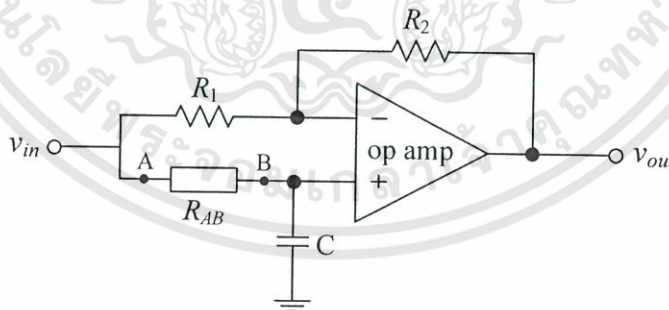
การประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัว ที่ได้นำเสนอ

5.1 กล่าวนำ

จากการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในบทที่ 4 ได้นำความต้านทานที่ได้สังเคราะห์ขึ้นมาประยุกต์ใช้ในวงจรเลื่อนเฟส (Phase Shifter) หรือ วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All Pass Filter) และวงจรอินทิเกรต (Integrator) ซึ่งความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถแปรค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้สามารถปรับค่าในวงจรเลื่อนเฟสและวงจรอินทิเกรตได้ง่าย

5.2 การประยุกต์ใช้ความต้านทานแบบลอยตัวที่สังเคราะห์ขึ้นในวงจรเลื่อนเฟส

วงจรเลื่อนเฟสหรือวงจรกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรที่ให้ทุกความถี่ผ่าน โดยขนาดของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดที่เท่ากัน แต่สามารถเลื่อนเฟสให้สัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตต่างกันได้ในรูปที่ 5.1 แสดงวงจรเลื่อนเฟสที่นำความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นจากบทที่ 4 มาประยุกต์ใช้ [28]



รูปที่ 5.1 วงจรเลื่อนเฟส

โดยความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้น R_{AB} ใช้วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวค่าบวกที่ทำงานแบบขั้วโดยแรงดันในรูปที่ 4.1(ข) จากวงจรเลื่อนเฟสในรูปที่ 5.1 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต v_{out} กับแรงดันอินพุต v_{in} ดังสมการต่อไปนี้

$$V_{out}(s) = -\frac{R_2}{R_1} V_m(s) + \left(\frac{1}{R_{AB}Cs + 1} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_m(s) \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $R_1 = R_2$ ทำให้สามารถเขียนสมการได้ให้เป็น

$$V_{out}(s) = -V_{in}(s) + \left(\frac{2}{R_{AB}Cs + 1} \right) V_{in}(s) \quad (5.2)$$

ดังนั้นสมการถ่ายโอนของวงจรเลื่อนเฟสมีค่าเท่ากับ

$$T(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1 - R_{AB}Cs}{1 + R_{AB}Cs} \quad (5.3)$$

เมื่อแทนค่า $s = j\omega$ จะได้นขนาดและเฟสของสมการถ่ายโอนมีค่าดังนี้

$$|T(j\omega)| = 1 \quad (5.4ก)$$

และ

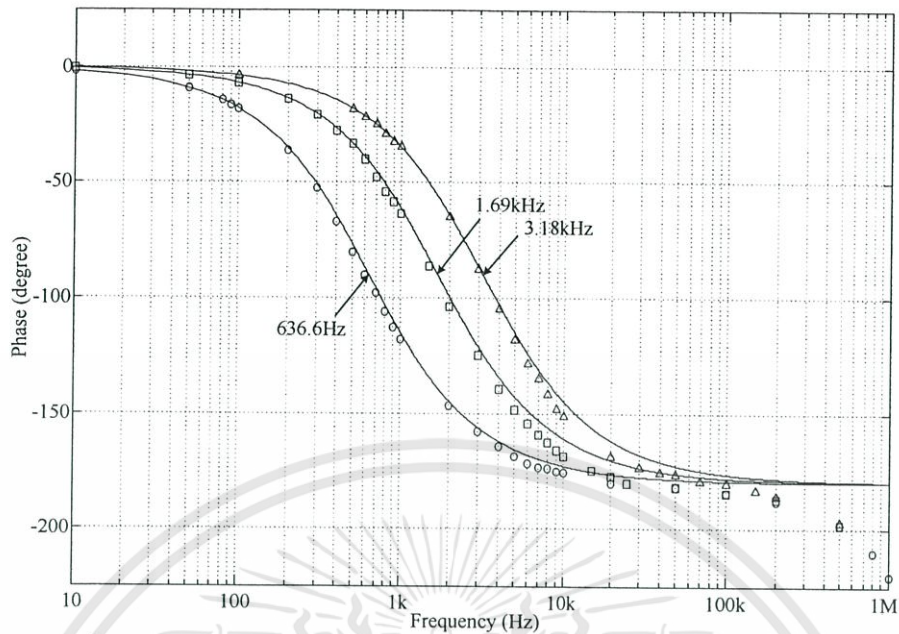
$$\phi = -2 \tan^{-1}(R_{AB}C\omega) \quad (5.4ข)$$

จากสมการที่ (5.4) จะเห็นได้ว่าขนาดของสมการถ่ายโอนมีค่าเท่ากับหนึ่ง และแรงดันเอาต์พุต v_{out} มีเฟสล้าหลังแรงดันอินพุต v_{in} อยู่ในช่วง 0° ถึง 180° ซึ่งสามารถกำหนดเฟสได้โดยการกำหนดค่าความต้านทาน R_{AB} ค่าความจุไฟฟ้า C และความถี่ที่ใช้งาน จากสมการที่ (5.4ข) ถ้ากำหนดให้ $\omega = 1/R_{AB}C$ ความถี่ที่ได้ถูกเรียกว่า ความถี่หักมุม (Corner Frequency) [29] ซึ่งความถี่หักมุมในสมการนี้จะได้มุมเฟสเท่ากับ -90°

ในการทดสอบการประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ได้ออกแบบขึ้นในรูปที่ 4.1(ข) ในวงจรเลื่อนเฟส ได้ทำการสังเคราะห์ค่าความต้านทาน R_{AB} ขึ้น 3 ค่า เพื่อนำมาใช้ในวงจรเลื่อนเฟส เลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ LF351 ความต้านทาน $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ ตารางที่ 5.1 แสดงค่าความต้านทาน R_{AB} และค่าความจุไฟฟ้า C ที่ใช้เพื่อให้ได้ค่าความถี่หักมุมที่มีค่าต่างกันออกไป รูปที่ 5.2 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟสกับความถี่ที่แปรค่าไปตั้งแต่ 10Hz ถึง 1MHz ซึ่งมีค่าความถี่หักมุมเท่ากับ 636.6Hz 1.69kHz และ 3.18kHz จะเห็นได้ว่าวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวค่าบวกที่ออกแบบขึ้น สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรเลื่อนเฟสได้อย่างถูกต้อง

ตารางที่ 5.1 ค่าความถี่หักมุมต่าง ๆ ที่เลือกใช้ค่า R_{AB} และ C

R_{AB}	C	$f = \omega/2\pi$
$2k\Omega$	47nF	1.693kHz
$2.5k\Omega$	100nF	636.6Hz
$5k\Omega$	10nF	3.183kHz

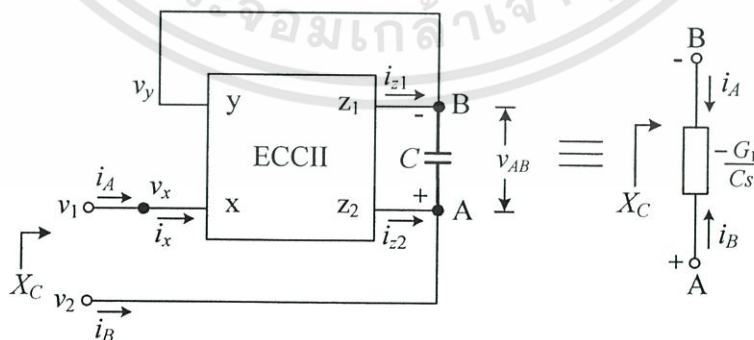


รูปที่ 5.2 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ต่อมุมเฟสที่ความถี่หักมุมทั้ง 3 ค่า

5.3 การประยุกต์ใช้ความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นในวงจรอินทิเกรต

5.3.1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว

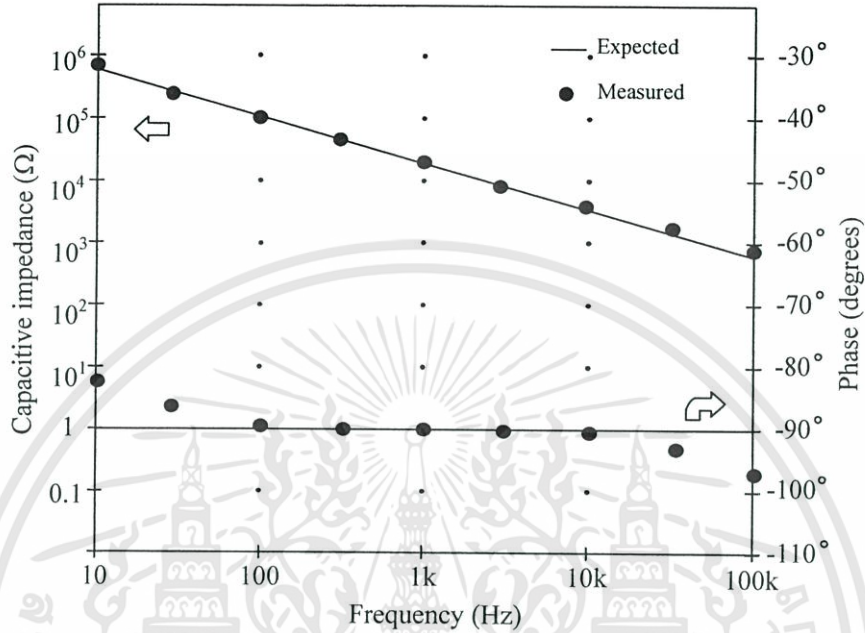
วงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ออกแบบขึ้นในหัวข้อที่ 4.2 นั้น ถ้าแทนตัวต้านทานคงที่ R ด้วยตัวเก็บประจุ C ทำให้สามารถสังเคราะห์เป็นค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวแทนค่าความต้านทานแบบลอยตัว ซึ่งได้ทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้า โดยการนำวงจรแปลงความต้านทานลอยตัวค่าลบที่ทำงานแบบขับโดยกระแสในรูปที่ 4.2(ก) มาทำการทดสอบโดยแทนที่ตัวต้านทานคงที่ R ด้วยตัวเก็บประจุ C ดังแสดงในรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวโดยใช้วงจรจากรูปที่ 4.2(ก)

รูปที่ 5.4 แสดงกราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวที่ทำงานแบบขับโดยกระแส โดยในรูปที่ 5.3 เลือกใช้ตัวเก็บประจุ $C = 0.01 \mu\text{F}$ กำหนดให้กระแสไบอัส $I_{B2} = I_{B3} =$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

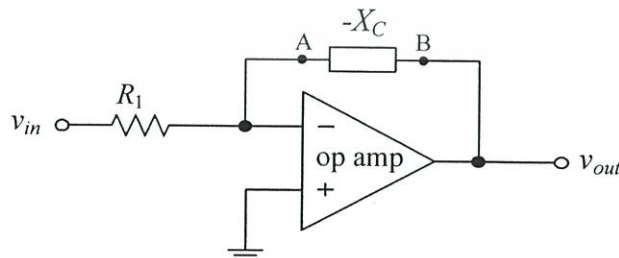
$100\mu\text{A}$ และ $I_{B4} = 200\mu\text{A}$ ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ X_C ของค่าความจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ $1/C\omega$ เมื่อ $\omega = 2\pi f$ ซึ่งจากกราฟจะเห็นได้ว่าค่าความจุไฟฟ้าที่ได้อยู่ในช่วงความถี่จาก 100Hz ถึง 10kHz และมุมเฟสระหว่างกระแสที่ไหลผ่านกับแรงดันที่ตกคร่อมวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าจะต่างกันอยู่ 90°



รูปที่ 5.4 กราฟคุณสมบัติของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว

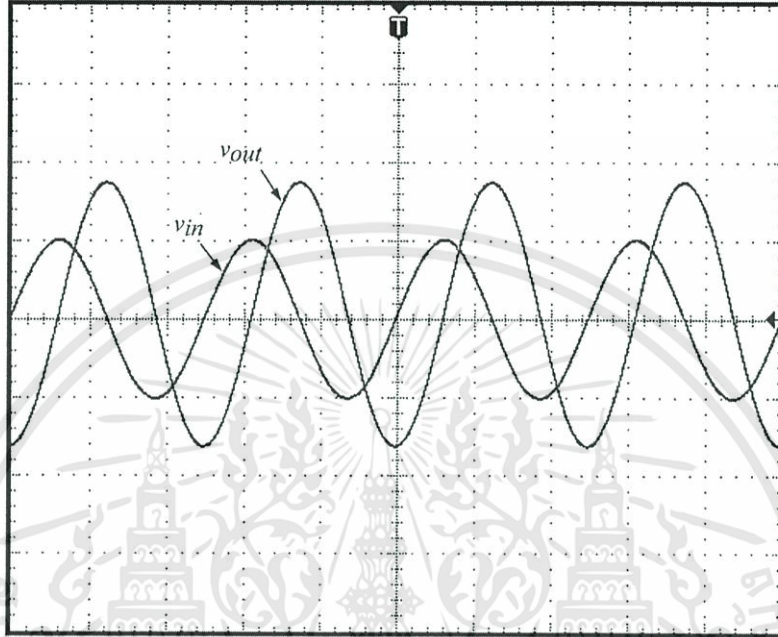
5.3.2 วงจรอินทิเกรตที่ใช้วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว

จากวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวค่าลบที่ทำงานแบบจับ โดยกระแสในรูปที่ 5.3 นำมาประยุกต์ใช้ในวงจรอินทิเกรตดังแสดงในรูปที่ 5.5 โดยเลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ LF351 ตัวต้านทาน $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ตัวเก็บประจุ C ที่ใช้ในวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ $0.01\mu\text{F}$ กระแสไบอัส $I_{B2} = I_{B3} = 100\mu\text{A}$ และ $I_{B4} = 200\mu\text{A}$ เมื่อป้อนแรงดันอินพุต v_{in} เป็นสัญญาณชานซ์ขนาด 100mV ความถี่ 1kHz ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ $15.92\text{k}\Omega$



รูปที่ 5.5 วงจรอินทิเกรต

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต v_{out} ของวงจรอินทิเกรตจึงมีค่าประมาณ 1.6 เท่าของแรงดันอินพุต ($v_{out} = 1.6v_{in}$) และมุมเฟสต่างกันอยู่ 90° ดังแสดงในรูปที่ 5.6 จะเห็นได้ว่าวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวค่าลบสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในวงจรอินทิเกรตได้อย่างถูกต้อง



รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองชั่วขณะของแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตในวงจรอินทิเกรต
(สเกลแนวตั้ง : 100mV/div สเกลแนวนอน : 400 μ s/div)

5.4 บทสรุป

จากผลการทดสอบการประยุกต์ใช้วงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลอยตัวค่าบวกที่ทำงานแบบขับ โดยแรงดันในวงจรเลื่อนเฟส และวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวค่าลบที่ประยุกต์มาจากวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวค่าลบที่ทำงานแบบขับ โดยกระแสในวงจรอินทิเกรต แสดงให้เห็นว่าวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวที่ได้ออกแบบขึ้นสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานประมวลผลสัญญาณแบบแอนะล็อกได้เป็นอย่างดีมีประสิทธิภาพ

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัว โดยวงจรที่นำเสนอมี 3 วงจรด้วยกัน ซึ่งแต่ละวงจรใช้โอทีเอซึ่งเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟเป็นหลักในการออกแบบ ขนาดของค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอ อีกทั้งยังสามารถสังเคราะห์ค่าความต้านทานได้ทั้งค่าบวกและค่าลบ โดยแต่ละวงจรที่นำเสนอสามารถกล่าวโดยสรุปได้ คือ

วงจรแรก ซึ่งเป็นวงจรหลักในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นโดยใช้โอทีเอเป็นหลัก มาทำการออกแบบเป็นวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัว ซึ่งโครงสร้างของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในแบบแรกนั้น สามารถทำงานได้ทั้งแบบขับโดยแรงดันและแบบขับโดยกระแส โดยการทำงานแต่ละแบบต้องทำการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของตัวต้านทานคงที่ที่ใช้ในการแปลงผันค่าระหว่างแรงดันและกระแส ส่วนการเลือกใช้ความต้านทานค่าบวกหรือค่าลบนั้น ทำได้โดยการสลับขั้วการต่อระหว่างขั้ว z_1 และ z_2 ของวงจรสายพานกระแส ซึ่งการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในแบบแรกนั้น จะสามารถชดเชยผลของอุณหภูมิแวดล้อมได้ แต่การนำวงจรแบบแรกไปประยุกต์ใช้ในงานที่ต้องการความต้านทานทั้งค่าบวกและค่าลบ โดยไม่สามารถปรับเปลี่ยนวงจรได้นั้น ไม่สามารถทำได้ ทำให้เกิดข้อจำกัดในการนำวงจรแบบแรกไปประยุกต์ใช้งาน

วงจรแบบที่สอง จากข้อจำกัดในการนำไปประยุกต์ใช้งานของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในแบบแรก จึงได้ทำการปรับปรุงวงจรแบบแรกที่ทำแบบขับโดยแรงดัน โดยการเพิ่มโอทีเอ 1 ตัว ทำให้วงจรแบบที่สองที่ปรับปรุงขึ้นสามารถปรับความต้านทานทั้งค่าบวกและค่าลบได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของโอทีเอได้ภายในวงจรเดียวกัน โดยไม่ต้องทำการสลับขั้วการต่อระหว่างขั้ว z_1 และ z_2 ของวงจรสายพานกระแส อีกทั้งวงจรแบบที่สองนี้ยังสามารถชดเชยผลของอุณหภูมิแวดล้อมได้อีกด้วย

วงจรแบบที่สาม จากการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวในสองแบบแรก จะต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟทำหน้าที่ในการแปลงผันค่าระหว่างกระแสและแรงดัน ซึ่งในวงจรแบบที่สามจะอาศัยค่าความต้านทานแฝงภายในโอทีเอแทน ทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟในวงจรแบบที่สามนี้ อีกทั้งความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นยังคงสามารถเป็นได้ทั้งค่าบวกและค่าลบด้วยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอเช่นเดียวกับวงจรแบบที่สอง แต่การใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความต้านทานแฝงของโอทีเอ นั้น จะมีผลต่ออุณหภูมิแวดล้อม ซึ่งจากที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปเป็นตารางเปรียบเทียบได้ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวทั้ง 3 แบบ

การทำงาน	แบบที่ 1		แบบที่ 2	แบบที่ 3
	ขับ โดยแรงดัน	ขับ โดยกระแส	ขับ โดยแรงดัน	ขับ โดยแรงดัน
จำนวน โอทีเอ (ตัว)	4	4	5	4
ตัวต้านทานคงที่ (ตัว)	1	1	1	-
ช่วงปฏิบัติการ	$\pm I_{B2}R$	I_{B2}	$\pm I_{B2}R$	52mV
ความต้านทานค่าบวกและค่าลบ	ไม่สามารถปรับได้ ภายในวงจรเดียวกัน	ไม่สามารถปรับได้ ภายในวงจรเดียวกัน	สามารถปรับได้ ภายในวงจรเดียวกัน	สามารถปรับได้ ภายในวงจรเดียวกัน
ผลของอุณหภูมิ	ชดเชย	ชดเชย	ชดเชย	ขึ้นกับอุณหภูมิ

สมรรถนะการทำงานของวงจรยืนยันได้ด้วยการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี และผลทดสอบการทำงานด้วยการต่อวงจรจริง ซึ่งผลการทดสอบการทำงานของวงจรที่ได้เป็นไปตามค่าที่คาดหวัง

6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

จากการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวทั้งสามแบบ ยังมีประเด็นที่น่าสนใจอันเป็นแนวทางในการวิจัยและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเด็น ได้แก่

1. จากวงจรแปลงความต้านทานแบบแรกและแบบที่สองใช้จำนวนโอทีเอ 4 ตัวและ 5 ตัวตามลำดับ ในการออกแบบวงจร ซึ่งถ้าสามารถลดจำนวนของโอทีเอลงได้ จะทำให้ค่าใช้จ่ายในการออกแบบวงจรลดลง อีกทั้งข้อจำกัดของช่วงปฏิบัติการของวงจรจะติดค่ากระแสเอาท์พุทของโอทีเอ ดังนั้นหากออกแบบวงจรโดยเลือกใช้โอทีเอที่มีค่ากระแสไบอัสที่สูง จะทำให้ช่วงปฏิบัติการของวงจรมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย

2. จากวงจรแปลงความต้านทานแบบที่สาม ช่วงปฏิบัติการของวงจรมีค่าค่อนข้างแคบ ถ้าสามารถออกแบบวงจรให้มีช่วงปฏิบัติการที่กว้างขึ้น จะทำให้การนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ ได้กว้างขวางขึ้น อีกทั้งค่าความต้านทานที่สังเคราะห์ขึ้นมีผลของอุณหภูมิแวดล้อมเข้ามาเกี่ยวข้อง ดังนั้นหากสามารถออกแบบวงจรให้ชดเชยผลของอุณหภูมิแวดล้อมออกไปได้โดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์พาสซีฟ จะทำให้วงจรสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้ทั้งในงานออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบแอนะล็อกและงานออกแบบวงจรรวมได้เป็นอย่างดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Motamed, A. Changku, H. and Ismail, M. 1998. "A low-voltage low-power wide-range CMOS variable gain amplifier". *IEEE Transactions on circuits and systems-II*. 45 (7) : 800 – 811.
- [2] Pookaiyudom, S. Prasong, V. and Voraphichet, A. 1997. "Tunable CMOS current-mode sinusoidal oscillator with inherent automatic amplitude control". *Electrons Letters*. 33 : 954 – 955.
- [3] Jiang, J. and Wang, Y. 2006. "Design of a tunable frequency CMOS fully differential fourth-order Chebyshev filter". *Microelectronics Journal*. 37 : 84-90.
- [4] Lee, S. Lee, W. and Chung, K. 1998. "A highly linear voltage controlled resistor for neural chip". *IEEE international conference on systems, man, and cybernetics*. California : 1851–1856.
- [5] Senani, R. Singh, A.K. and Singh, V.K. 2004. "A new floating current-controlled positive resistance using mixed translinear cells". *IEEE Trans. on circuits and systems-II*. 51 : 374-377.
- [6] Barthelemy, H. and Fabre, A. 2000. "A new floating controlled resistance operating in class AB". *IEEE Trans. on circuits and systems-I*. 47 : 67-72.
- [7] Saaid, O. and Fabre, A. 1996. "Class AB current-controlled resistor for high performance current-mode applications". *Electrons Letters*. 32 : 4–5.
- [8] Mahmond, S.A. 2004. "A low voltage CMOS floating resistor". *IEEE International Conference on Electrical, Electronic and Computer Engineering*. Cairo : 453-456.
- [9] Oura, T. Toneyama, T. Tantry, S. and Asai, H. 2002. "A threshold voltage independent floating resistor circuit exhibiting both positive and negative resistance values". *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Arizona : 739-742.
- [10] Abouda, H.Z. and Fabre, A. 2006. "New high-value floating controlled resistor in CMOS technology". *IEEE Transactions on Instruments and Measurements*. 55 : 1017-1020.
- [11] Al-Sarawi, S. 2002. "A novel topology for grounded-to-floating resistor conversion in CMOS technology". *Microelectronics Journal*. 33 : 1059–1069.
- [12] Riewruja, V. and Kaewpoonsuk, A. 2006. "OTA-based sine-to triangular wave converter". *Circuits Systems and Signal Processing*. 25 (6) : 753 – 765.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] Riewruja, V. and Kamsri, T. 2009. "Square-rooting and absolute function circuits using operational amplifiers" *IET Circuits, Devices & Systems*. 3 (2) : 57 – 63.
- [14] Soliman, A. M. 2008. "Current-Mode Universal Filters Using Current Conveyors: Classification and Review". *Circuits, Systems, and Signal Processing*. 27 (3) : 405 – 427.
- [15] Smith, K.C. and Sedra, A.S. 1968. "The current conveyor : a new circuit building block". *Proc. IEEE*. 56 : 1368 – 1369.
- [16] Sedra, A.S. and Smith, K.C. 1970. "A second generation current conveyor and its applications". *IEEE Transactions on Circuit Theory*. CT-17 : 132 – 134.
- [17] วันชัย ธีรจุฑา. 2535. "การออกแบบและสังเคราะห์วงจรรอนาลอกรฟังก์ชันโดยหลักการวงจรรวม". วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [18] Greeneich, E.W. 1997. *Analog Integrated Circuits*. New York. Chapman & Hall.
- [19] Randall, L.G. and Edgar, S.S. 1985. "Active filter design using operational transconductance amplifiers : A tutorial". *IEEE Circuits and Devices Magazine*. 20 – 32.
- [20] Abuelma' atti, M.T. and Bentrchia, A. 2005. "A novel mixed-mode OTA-C universal filter". *International Journal of Electronics*. 92 (7) : 375 – 383.
- [21] Kuntman, H. and Özpınar A. 1998. "On the realization of DO-OTA-C oscillators". *Microelectronics Journal*. 29. 991 – 997.
- [22] Julsereewong, A. Tananchai, N. and Riewruja, V. October 14 – 17, 2008. "Electronically Tunable Gain Instrumentation Amplifier Using OTAs". *International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2008)*. Korea : 1820 – 1823.
- [23] Fukahori, K. 1981. "A Bipolar Voltage-Controlled Tunable Filter". *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. SC.-16 : 729 – 737.
- [24] Surakampontron, W. Riewruja, V. Kumwachara, K. Surawatpunya, C. and Anuntahirunrat, K. 1999. "Temperature-insensitive voltage-to-current converter and its applications". *IEEE Transactions on Instruments and Measurements*. 48 : 1270–1276.
- [25] Riewruja, V. and Petchmaneelumka, W. 2008. "Floating current-controlled resistance converters using OTAs". *AEU- International Journal of Electronics and Communications*. 62 (10) :725 - 731.
- [26] Petchmaneelumka, W. Kamsri, T. Wangwiwatthana, C. and Riewruja, V. August 20 – 22, 2008. "OTA-based electronically adjustable floating positive/negative resistor".

- International Conference on Instrumentation, Control and Information Technology (SICE 2008)*. Japan : 597 - 600.
- [27] Petchmaneelumka, W. Julsereewong, P. and Riewruja, V. October 14 – 17, 2008. “Positive/negative floating resistor using OTAs”. *International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2008)*. Korea : 1565 – 1568.
- [28] Peyton, A.J. and Walsh, V. 1993. *Analog electronics with Op Amps: a source book of practical currents*. Cambridge University press. 104 – 106.
- [29] Ogata, K. 1990. *Modern control engineering*. New Jersey. Prentice-Hall International. 432 – 450.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

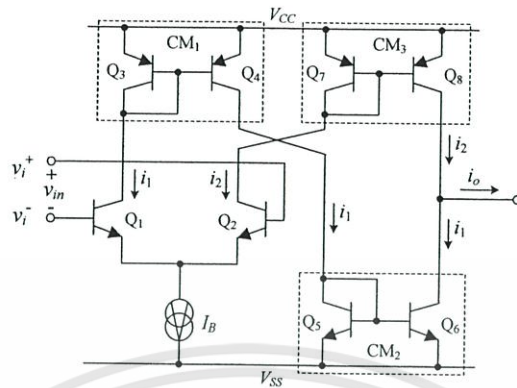


ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์หาคุณสมบัติการทำงานของวงจรโอทีเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก1. การวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต i_o กับค่าแรงดันอินพุต v_{in}



รูปที่ ก1 วงจรภายในของโอทีเอ

จากวงจรในรูปที่ ก1 ความสัมพันธ์ของผลต่างแรงดันอินพุต $v_i^+ - v_i^-$ กับแรงดันตกคร่อมขาเบส-อีมีตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$v_{in} = v_i^+ - v_i^- = v_{be2} - v_{be1} \quad (ก1.1)$$

เมื่อ v_{be1} และ v_{be2} คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขาเบส-อีมีตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ จากคุณสมบัติของการทำงานของทรานซิสเตอร์ จะได้แรงดัน v_{be1} และ v_{be2} มีค่าเท่ากับ

$$v_{be1} = v_T \ln \left(\frac{i_{c1}}{I_s} \right) \quad (ก1.2)$$

$$v_{be2} = v_T \ln \left(\frac{i_{c2}}{I_s} \right) \quad (ก1.3)$$

เมื่อ i_{c1} และ i_{c2} คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ

I_s คือ ค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation Current) ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

v_T คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ (Thermal Voltage)

แทนค่าสมการที่ (ก1.2) และ (ก1.3) ลงในสมการที่ (ก1.1) จะได้

$$v_{in} = v_T \ln \left(\frac{i_{c2}}{I_s} \right) - v_T \ln \left(\frac{i_{c1}}{I_s} \right) \quad (ก1.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ
$$\frac{i_{c2}}{i_{c1}} = e^{(v_m/v_T)} \quad (ก1.5)$$

จากสมการที่ (ก1.5) กระแส i_{c1} และ i_{c2} จะมีค่าเท่ากับ

$$i_{c1} = i_{c2} e^{(-v_m/v_T)} \quad (ก1.6)$$

$$i_{c2} = i_{c1} e^{(v_m/v_T)} \quad (ก1.7)$$

จากวงจรในรูปที่ ก1 ผลรวมของกระแสที่ไหลผ่านขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากับ

$$i_{e1} + i_{e2} = \frac{i_{c1}}{\alpha_F} + \frac{i_{c2}}{\alpha_F} = I_B \quad (ก1.8)$$

เมื่อ i_{c1} และ i_{c2} คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ

α_F คือ อัตราส่วนระหว่างค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ต่อค่ากระแสอิมิตเตอร์ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าอัตราขยายกระแสระหว่างกระแสคอลเล็กเตอร์กับกระแสเบส มีค่าสูงมาก ทำให้สามารถประมาณค่า α_F ให้มีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (ก1.8) ได้ใหม่เป็น

$$i_{e1} + i_{e2} = i_{c1} + i_{c2} = I_B \quad (ก1.9)$$

แทนค่ากระแส i_{c2} จากสมการที่ (ก1.7) ลงในสมการที่ (ก1.9) จะได้กระแส i_{c1} หรือ i_1 เป็น

$$i_1 = i_{c1} = \frac{I_B}{1 + e^{(v_m/v_T)}} = \frac{I_B e^{(-v_m/2v_T)}}{e^{(-v_m/2v_T)} + e^{(v_m/2v_T)}} \quad (ก1.10)$$

แทนค่ากระแส i_{c1} จากสมการที่ (ก1.6) ลงในสมการที่ (ก1.9) จะได้กระแส i_{c2} หรือ i_2 เป็น

$$i_2 = i_{c2} = \frac{I_B}{1 + e^{(-v_m/v_T)}} = \frac{I_B e^{(v_m/2v_T)}}{e^{(v_m/2v_T)} + e^{(-v_m/2v_T)}} \quad (ก1.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากกำหนดให้วงจรสะท้อนกระแส (CM_r) ทุกตัวมีค่าอัตรากระแสสะท้อนเท่ากับ 1 ดังนั้นจะได้กระแสเอาต์พุต i_o มีค่าเท่ากับ

$$i_o = i_2 - i_1 \quad (ก1.12)$$

แทนค่าสมการที่ (ก1.10) และ (ก1.11) ลงในสมการที่ (ก1.12) จะได้

$$i_o = \frac{I_B [e^{(v_m/2v_T)} - e^{(-v_m/2v_T)}]}{[e^{(v_m/2v_T)} + e^{(-v_m/2v_T)}]} \quad (ก1.13)$$

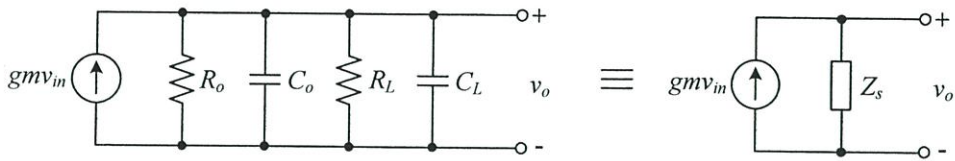
จาก

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (ก1.14)$$

เปรียบเทียบกับสมการที่ (ก1.13) กับ (ก1.14) จะได้

$$i_o = I_B \tanh\left(\frac{v_m}{2v_T}\right) \quad (ก1.15)$$

ก2. การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ



รูปที่ ก2 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับ โอทีเอ

จากวงจรในรูปที่ ก2 เมื่อ R_o และ C_o คือค่าความต้านทานแผลงและค่าความจุไฟฟ้าแผลงที่เอาต์พุตของโอทีเอ ตามลำดับ และ R_L และ C_L คือค่าความต้านทานและค่าความจุไฟฟ้าของโหลดภายนอกที่นำมาต่อที่เอาต์พุตโอทีเอ เมื่อพิจารณาค่าความต้านทานรวม R_{oL} และค่าความจุไฟฟ้ารวม C_{oL} จะได้ว่า

$$R_{oL} = R_o // R_L = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \quad (ก2.1)$$

$$C_{oL} = C_o // C_L = C_o + C_L \quad (ก2.2)$$

จากสมการที่ (ก2.1) และ (ก2.2) เมื่อพิจารณาในเทอมของค่าอิมพีแดนซ์ จะได้

$$Z_{RoL}(s) = R_{oL} \quad (ก2.3)$$

และ

$$Z_{CoL}(s) = \frac{1}{sC_{oL}} \quad (ก2.4)$$

ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์รวม Z_s ที่โนดเอาต์พุตของโอทีเอ จะมีค่าเท่ากับ

$$Z_s(s) = Z_{RoL}(s) // Z_{CoL}(s) = \frac{Z_{RoL}(s)Z_{CoL}(s)}{Z_{RoL}(s) + Z_{CoL}(s)} = \frac{R_{oL}}{R_{oL}C_{oL}s + 1} \quad (ก2.5)$$

จากรูปที่ ก2 ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุต $V_o(s)$ กับแรงดันอินพุต $V_m(s)$ สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$gmV_{in}(s) = \frac{V_o(s)}{Z_s(s)} \quad (ก2.6)$$

หรือ

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = gmZ_s(s) \quad (ก2.7)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (ก2.5) ลงในสมการที่ (ก2.7) จะได้

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{gmR_{oL}}{R_{oL}C_{oL}s+1} = \frac{gm(R_o // R_L)}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)s+1} \quad (ก2.8)$$

เมื่อแทนค่า $s = j\omega$ สมการที่ (ก2.8) จะได้

$$A_v(j\omega) = \frac{gmR_{oL}}{R_{oL}C_{oL}j\omega+1} = \frac{gm(R_o // R_L)}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)j\omega+1} = \frac{A_{vo}}{j(\omega/\omega_c)+1} \quad (ก2.9)$$

เมื่อ

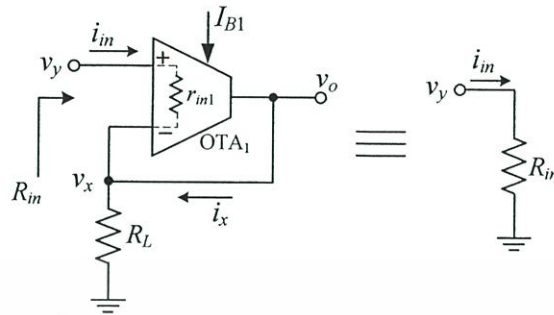
$$A_{vo} = gmR_{oL} = gm(R_o // R_L) \quad (ก2.10)$$

$$\omega_c = \frac{1}{R_{oL}C_{oL}} = \frac{1}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)} \quad (ก2.11)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข1. การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุทของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ



รูปที่ ข1 วงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ

จากวงจรในรูปที่ ข1 ความสัมพันธ์ของกระแส i_x และผลต่างแรงดัน $v_y - v_x$ สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$i_x = gm_1(v_y - v_x) \quad (\text{ข1.1})$$

กระแส i_x ไหลผ่านตัวต้านทาน R_L ทำให้ได้ค่าแรงดัน v_x มีค่าเท่ากับ

$$v_x = i_x R_L \quad (\text{ข1.2})$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.1) ลงในสมการที่ (ข1.2) ความสัมพันธ์ของค่าแรงดัน v_x และ v_y สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$v_x = \frac{gm_1 R_L}{1 + gm_1 R_L} v_y \quad (\text{ข1.3})$$

ความสัมพันธ์ของผลต่างแรงดัน $v_y - v_x$ และความต้านทานอินพุท r_{in1} ของโอทีเอ สามารถเขียนสมการได้คือ

$$r_{in1} = \frac{v_y - v_x}{i_{in}} \quad (\text{ข1.4})$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.3) ลงในสมการที่ (ข1.4) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_m r_{m1} = v_y - \frac{gm_1 R_L}{1 + gm_1 R_L} v_y = \frac{1}{1 + gm_1 R_L} v_y \quad (\text{ข1.5})$$

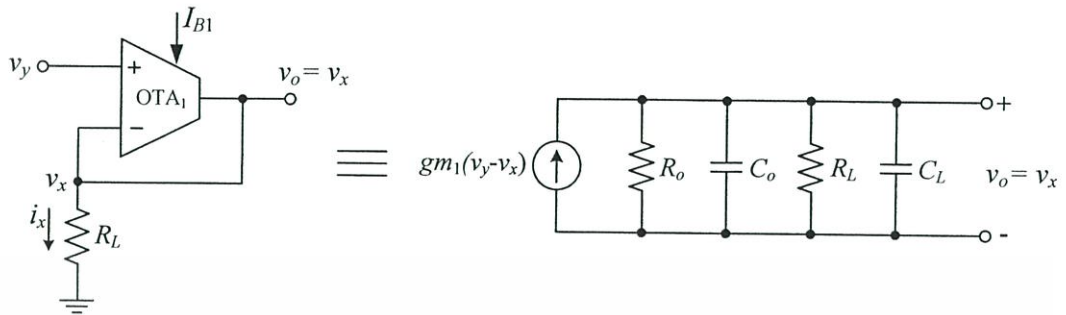
ดังนั้นความต้านทานอินพุต R_m ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายในรูปที่ ข1 สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$R_m = \frac{v_y}{i_m} = r_{m1}(1 + gm_1 R_L) \quad (\text{ข1.6})$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข2. การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ



รูปที่ ข2.1 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ

จากวงจรในรูปที่ ข2.1 สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน $V_x(s)$ และ $V_y(s)$ ได้ในทำนองเดียวกันกับภาคผนวก ก2 ซึ่งจะมีสมการเป็น

$$V_x(s) = Z_s gm_1 (V_y(s) - V_x(s)) \quad (ข2.1)$$

เมื่อแทนค่าอิมพีแดนซ์ Z_s จากสมการที่ (ก2.5) ลงในสมการที่ (ข2.1) จะได้

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{gm_1 R_{oL}}{R_{oL} C_{oL} s + gm_1 R_{oL} + 1} \quad (ข2.2)$$

กำหนดให้ $gm_1 R_{oL} \gg 1$ จะสามารถประมาณความสัมพันธ์ได้เป็น

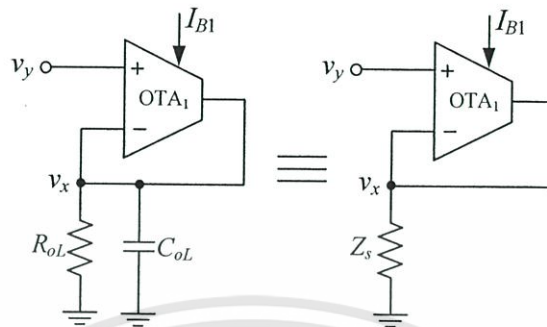
$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{gm_1 R_{oL}}{R_{oL} C_{oL} s + gm_1 R_{oL}} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{c1}} + 1} \quad (ข2.3)$$

เมื่อ

$$\omega_{c1} = \frac{gm_1}{C_{oL}} = \frac{gm_1}{C_o + C_L} = \frac{I_{B1}}{2v_T (C_o + C_L)} \quad (ข2.4)$$

จากการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยการใช้วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรตามแรงดันในรูปที่ ข2.1 จะได้ค่าความถี่ดังสมการที่ (ข 2.4) ซึ่งถ้าทำการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่โดยให้ค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุ

ไฟฟ้าแผลงรวมเข้ากับค่าความต้านทานของโหลดภายนอกดังรูปที่ ข2.2 จะสามารถวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ได้เช่นเดียวกับวิธีที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ ข2.2 วงจรสำหรับการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอสำหรับวิธีที่สอง

เมื่อ R_{oL} คือค่าความต้านทานแผลงที่เอาต์พุทของโอทีเอขนานกับความต้านทานของโหลดภายนอกที่นำมาต่อที่เอาต์พุทของโอทีเอ ดังสมการที่ (ก2.1)

C_{oL} คือค่าความจุไฟฟ้าแผลงที่เอาต์พุทของโอทีเอขนานกับความจุไฟฟ้าของโหลดภายนอกที่นำมาต่อที่เอาต์พุทของโอทีเอ ดังสมการที่ (ก2.2)

จากวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอในรูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน v_x และ v_y แสดงดังสมการที่ (3.3) ซึ่งเขียนได้ว่า

$$v_x = \frac{gm_1 R_L}{gm_1 R_L + 1} v_y \quad (ข2.5)$$

จากวงจรในรูปที่ ข2.2 ค่าอิมพีแดนซ์ Z_s มีค่าเท่ากับ

$$Z_s = R_{oL} // C_{oL} = \frac{R_{oL}}{R_{oL} C_{oL} s + 1} \quad (ข2.6)$$

เปรียบเทียบวงจรตามแรงดันในรูปที่ 3.1 กับรูปที่ ข2.2 สามารถแทนค่า R_L ได้ด้วย Z_s ดังนั้นสมการที่ (ข2.5) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{gm_1 Z_s}{gm_1 Z_s + 1} = \frac{\frac{gm_1 R_{oL}}{(R_{oL} C_{oL} s + 1)}}{\frac{gm_1 R_{oL}}{(R_{oL} C_{oL} s + 1)} + 1} = \frac{gm_1 R_{oL}}{R_{oL} C_{oL} s + gm_1 R_{oL} + 1} \quad (ข2.7)$$

กำหนดให้ $gm_1 R_{oL} \gg 1$ จะสามารถประมาณความสัมพันธ์ระหว่าง $V_x(s)$ และ $V_y(s)$ มีค่าเท่ากับ สมการที่ (ข2.3) และผลตอบสนองทางความถี่เท่ากับสมการที่ (ข2.4) คือ

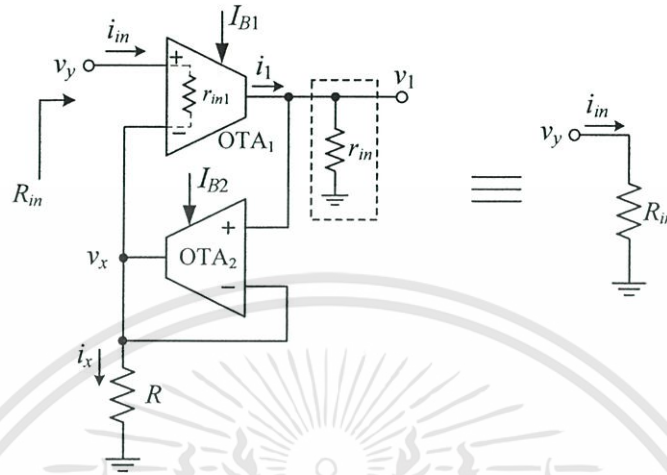
$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{gm_1 R_{oL}}{R_{oL} C_{oL} s + gm_1 R_{oL}} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{c1}} + 1} \quad (ข2.8)$$

เมื่อ

$$\omega_{c1} = \frac{gm_1}{C_{oL}} = \frac{gm_1}{C_o + C_L} = \frac{I_{B1}}{2v_T(C_o + C_L)} \quad (ข2.9)$$

จะเห็นได้ว่าการวิเคราะห์ทั้งสองวิธีจะได้ผลตอบสนองทางความถี่ที่เท่ากัน แต่วิธีหลังจะมีความสะดวกในการวิเคราะห์มากกว่า ดังนั้นในการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ในหัวข้อที่ ข4 จะใช้วิธีที่สอง

ข3. การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุทของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุ้งโดยใช้โอทีเอ



รูปที่ ข3 วงจรตามแรงดันแบบปรับปรุ้งโดยใช้โอทีเอ

จากวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุ้งในรูปที่ ข3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_1 กับผลต่างแรงดัน $v_y - v_x$ สามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$i_1 = gm_1(v_y - v_x) \quad (ข3.1)$$

กระแส i_1 ทำให้เกิดแรงดัน v_1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$v_1 = r_m i_1 \quad (ข3.2)$$

แทนค่าสมการที่ (ข3.1) ลงในสมการที่ (3.2) จะได้

$$v_1 = r_m gm_1(v_y - v_x) \quad (ข3.3)$$

จากคุณสมบัติของโอทีเอ ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_x กับผลต่างแรงดัน $v_1 - v_x$ สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$i_x = gm_2(v_1 - v_x) \quad (ข3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (ข3.3) ลงในสมการที่ (ข3.4) จะได้

$$i_x = gm_2(r_m gm_1(v_y - v_x) - v_x) \quad (\text{ข3.5})$$

กระแส i_x ที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R ทำให้เกิดแรงดัน v_x มีค่าเท่ากับ

$$v_x = Ri_x \quad (\text{ข3.6})$$

แทนค่าสมการที่ (ข3.5) ลงในสมการที่ (ข3.6) จะได้

$$v_x = \left(\frac{gm_1 gm_2 r_m R}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} \right) v_y \quad (\text{ข3.7})$$

ความสัมพันธ์ระหว่างผลต่างแรงดัน $v_y - v_x$ และความต้านทานอินพุต r_{in1} ของโอทีเอสามารถเขียนสมการได้ว่า

$$v_y - v_x = r_{in1} i_m \quad (\text{ข3.8})$$

แทนค่าสมการที่ (ข3.7) ลงในสมการที่ (ข3.8) จะได้

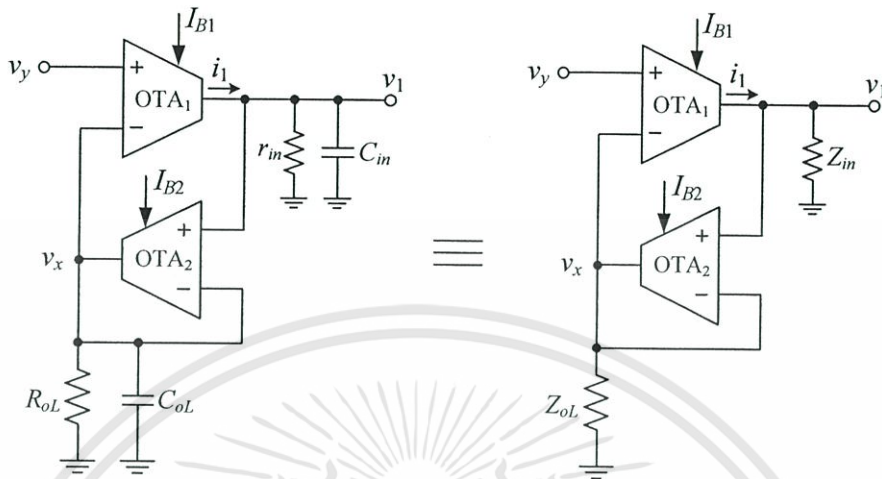
$$v_y - \left(\frac{gm_1 gm_2 r_m R}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} \right) v_y = r_{in1} i_m \quad (\text{ข3.9})$$

ดังนั้นค่าความต้านทานอินพุต R_{in} ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงจะเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$R_{in} = \frac{v_y}{i_m} = r_{in1} \left(\frac{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R}{1 + gm_2 R} \right) \quad (\text{ข3.10})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข4. การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้โอทีเอ



รูปที่ ข4 วงจรสำหรับการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้โอทีเอ

เมื่อ R_{oL} คือค่าความต้านทานแฝงที่เอาต์พุตของ OTA₂ ขนานกับความต้านทานของโหลดภายนอกที่นำมาต่อที่เอาต์พุตของ OTA₂

C_{oL} คือค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เอาต์พุตของ OTA₂ ขนานกับความจุไฟฟ้าของโหลดภายนอกที่นำมาต่อที่เอาต์พุตของ OTA₂

r_{in} และ C_{in} คือความต้านทานแฝงและความจุไฟฟ้าแฝงที่ตำแหน่ง v_1

จากการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายในหัวข้อที่ ข2 ในวิธีที่สอง ได้นำมาใช้ในการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้วงจรในรูปที่ ข4 สำหรับการวิเคราะห์ ซึ่งสามารถหาผลตอบสนองทางความถี่ ได้ดังนี้ จากวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้โอทีเอในรูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน v_x และ v_y แสดงดังสมการที่ (3.19) ซึ่งเขียนได้ว่า

$$v_x = \frac{g_{m1}g_{m2}r_{in}R}{1 + g_{m2}R + g_{m1}g_{m2}r_{in}R} v_y \quad (ข4.1)$$

จากวงจรรูปที่ ข4 ค่าอิมพีแดนซ์ Z_{oL} สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$Z_{oL}(s) = R_{oL} // C_{oL} = \frac{R_{oL}}{R_{oL}C_{oL}s + 1} \quad (ข4.2)$$

ส่วนค่าอิมพีแดนซ์ Z_{in} สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$Z_{in}(s) = \frac{r_{in}}{r_{in}C_{in}s + 1} \quad (ข4.3)$$

เปรียบเทียบวงจรตามแรงดันในรูปที่ 3.3 กับรูปที่ ข4 สามารถแทนค่า R ได้ด้วย Z_{oL} และ r_{in} ได้ด้วย Z_{in} ดังนั้นสมการที่ (ข4.1) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{V_x(s)}{V_y(s)} &= \frac{gm_1 gm_2 Z_{in} Z_{oL}}{1 + gm_2 Z_{oL} + gm_1 gm_2 Z_{in} Z_{oL}} \\ &= \frac{gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}}{(r_{in} C_{in} R_{oL} C_{oL})s^2 + (r_{in} C_{in} + R_{oL} C_{oL} + gm_1 r_{in} C_{in} R_{oL})s + (1 + gm_2 R_{oL} + gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL})} \end{aligned} \quad (ข4.4)$$

จากสมการที่ (ข4.4) จัดรูปแบบสมการใหม่จะได้

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{A_{vo}}{As^2 + Bs + 1} = A_{vo} \frac{1}{s^2 + \frac{B}{A}s + \frac{1}{A}} \quad (ข4.5)$$

เมื่อ

$$A_{vo} = \frac{gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}}{1 + gm_2 R_{oL} + gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}} \quad (ข4.6)$$

$$A = \frac{r_{in} C_{in} R_{oL} C_{oL}}{1 + gm_2 R_{oL} + gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}} \quad (ข4.7)$$

และ

$$B = \frac{r_{in} C_{in} + R_{oL} C_{oL} + gm_2 r_{in} C_{in} R_{oL}}{1 + gm_2 R_{oL} + gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}} \quad (ข4.8)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของระบบอันดับสอง (Second-order System) [29] มีสมการเป็น

$$\frac{Output(s)}{Input(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (ข4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบสมการที่ (ข4.5) กับ (ข4.9) จะได้ค่า ω_n ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางความถี่ [29] ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{A}} = \sqrt{\frac{1 + gm_2 R_{oL} + gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}}{r_{in} C_{in} R_{oL} C_{oL}}} \quad (ข4.10)$$

จากสมการที่ (ข4.10) $1 + gm_2 R_{oL} \ll gm_1 gm_2 r_{in} R_{oL}$ ดังนั้นสมการที่ (ข4.10) สามารถประมาณได้เป็น

$$\omega_n \cong \sqrt{\frac{gm_1 gm_2}{C_{in} C_{oL}}} \quad (ข4.12)$$

ถ้ากำหนดให้ $gm_2 = gm_1$ และ C_{in} มีค่าใกล้เคียงกับ C_{oL} เนื่องจากเป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เอาท์พุทของโอทีเอ ดังนั้นค่า ω_n จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_n = \frac{gm_1}{C_{oL}} = \frac{gm_1}{C_o + C_L} \quad (ข4.13)$$

จากสมการที่ (ข4.13) จะเห็นได้ว่า ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายในรูปที่ 3.1 กับวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุณรูปที่ 3.3 มีค่าเท่ากัน

ข5. การวิเคราะห์หาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแส i_x เมื่ออุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนแปลงของวงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้น

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_x กับแรงดันอินพุต v_y ในสมการที่ (ข5.1) คือ

$$i_x = \frac{gm_1 gm_2 r_m v_y}{1 + gm_2 R + gm_1 gm_2 r_m R} \quad (\text{ข5.1})$$

ผลของอุณหภูมิแวดล้อม T จะแฝงมากับตัวแปร gm ซึ่งการวิเคราะห์หาค่าความไว (Sensitivity) ของกระแส i_x ที่ขึ้นกับอุณหภูมิแวดล้อม T ; $S_T^{i_x}$ สามารถอธิบายได้ดังนี้ โดยจากสมการที่ (ข5.1) ถ้ากำหนดให้ v_y เป็นค่าคงที่ และแทนค่า $gm_i = I_{Bi}/2v_T$ ลงในสมการที่ (ข5.1) จะได้

$$i_x = \frac{\frac{I_{B1} I_{B2}}{4v_T^2} r_m v_y}{1 + \frac{I_{B2}}{2v_T} R + \frac{I_{B1} I_{B2}}{4v_T^2} r_m R} \quad (\text{ข5.2})$$

หรือ

$$i_x = \frac{I_{B1} I_{B2} r_m v_y}{4v_T^2 + 2v_T I_{B2} R + I_{B1} I_{B2} r_m R} \quad (\text{ข5.3})$$

จากนั้นแทนค่า $v_T = kT/q$ ซึ่งเป็นแรงดันเชิงอุณหภูมิ ลงในสมการที่ (ข5.3) จะได้

$$i_x = \frac{I_{B1} I_{B2} r_m v_y}{4 \left(\frac{kT}{q} \right)^2 + 2 \left(\frac{kT}{q} \right) I_{B2} R + I_{B1} I_{B2} r_m R} \quad (\text{ข5.4})$$

เมื่อ k คือ ค่าคงที่โบลท์แมน (Boltzman's Constant) มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} J/K

T คือ ค่าอุณหภูมิแวดล้อม (K)

q คือ ค่าประจุไฟฟ้าอิเล็กตรอน (Electron Charge) มีค่าเท่ากับ 1.605×10^{-19} C

ค่าความไวต่ออุณหภูมิแวดล้อม $S_T^{i_x}$ ของกระแส i_x ในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอนจะมีสมการเป็น

$$S_T^{i_x} = \frac{\partial i_x / i_x}{\partial T / T} = \frac{T \left(4 \left(\frac{kT}{q} \right)^2 + 2 \left(\frac{kT}{q} \right) I_{B2} R + I_{B1} I_{B2} r_m R \right)}{I_{B1} I_{B2} r_m v_y} \cdot \frac{\partial i_x}{\partial T} \quad (\text{ข5.5})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ข5.4) จะได้ $\partial i_x / \partial T$ มีค่าเท่ากับ

$$\frac{\partial i_x}{\partial T} = \frac{-I_{B1}I_{B2}r_{in}v_y \left(8 \frac{k^2 T}{q^2} + 2 \frac{k}{q} I_{B2} R \right)}{\left(4 \left(\frac{kT}{q} \right)^2 + 2 \left(\frac{kT}{q} \right) I_{B2} R + I_{B1}I_{B2}r_{in} R \right)^2} \quad (\text{ข5.6})$$

เมื่อแทนค่า $\partial i_x / \partial T$ จากสมการที่ (ข5.6) ลงในสมการที่ (ข5.5) จะได้

$$S_T^{i_x} = \frac{-T \left(8 \frac{k^2 T}{q^2} + 2 \frac{k}{q} I_{B2} R \right)}{4 \left(\frac{kT}{q} \right)^2 + 2 \left(\frac{kT}{q} \right) I_{B2} R + I_{B1}I_{B2}r_{in} R} \quad (\text{ข5.7})$$

หรือ

$$S_T^{i_x} = \frac{-8v_T^2 - 2v_T I_{B2} R}{4v_T^2 + 2v_T I_{B2} R + I_{B1}I_{B2}r_{in} R} \quad (\text{ข5.8})$$

เมื่อนิยามให้ ε_{b2} คือค่าความผิดพลาดของกระแส i_x ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิแวดล้อม โดยมีสมการคือ

$$\varepsilon_{b2} = S_T^{i_x} \cdot \frac{\Delta T}{T} \quad (\text{ข5.9})$$

ดังนั้นจะได้

$$\varepsilon_{b2} = \frac{-8v_{T0}^2 - 2v_{T0} I_{B2} R}{4v_{T0}^2 + 2v_{T0} I_{B2} R + I_{B1}I_{B2}r_{in} R} \cdot \frac{\Delta T}{T} \quad (\text{ข5.10})$$

เมื่อ v_{T0} คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิที่อุณหภูมิห้อง

T คือ อุณหภูมิห้อง

ΔT คือ อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปจากอุณหภูมิห้อง

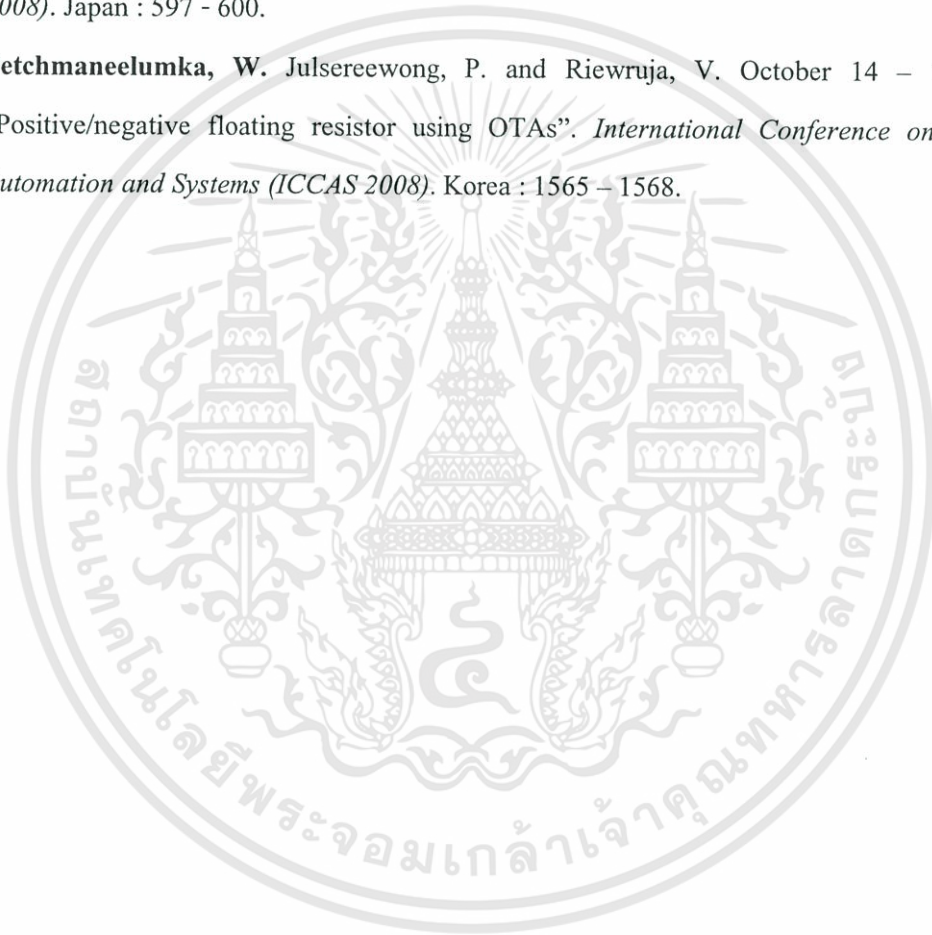
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

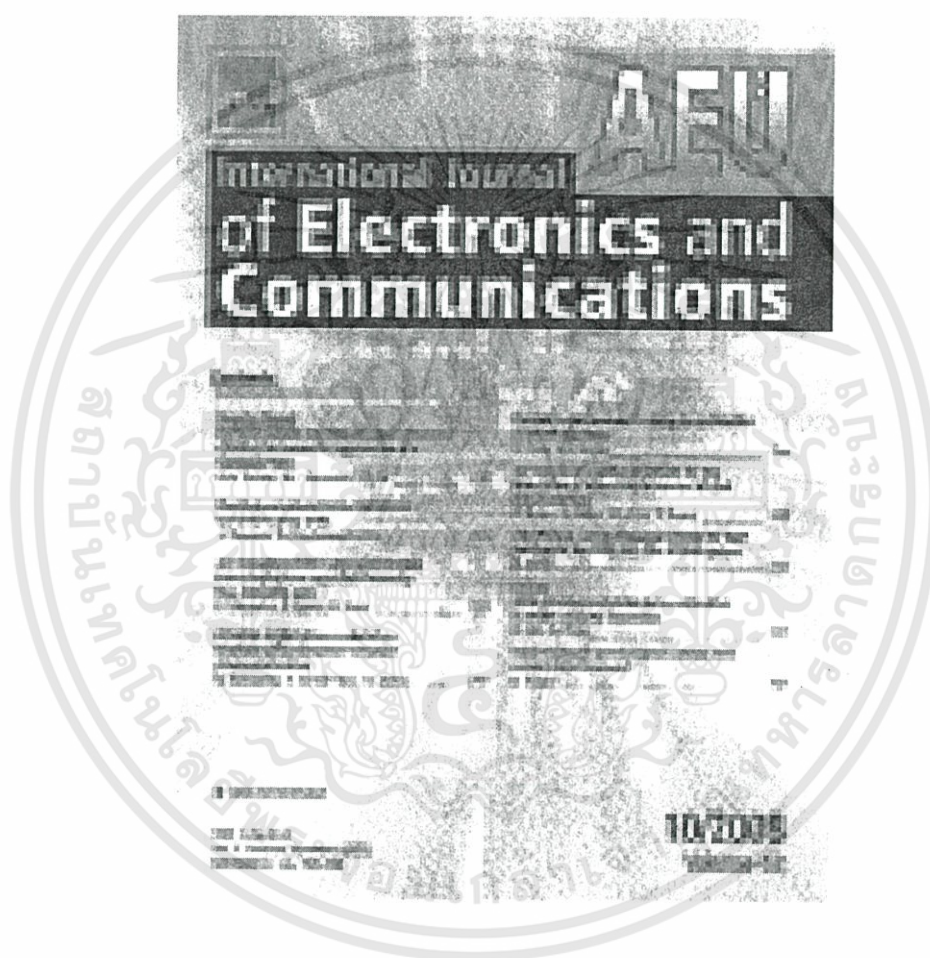


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์มี 3 บทความ ดังต่อไปนี้

- [1] Riewruja, V. and **Petchmaneelumka, W.** 2008. “Floating current-controlled resistance converters using OTAs”. *AEU- International Journal of Electronics and Communications*. 62 (10) :725 - 731.
- [2] **Petchmaneelumka ,W.** Kamsri, T. Wangwiwatthana, C. and Riewruja, V. August 20 – 22, 2008. “OTA-based electronically adjustable floating positive/negative resistor”. *International Conference on Instrumentation, Control and Information Technology (SICE 2008)*. Japan : 597 - 600.
- [3] **Petchmaneelumka, W.** Julsereewong, P. and Riewruja, V. October 14 – 17, 2008. “Positive/negative floating resistor using OTAs”. *International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2008)*. Korea : 1565 – 1568.





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



AEU - International Journal of Electronics and Communications

Copyright © 2009 Elsevier GmbH. All rights reserved

[Sample Issue Online](#) | [About this Journal](#) | [Submit your Article](#) | [Shortcut link to this Title](#) | [VDE Homepage](#)

[New Article Feed](#) [Alert me about new Volumes / Issues](#)

[Add to Favorites](#)

Font Size:

Volume 62, Issue 10, Pages 717-786 (1 November 2008)

[◀ Previous vol/iss](#) [Next vol/iss ▶](#)

[Add to my Quick Links](#)

<input type="checkbox"/> = Full-text available
<input type="checkbox"/> = Abstract only
<input type="checkbox"/> Articles in Press
<input type="checkbox"/> Volume 63 (2009)
<input type="checkbox"/> Volume 62 (2008)
<input type="checkbox"/> Volume 62, Issue 10 - selected pp. 717-786 (1 November 2008)
<input type="checkbox"/> Volume 62, Issue 9 pp. 643-716 (1 October 2008)
<input type="checkbox"/> Volume 62, Issue 8 pp. 565-642 (1 September 2008)
<input type="checkbox"/> Volume 62, Issue 7 pp. 483-564 (1 August 2008)
<input type="checkbox"/> Volume 62, Issue 6 pp. 401-482 (2 June 2008)
<input type="checkbox"/> Volume 62, Issue 5 pp. 327-400 (5 May 2008)
<input type="checkbox"/> Volume 62, Issue 4 pp. 245-326 (1 April 2008)
<input type="checkbox"/> Volume 62, Issue 3 pp. 163-244 (3 March 2008)
<input type="checkbox"/> Volume 62, Issue 2 pp. 77-162 (1 February 2008)
<input type="checkbox"/> Volume 62, Issue 1 pp. 1-76 (2 January 2008)
<input type="checkbox"/> Volume 61 (2007)
<input type="checkbox"/> Volume 60 (2006)
<input type="checkbox"/> Volume 59 (2005)
<input type="checkbox"/> Volume 58 (2004)
<input type="checkbox"/> Volume 57 (2003)
<input type="checkbox"/> Volume 56 (2002)
<input type="checkbox"/> Volume 55 (2001)

[Email Articles](#) [Open All Previews](#)

articles 1 - 10

1 [Editorial Board](#)

Page 1FC

[Preview](#) [Purchase PDF \(1537 K\)](#) | [Related Articles](#)

Regular Papers

2 [Uniform circular photonic bandgap structures \(PBGs\) for harmonic suppression of a bandpass filter](#)

Pages 717-724

Md. Nurunnabi Mollah, Nemai C. Karmakar, Jeffrey S. Fu

[Preview](#) [Purchase PDF \(339 K\)](#) | [Related Articles](#)

3 [Floating current-controlled resistance converters using OTAs](#)

Pages 725-731

Vanchai Riewruja, Wande Petchmaneeumka

[Preview](#) [Purchase PDF \(319 K\)](#) | [Related Articles](#)

4 [An innovative phase retrieval technique from single-plane near-field intensity by a dielectric slab](#)

Pages 732-739

Francesco Soldovieri, Giovanni Leone, Rocco Pierri

[Preview](#) [Purchase PDF \(263 K\)](#) | [Related Articles](#)

5 [Adaptive digital phase modulation schemes using transition-initiated phase acceleration](#)

Pages 740-753

Rajarshi Mahapatra, Anindya Sundar Dhar, Debasish Datta

[Preview](#) [Purchase PDF \(378 K\)](#) | [Related Articles](#)

6 [Optimal superimposed training for estimation of OFDM channels](#)

Pages 754-761

Qinghai Yang, Kyung Sup Kwak

[Preview](#) [Purchase PDF \(227 K\)](#) | [Related Articles](#)

7 [An improved broadband method for the evaluation of effective parameters of slab metamaterials](#)

Pages 762-767

Oleg Rybin, Tahir Abbas, Muhammad Raza, Tahira Nawaz

[Preview](#) [Purchase PDF \(727 K\)](#) | [Related Articles](#)

8 [An efficient uplink mapping scheme for VoIP services in the IEEE 802.16e OFDMA system](#)

Pages 768-776

Jae-Woo So

[Preview](#) [Purchase PDF \(335 K\)](#) | [Related Articles](#)

Letter

9 [Joint channel and phase noise estimation in OFDM using KL expansion](#)

Pages 777-781

Wen Qin, Qicong Peng

[Preview](#) [Purchase PDF \(167 K\)](#) | [Related Articles](#)

10 [Does mixing of speech signals comply with central limit theorem?](#)

Pages 782-785

Rajkshore Prasad

[Preview](#) [Purchase PDF \(390 K\)](#) | [Related Articles](#)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Floating current-controlled resistance converters using OTAs

Vanchai Riewruja*, Wandee Petchmaneelumka

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

Received 27 March 2007; accepted 11 September 2007

Abstract

A simple configuration to realize the floating resistance converters using operational transconductance amplifiers (OTAs) is introduced in this paper. Negative and positive resistances driven by both the voltage and current signals can be achieved in the same scheme. The magnitude of the resulting resistances can be electronically controlled by varying the bias current ratio of OTAs. In addition, the capacitance conversion can be also provided without stability problem. Experimental results verifying the performances of the proposed converters are presented.

© 2007 Elsevier GmbH. All rights reserved.

Keywords: Active floating resistor; ECCII; OTA; Simulated resistance; Current-controlled resistance converter

1. Introduction

The active floating resistances with linear electronically variable magnitude are very useful elements in analog electronic circuit designs, such as negative resistance oscillators, programmable gain amplifiers, active filters, and analog neural networks [1–3]. In general, the active resistor can only be driven by either the voltage or current signal. The traditional realizations of floating resistances were achieved by employing intrinsic device characteristics. However, the resulting resistances of these techniques are strongly dependent on device parameters and predetermined. Recently, many approaches for implementing electronically variable floating resistances in integrated circuit are found in the literature [3–9]. The realization methods of these approaches are based on the use of the intrinsic resistance of the class AB configuration [4–6] or MOS transistors operating in either the linear or saturation region [3,7,8]. The limitation of the simulated resistance based on class AB configuration

is caused by its resistance directly proportional to absolute temperature. Moreover, the high value of total harmonic distortion (THD) and the narrow dynamic range are occurred when the large value of simulated resistance is achieved. Also, each CMOS-based resistor [3,7,8] shows that its resistance is the function of MOS transconductance parameter, which is affected from a strong dependence on temperature. Alternatively, the approaches based on resistance conversion circuit with linear tunable resistances and wide dynamic ranges have been reported in literature [9–12]. Nevertheless, the converters based on these approaches can only be driven by voltage signal. Therefore, the capability of applications is limited. In this paper, a dual-output electronically tunable second-generation current conveyor (ECCII) realized using only OTAs as the active element is presented. The proposed ECCII is employed to implement the electronically variable floating resistance converters. The magnitude of the simulated resistances can be varied by the external controlling currents. Negative and positive resistances driven by the voltage and current signals can be achieved in such realization scheme. The resulting performances exhibit high accuracy, wide dynamic range, and temperature-insensitive characteristic. Furthermore, the capacitance converter can also be

* Corresponding author.

E-mail addresses: kvanchai@kmitl.ac.th (V. Riewruja), kpwandee@kmitl.ac.th (W. Petchmaneelumka).

implemented using the proposed scheme. Experimental results demonstrating the basic performances are also included.

2. Circuit description

2.1. Electronically tunable second-generation current conveyor

The proposed ECCII using OTAs and its circuit symbol are shown in Fig. 1. The principle of ECCII is similar to a voltage-to-current converter reported in [10]. From Fig. 1(a), the operation of the ECCII can be explained as follows. The OTAs A_1 and A_2 , formed as a high input-resistance voltage amplifier, transfer the voltage v_y to the voltage v_x with a voltage gain k . From routine circuit analysis, the relation between v_x and v_y can be expressed as

$$v_x = \frac{g_{m1} g_{m2} r_{in} R v_y}{1 + g_{m1} g_{m2} r_{in} R} = k v_y, \tag{1}$$

where $g_{mi} = I_{Bi}/2V_T$ is the transconductance gain of the OTA A_i , V_T denotes the thermal voltage, R and r_{in} are the given resistor and the small-signal input resistance of the OTA A_2 , respectively. From Eq. (1), if $g_{m1} g_{m2} r_{in} R \gg 1$ is chosen, then the voltage gain k is approximated to unity and the voltage v_x is forced to equal the voltage v_y . Consequently, the signal current $i_x = -v_x/R$ will flow from terminal x to the output of the OTA A_2 , which causes the voltage $v_c = -i_x/g_{m2}$ across the OTA A_2 . This voltage is then used as the input voltage for the OTAs A_3 and A_4 . Therefore, the output currents i_{z1} and i_{z2} at terminals z_1 and z_2 , respectively, can be given by

$$i_{z1} = \frac{g_{m3}}{g_{m2}} i_x = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_x = G_1 \frac{v_y}{R} \tag{2}$$

and

$$i_{z2} = -\frac{g_{m4}}{g_{m2}} i_x = -\frac{I_{B4}}{I_{B2}} i_x = -G_2 \frac{v_y}{R}, \tag{3}$$

where G_1 and G_2 are the current transfer ratios between I_{B3} and I_{B2} , and I_{B4} and I_{B2} , respectively. From Eqs. (2) and (3), it is evident that the temperature dependence of the transconductance gains in terms of the thermal voltage, V_T , is compensated and the current transfer ratios also can be electronically varied. Thus the terminal relations of the proposed ECCII can be characterized by

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_1 & 0 & 0 \\ 0 & -G_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_{z1} \\ v_{z2} \end{bmatrix}. \tag{4}$$

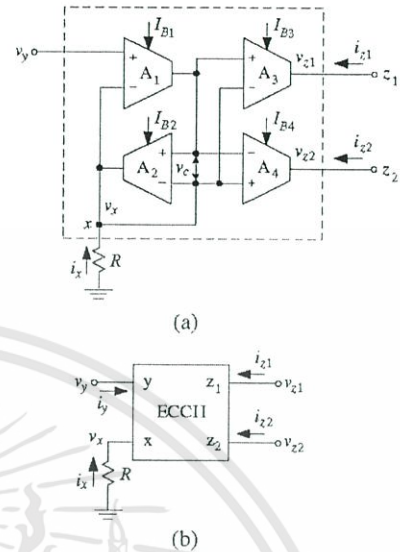


Fig. 1. Proposed electronically tunable second-generation current conveyor: (a) Schematic; (b) Symbol.

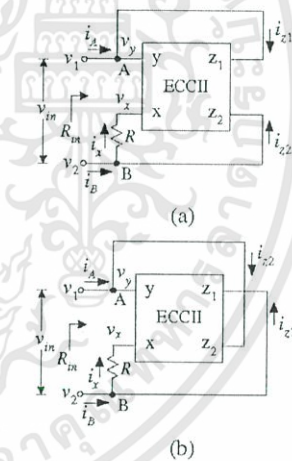


Fig. 2. Voltage-driven floating resistance converters: (a) Negative resistance; (b) Positive resistance.

2.2. Voltage-driven floating resistance converters

The principles of the voltage-driven negative and positive floating resistance converters are shown in Fig. 2(a) and 2(b), respectively, where the bias current I_{B4} of the ECCII is assigned to $I_{B3} + I_{B2}$. The operations of the schemes can be explained as follows. From Fig. 2(a), when the voltage $v_{in} = (v_1 - v_2)$ is applied across nodes A and B. The ECCII will transfer the voltage $v_y = v_1$ at the terminal y to terminal x .

The voltage drop across the given resistor R is then converted into the signal current $i_x = -v_{in}/R$. At nodes A and B, the currents i_A and i_B can be given by

$$i_A = i_{z1} = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_x = -G_1 \frac{v_{in}}{R} \tag{5}$$

and

$$i_B = i_{z2} + i_x = -\left(\frac{I_{B3} + I_{B2}}{I_{B2}}\right) i_x + i_x = G_1 \frac{v_{in}}{R}. \tag{6}$$

It can be seen that the currents i_A and i_B are equal in magnitude, but flow in an opposite direction. By inspecting the voltage polarities developed across nodes A and B and the current directions of i_A and i_B , the simulated resistance R_{in} can be obtained as

$$R_{in} = \frac{-I_{B2}R}{I_{B3}} = -\frac{R}{G_1}. \tag{7}$$

From Eqs. (5) and (6), the voltage across nodes A and B is driven by the voltage v_{in} . Therefore, the scheme in Fig. 2(a) functions as the voltage-driven floating negative resistance. If the terminals z_1 and z_2 are interchanged as shown in Fig. 2(b), then the currents i_A and i_B can be given by

$$i_A = i_{z2} = -\frac{I_{B4}}{I_{B2}} i_x = G_2 \frac{v_{in}}{R} \tag{8}$$

and

$$i_B = i_x + i_{z1} = \left(\frac{I_{B2} + I_{B3}}{I_{B2}}\right) i_x = -G_2 \frac{v_{in}}{R}. \tag{9}$$

From Eqs. (8) and (9), the simulated resistance R_{in} is equal to

$$R_{in} = \frac{I_{B2}}{I_{B4}} R = \frac{R}{G_2}. \tag{10}$$

Therefore the voltage-driven floating positive resistance is obtained.

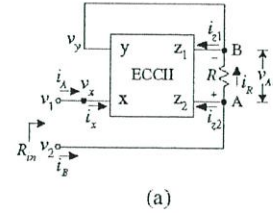
2.3. Current-driven floating resistance converters

The current-driven negative and positive floating resistance converters are shown in Fig. 3(a) and (b), respectively. The bias current I_{B4} of the ECCII is assigned to $I_{B3} + I_{B2}$. From Fig. 3(a), when the current i_A is injected through terminal x. The ECCII will transfer the current $i_x = i_A$ to the output currents i_{z1} and i_{z2} with the current gains G_1 and G_2 , respectively. Thus the currents i_{z1} and i_{z2} can be given by

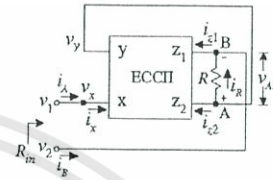
$$i_{z1} = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_A = G_1 i_A \tag{11}$$

and

$$i_{z2} = -\left(\frac{I_{B3} + I_{B2}}{I_{B2}}\right) i_A = -G_2 i_A. \tag{12}$$



(a)



(b)

Fig. 3. Current-driven floating resistance converters: (a) Negative resistance; (b) Positive resistance.

The current i_{z1} causes the current i_R , which is equal to i_{z1} , to flow through the given resistor R from node A to node B. From Eq. (11), the current i_R can be obtained as

$$i_R = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_A = G_1 i_A. \tag{13}$$

Then the voltage v_{AB} across the given resistor R can be expressed as

$$v_{AB} = i_R R = G_1 R i_A. \tag{14}$$

Consequently, the voltage at node A is positive with respect to node B. At node A, the current i_B can be stated as

$$i_B = i_{z2} + i_R = i_{z2} + i_{z1} = -i_A. \tag{15}$$

It should be noted that the flowing directions of the currents i_A and i_B are opposite. The ECCII will accurately transfer the voltage at node B, v_y , to the voltage $v_1 = v_x$. Therefore, the simulated resistance R_{in} can be expressed as

$$R_{in} = -\frac{v_{AB}}{i_A} = -G_1 R. \tag{16}$$

From the Eqs. (13), (14) and (16), the current flowing through the simulated resistor R_{in} is driven by the current i_A . Therefore, the scheme in Fig. 3(a) functions as the current-driven floating negative resistance. On the other hand, the current-driven floating positive resistance can be realized as shown in Fig. 3(b). The current flowing through the given resistor R , i_R , is equal to $-i_{z2}$. Then the voltage across the given resistor R is $i_{z2}R$. At node B, the current i_B can be stated as

$$i_B = i_{z1} + i_{z2} = \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_A - \left(\frac{I_{B3} + I_{B2}}{I_{B2}}\right) i_A = -i_A. \tag{17}$$

In this case, the simulated resistance R_{in} is given by

$$R_{in} = \frac{v_{AB}}{i_A} = G_2 R. \tag{18}$$

Thus the current-driven floating positive resistance is achieved.

3. Circuit performances

In a practical realization, there are two major factors that contribute to errors from the ideal performances. The first factor is due to the transfer error between the voltage v_y and the voltage v_x of the schemes in Figs. 2 and 3, which can be expressed as

$$v_x = (1 - \varepsilon_1)v_y + \varepsilon_2 v_2 \tag{19}$$

$$\varepsilon_1 = \frac{1 + g_{m2}R}{(1 + g_{m1}g_{m2}r_{in}R)}, \tag{20}$$

and

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{(1 + g_{m2}R)(1 + g_{m1}g_{m2}r_{in}R)}, \tag{21}$$

where ε_1 and ε_2 denote the transfer errors due to the voltages v_y and v_2 , respectively. If $g_{m1} = 1.92 \times 10^{-2}$ A/V, $g_{m2} = 1.92 \times 10^{-3}$ A/V, $r_{in} = 130$ k Ω , and $R = 10$ k Ω , then the transfer errors ε_1 and ε_2 are about 4.21×10^{-4} and 0.1×10^{-5} , respectively. The second factor effecting on the signal current i_x is the temperature dependence of the transconductance gain g_m of the OTA. The error ε_3 of the signal current i_x is disturbed by the temperature variation, which can be approximated as

$$\varepsilon_3 = \frac{-2V_{T0}RI_{B2}}{4V_{T0}^2 + 2I_{B2}RV_{T0} + I_{B1}I_{B2}r_{in}R} \frac{\Delta T}{T}, \tag{22}$$

where V_{T0} is the thermal voltage at a room temperature, T is the room temperature, and ΔT is the change of temperature from the room temperature. If $V_{T0} = 26$ mV at the room temperature, $T = 300$ K, $I_{B1} = 1$ mA, $I_{B2} = 100$ μ A, $r_{in} = 130$ k Ω , $R = 10$ k Ω and $\Delta T = 40$ K, then the error ε_3 of about 5.3×10^{-5} is expected.

The operating range of the signal voltage v_{in} of the voltage-driven resistance converters can be approximated as $\pm I_{B2}R$. Also, the operating range of the signal current i_A of the current-driven resistance converters are limited by the magnitude of the bias current I_{B2} . It should be noted that the operating range of the voltage-driven and current-driven resistance converters can be improved by increasing the value of $I_{B2}R$ and the value of I_{B2} , respectively.

4. Experimental results

To demonstrate the performances of the proposed schemes, both voltage-driven and current-driven floating

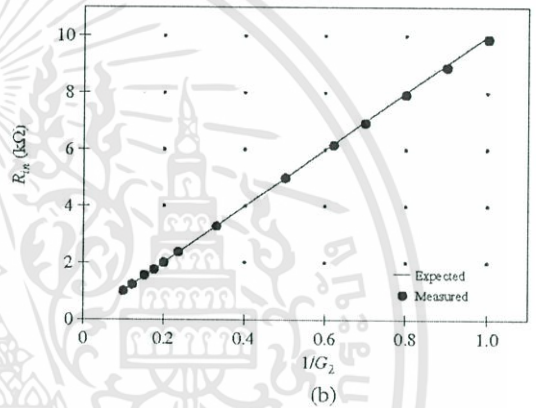
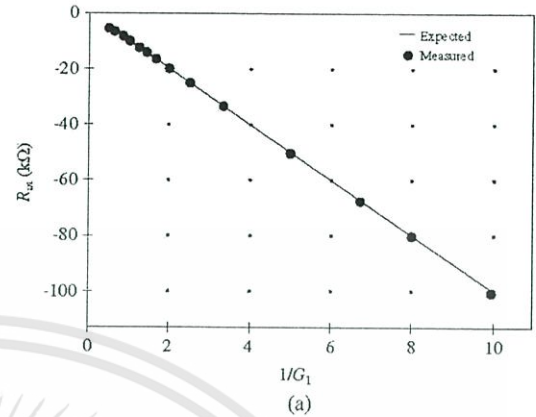
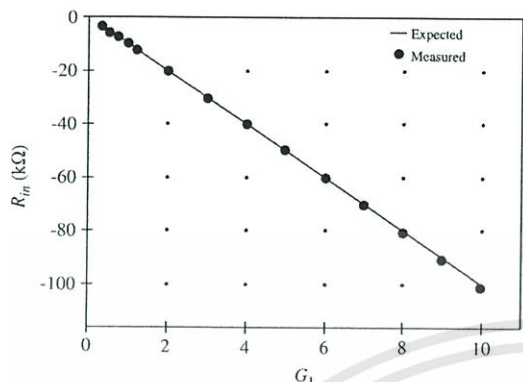
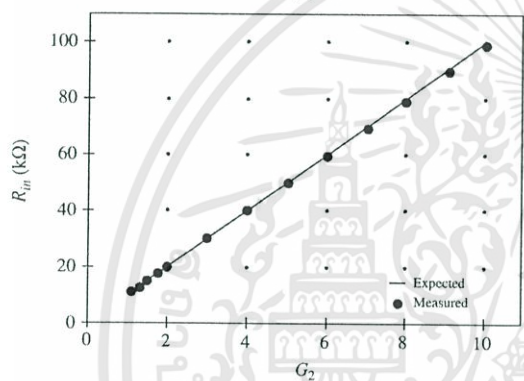


Fig. 4. Characteristics of voltage-driven floating resistance converters: (a) Negative resistance; (b) Positive resistance.

resistance converters of Figs. 2 and 3 were experimentally implemented using CA3280 commercial dual OTAs. The bias current I_{B1} and the given resistor R were set to 1 mA and 10 k Ω , respectively. The bias currents I_{B2} , I_{B3} , and I_{B4} are varied to achieve the current gain variation. Fig. 4 shows the measured characteristics of the voltage-driven negative and positive floating resistances. Similarly, the measured characteristics of the current-driven negative and positive floating resistances are shown in Fig. 5. It is evident that the electronically variable negative and positive resistances can be achieved from the proposed schemes. The large signal behavior of the proposed schemes can be investigated from the total harmonic distortion (THD). Since the proposed converters as shown in Figs. 2 and 3 are based on the same principle, thus only the THD of the current-driven negative resistance converter in Fig. 3(a) is shown as an illustrative case study. Fig. 6 shows the measured THD of the voltage across the simulated resistor R_{in} for 100 kHz sine-wave signal current, where the given resistor $R = 1$ k Ω and the current transfer ratios G_1 of 1, 5, and 10 were chosen. The



(a)



(b)

Fig. 5. Characteristics of current-driven floating resistance converters: (a) Negative resistance; (b) Positive resistance.

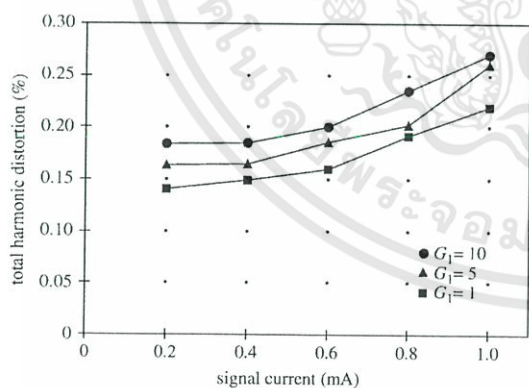


Fig. 6. Total harmonic distortion at 100 kHz as a function of input signal amplitude.

THD of about 0.27% at $G_1 = 10$ is observed. It should be noted that the THD is increased when the magnitude of the signal current is closed to the edge of the operat-

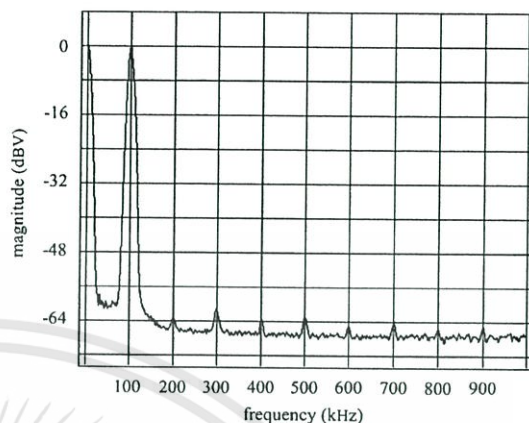


Fig. 7. Spectrum analysis of the voltage across the simulated resistance R_{in} (vertical scale: 8 dB/div, horizontal scale: 100 kHz/div).

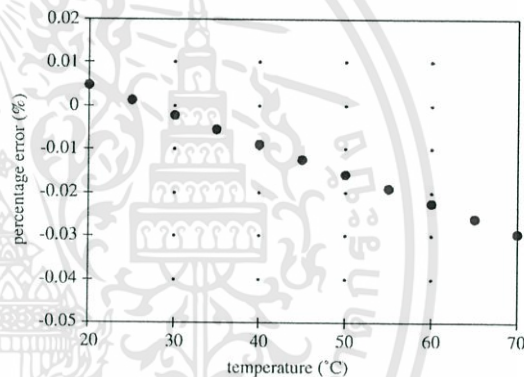


Fig. 8. Percentage error of the simulated resistance R_{in} versus temperature.

ing range. The frequency spectrum of the voltage across the simulated resistor R_{in} for the signal current 1 mA and $G_1 = 10$ is shown in Fig. 7. The dynamic range of the proposed scheme can be characterized by the ratio between the fundamental signal and the highest spurious signal in the spectrum of the voltage across the simulated resistor R_{in} . From Fig. 7, the dynamic range of about 61 dB is measured. It should be noted that the proposed scheme exhibits very low THD and wide dynamic range in comparison with the recent approaches based on class AB current-controlled resistor [4–6]. The effect of temperature variation on the current-driven negative resistance converter was also measured with the current transfer ratio $G_1 = 10$. Fig. 8 shows the percentage error of the simulated resistance R_{in} against the operating temperature variations from 20 to 70 °C. The percentage error is less than 0.03% at 70 °C. It can be seen that the proposed technique offers the temperature-insensitive simulated resistance. If the given resistor R of

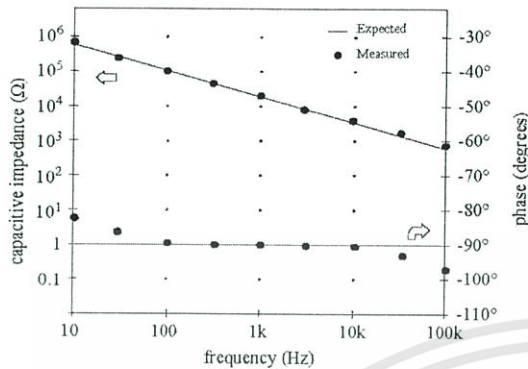


Fig. 9. Characteristics of current-driven floating capacitive impedance converter.

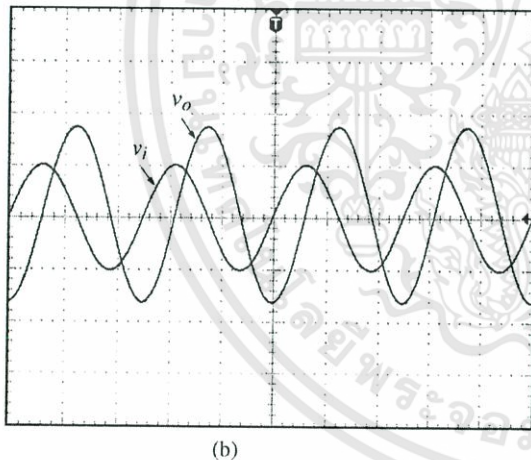
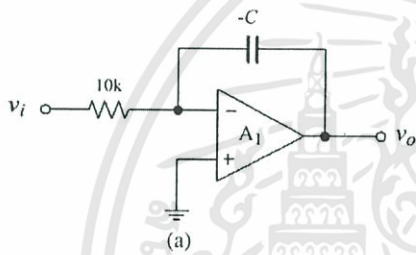


Fig. 10. Application of current-driven negative capacitance as integrator: (a) Simple demonstration circuit; (b) Measured result (vertical scale: 100 mV/div, horizontal scale: 400 μ s/div).

the schemes in Figs. 2 and 3 is replaced by the capacitor C , then the voltage-driven and current-driven floating capacitance converters are achieved. The performances of the capacitance converters are experimentally demonstrated using the scheme in Fig. 3(a) by replacing the given resistor R with the capacitor C . Fig. 9 shows the characteristics of

the current-driven floating negative capacitance converter for $C = 0.01 \mu\text{F}$, $I_{B2} = I_{B3} = 100 \mu\text{A}$, and $I_{B4} = 200 \mu\text{A}$. It should be noted that the scheme exhibits the negative capacitance in the frequency range from 100 Hz to 10 kHz. The integrator demonstrating the application of the current-driven negative capacitance converter mentioned above is shown in Fig. 10(a). The output voltage v_o of the integrator is shown in Fig. 10(b) for 1 kHz sine-wave input voltage v_i of peak amplitude 100 mV. It is seen that the scheme exhibits the result without stability problem.

5. Conclusion

In this paper, the voltage-driven and current-driven floating resistance converters have been described. The realization method is based on the use of the proposed dual-output ECCII implemented using the commercial available OTAs. Both negative and positive simulated resistances are achieved. In addition, the capacitive impedance converters are also performed with good stability. The magnitude of the simulated resistances can be electronically varied. The experimental results showing the performances of the proposed schemes exhibit high accuracy and wide dynamic range.

Acknowledgement

The authors would like to thank the reviewers for their valuable comments and suggestions to the improvements of this paper.

References

- [1] Tantry S, Yoneyama T, Asai H. Two floating resistor circuits and their applications to synaptic weights in analog neural networks. In: IEEE international symposium on circuits and systems, Sydney, 2001. p. 564–7.
- [2] Song H, Harris J. A CMOS neural oscillator using negative resistance. In: Proceedings of IEEE international symposium on circuits and systems, Bangkok, 2003. p. 152–5.
- [3] Lee S, Lee W, Chung K. A highly linear voltage controlled resistor for neural chip. IEEE international conference on systems, man, and cybernetics, California, 1998. p. 1851–6.
- [4] Senani R, Singh A, Singh V. A new floating current-controlled positive resistance using mixed translinear cells. IEEE Trans Circ Syst-II 2004;51:374–7.
- [5] Barthelemy H, Fabre A. A new floating controlled resistance operating in class AB. IEEE Trans Circ Syst-I 2000;47:67–72.
- [6] Saaid O, Fabre A. Class AB current-controlled resistor for high performance current-mode applications. Electron Lett 1996;32:4–5.
- [7] Mahmood S. A low voltage CMOS floating resistor. In: IEEE international conference on electrical, electronic and computer engineering, Cairo, 2004. p. 453–6.

- [8] Oura T, Toneyama T, Tantry S, Asai H. A threshold voltage independent floating resistor circuit exhibiting both positive and negative resistance values. In: IEEE international symposium on circuits and systems, Arizona, 2002. p. 739–42.
- [9] Surakampontron W, Jutaviriya S, Riewruja V. Ota-based electronically tunable voltage-controlled resistance converter. *Int J Electron* 1989;67:81–5.
- [10] Surakampontron W, Riewruja V, Kumwachara K, Surawatponya C, Anuntahirunrat K. Temperature-insensitive voltage-to-current converter and its applications. *IEEE Trans Instrum Meas* 1999;48:1270–6.
- [11] Abouda H, Fabre A. New high-value floating controlled resistor in cmos technology. *IEEE Trans Instrum Meas* 2006;55:1017–20.
- [12] Al-Sarawi S. A novel topology for grounded-to-floating resistor conversion in cmos technology. *Microelectron J* 2002;33:1059–69.



Wandee Petchmaneelumka was born in Rayong, Thailand. She received the B.Sc. degree in Applied Physics and the M. Eng. degree in Control Engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand, in 1999 and 2003, respectively. She is currently working toward the D. Eng. Degree in Electrical Engineering at the same institute. Her research interests include electronic

instrumentation, electronic measurement system, and system dynamics and modeling.



Vanchai Riewruja received the M. Eng. and D. Eng. in Electrical Engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand, in 1988 and 1992, respectively. Since 1987, he has been with the faculty of Engineering, KMUTL. He is currently an Associate Professor in electronics. His research interests include nonlinear circuit design, analog and digital

integrated circuit designs, and electronic and industrial instrumentation.

<http://www.sice.or.jp/sice2008/>

SICE Annual Conference 2008

International Conference on Instrumentation,
Control and Information Technology

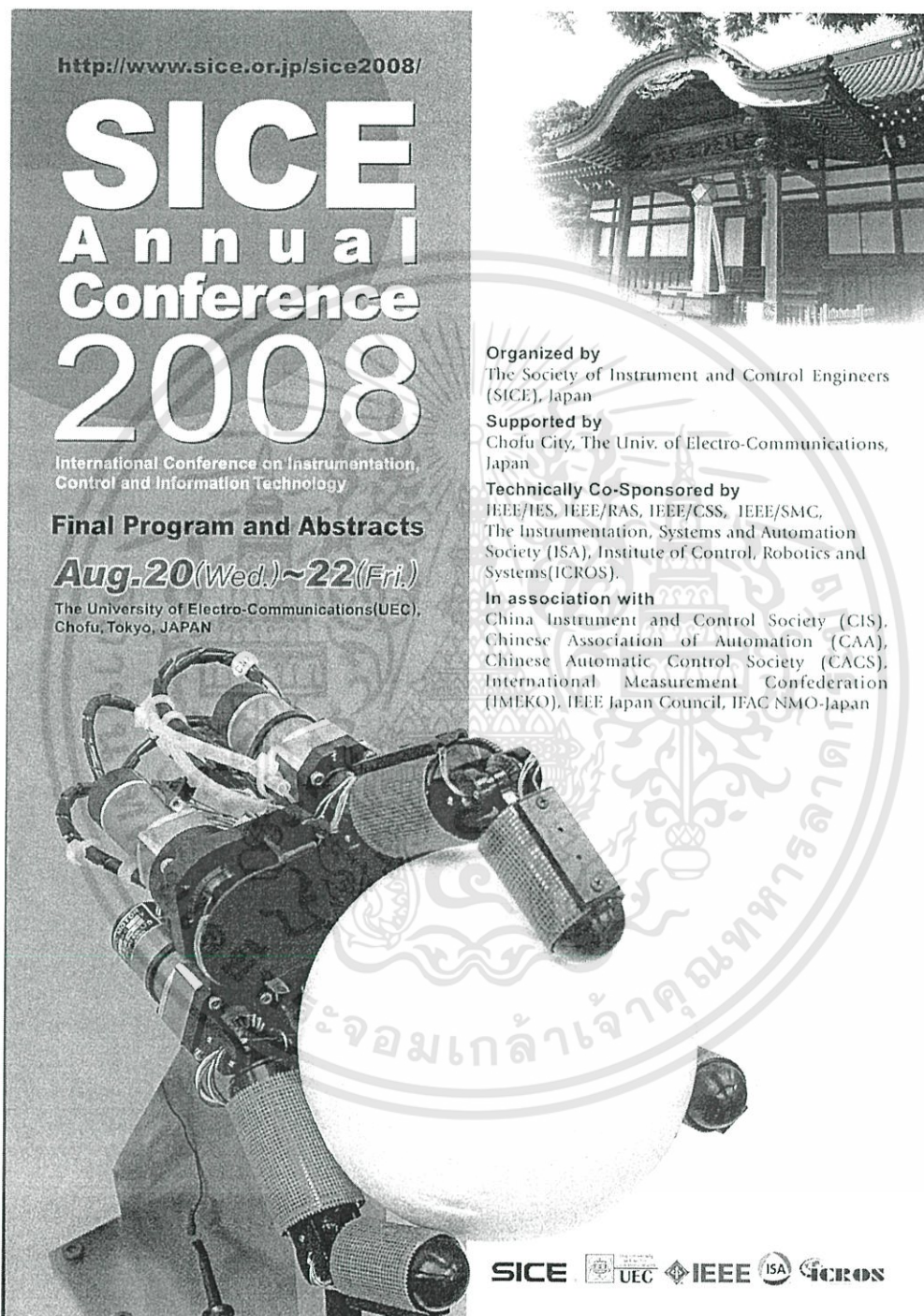
Final Program and Abstracts
Aug.20(Wed.)~22(Fri.)
The University of Electro-Communications(UEC),
Chofu, Tokyo, JAPAN





Organized by
The Society of Instrument and Control Engineers
(SICE), Japan

Supported by
Chofu City, The Univ. of Electro-Communications,
Japan

Technically Co-Sponsored by
IEEE/IES, IEEE/RAS, IEEE/CSS, IEEE/SMC,
The Instrumentation, Systems and Automation
Society (ISA), Institute of Control, Robotics and
Systems(ICROS).

In association with
China Instrument and Control Society (CIS),
Chinese Association of Automation (CAA),
Chinese Automatic Control Society (CACS),
International Measurement Confederation
(IMEKO), IEEE Japan Council, IFAC NMO-Japan



SICE  **UEC**  **IEEE**  **ISA**  **ICROS**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1B02-2	Homography-Based Image Mosaicing by Using EM Algorithm for Removing Inconsistent Overlaid Regions *Takeaki Iiyoshi (UEC), Wataru Mitsuhashi (UEC)	13:35	13:55	
1B02-3	Moment-Based Human Motion Recognition from the Representation of DMHI Templates *Md.AtiqurRahman Ahad (Kyushu Inst. Tech.), T. Ogata (Kyushu Inst. Tech.), J.K. Tan (Kyushu Inst. Tech.), H.S. Kim (Kyushu Inst. Tech.), S. Ishikawa (Kyushu Inst. Tech.)	13:55	14:15	
1B02-4	Image Sequence Restoration Based on State Space Model Identification *Xin Lu (Iwate Univ.), Kiyoshi Nishiyama (Iwate Univ.)	14:15	14:35	
1B02-5	Visual Inspection with SVM *Takashi Murotsuki (DENSO Co.), Kuniyasu Yoshida (DENSO Co.), Hiroki Naganuma (System One Co.)	14:35	14:55	
1B03	Signal Processing (2) Chair: Wataru Mitsuhashi (UEC), Worapong Tangsriat (KMITL)	13:15	15:15	Room03
1B03-1	An Novel Optimal Zero-Correlation Zone Sequence Set and Its Application to Ultrasonic Imaging *Takafumi Hayashi (Univ. of Aizu), Yuichi Takahashi (Univ. of Aizu), Shigeru Kanemoto (Univ. of Aizu)	13:15	13:35	
1B03-2	OTA-Based Electronically Adjustable Floating Positive/Negative Resistor *Wandee Petchmaneelumka (KMITL), Thawatchai Kamsri (NECTEC), Chaleampan Wangwiwattana (KMITL), Vanchai Riewruja (KMITL)	13:35	13:55	
1B03-3	A Voltage/Current Controlled Oscillator Using OTAs and RS Flip Flop Sawai Pongswatd (KMITL), *Amphawan Julsereewong (KMITL), Kitti Tirasesth (KMITL), Hirofumi Sasaki (Tokai Univ.), Yan Shi (Tokai Univ.)	13:55	14:15	
1B03-4	A Voltage-Mode Gray-Code Algorithmic ADC Somjai Arayawat (Rajamangala Univ. of Techn. Isan), Uthan Thubtong (KMITL), Prasit Julsereewong (KMITL), Vanchai Riewruja (KMITL), *Amphawan Julsereewong (KMITL)	14:15	14:35	
1B03-5	A Novel Resolver-to-DC Converter Based on OTA-Based Inverse-Sine Function Circuit *Anucha Kaewpoonsuk (Naresuan Univ.), Wandee Petchmaneelumka (KMITL), Apinai Rerkkratn (KMITL), Sirichai Tammaruckwattana (KMITL), Vanchai Riewruja (KMITL)	14:35	14:55	
1B03-6	Ultrasonic Measuring Circuit Using Sample and Hold Method *Apinai Rerkkratn (KMITL), Sakolkrit Akejakrawan (Naresuan Univ.), Anucha Kaewpoonsuk (Naresuan Univ.)	14:55	15:15	
1B04	Transportation Systems (1) Chair: Hikaru Shimizu (Fukuyama Univ.), Takeshi Nagae (UEC)	13:15	15:15	Room04
1B04-1	A Q Value-Based Dynamic Programming Algorithm with Boltzmann Distribution *Shanqing Yu (Waseda Univ.), Hongqiang Wang (Waseda Univ.), Fengming Ye (Waseda Univ.), Shingo Mabu (Waseda Univ.), Kaoru Shimada (Waseda Univ.), Kotaro Hirasawa (Waseda Univ.)	13:15	13:35	
1B04-2	A Global Routing Strategy in Dynamic Traffic Environments with a Combination of Q Value-Based Dynamic Programming and Boltzmann Distribution *Shanqing Yu (Waseda Univ.), Fengming Ye (Waseda Univ.), Hongqiang Wang (Waseda Univ.), shigo Mabu (Waseda Univ.), Kaoru Shimada (Waseda Univ.), Songnian Yu (Shanghai Univ.), Kotaro Hirasawa (Waseda Univ.)	13:35	13:55	
1B04-3	Multi-objective Optimal Route Search for Road Networks by Dynamic Programming *Manoj Kanta Mainali (Waseda Univ.), Kaoru Shimada (Waseda Univ.), Shingo Mabu (Waseda Univ.), Kotaro Hirasawa (Waseda Univ.)	13:55	14:15	
1B04-4	A New Approach for LMTT Navigation by Fuzzy Inference and Ant Colony Algorithm *Xianhui Song (Dong-A Univ.), Hyun Tae Han (Dong-A Univ.), Dong Gi Shin (Dong-A Univ.), Jin Woo Lee (Dong-A Univ.), Kwon Soon Lee (Dong-A Univ.)	14:15	14:35	
1B04-5	A Development of Deterministic Signal Control System in Urban Road Networks *Hikaru Shimizu (Fukuyama Univ.), Masa-aki Kobayashi (Fukuyama Univ.), Haruko Fujii (Yuge National College), Shigekazu Katagiri (Fukuyama Univ.)	14:35	14:55	
1B04-6	Research into a Continuous Type Train Location Detection Method with Three-inductive Wires for Warning Time Optimum Control of Level Crossing *Taiyo Matsumura (Nihon Univ.), Takashi Ono (Nihon Univ.)	14:55	15:15	
1B05	Intelligent Systems (2) Chair: Keiji Tatsumi (Osaka Univ.)	13:15	14:55	Room05
1B05-1	Learning from Errors: A Bio-Inspired Approach for Hypothesis-Based Machine Learning *Dennis Garmad (Univ. of Duisburg-Essen), Dirk Soeffker (Univ. of Duisburg-Essen)	13:15	13:35	
1B05-2	Integrating Dynamic Track Sectioning into a Hybrid Planning Infrastructure *Alexander Schmidt (Univ. of Paderborn), Philipp Adelt (Univ. of Paderborn), Natascha Esau (Univ. of Paderborn)	13:35	13:55	
1B05-3	Naphtha's Price Forecasting Using Neuro-Fuzzy System *Pornnip Visetsripong (The National Institute of Development Administration)	13:55	14:15	
1B05-4	A Stock Trading Model for Multi-Brands Optimization Based on Genetic Network Programming with Control Nodes *Yan Chen (Waseda Univ.), Etsushi Ohkawa (Waseda Univ.), Shingo Mabu (Waseda Univ.), Kaoru Shimada (Waseda Univ.), Kotaro Hirasawa (Waseda Univ.)	14:15	14:35	
1B05-5	Traffic Flow Prediction with Genetic Network Programming *Wei Wei (Waseda Univ.), Huiyu Zhou (Waseda Univ.), Manoj Kanta Mainali (Waseda Univ.), Kaoru Shimada (Waseda Univ.), Shingo Mabu (Waseda Univ.), Kotaro Hirasawa (Waseda Univ.)	14:35	14:55	
1B06	Computational Intelligence (1) Chair: Takehiko Ogawa (Takushoku Univ.)	13:15	13:55	Room06
1B06-1	Fuzzy C-Means Clustering for DNA Computing Readout Method Implemented on LightCycler System Muhammad Faiz Mohamed Saaid (Universiti Teknologi Malaysia), *Zuwairie Ibrahim (Universiti Teknologi Malaysia), Nor Haniza Sarmin (Universiti Teknologi Malaysia), John A. Rose (Ritsumeikan Asia Pacific Univ.)	13:15	13:35	
1B06-2	Prototype Selection Based on Minimal Consistent Subset and Genetic Algorithms *Boontee Krubachue (KMITL), Marut Hongsamart (KMITL)	13:35	13:55	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OTA-based Electronically Adjustable Floating Positive/Negative Resistor

Wandee Petchmaneelumka¹, Thawatchai Kamsri², Chaleampan Wangwiwatthana¹,
and Vanchai Riewruja¹

¹Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
(Tel : +66-2-739-0758; E-mail: kvanchai@kmitl.ac.th)

²Thai Microelectronics Center (TMEC), National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC)
54/1 Moo 1, Amphur Muang, Chachoengsao, 24000, Thailand
(Tel: +66-3-885-7100; Email: thawatch_tee@hotmail.com)

Abstract: This paper presents a method to realize an operational transconductance amplifier (OTA) based adjustable floating resistor. The magnitude of the resulting resistance can be electrically varied by changing the external bias currents of OTAs. The proposed resistor is based on an active network termed "dual-output voltage-to-current (DO-V/I) converter", which is the OTA-based voltage-to-current converter with electronically variable property. The realization method provides both a positive and a negative resistance using the same scheme. The proposed design is attractive in the terms of simple configuration and low cost. Experimental results showing the circuit performance based on the use of the commercially available OTAs are included.

Keywords: floating resistor, DO-V/I, OTA, resulting resistance

1. INTRODUCTION

A linearly adjustable floating resistor is required in telecommunication and measurement systems. Its applications can be found in programmable amplifiers, filters, and oscillators [1-2]. One fundamental approach to realize the floating resistors is based on the intrinsic device characteristics. The realizations of this approach using the class AB configuration [3-4] or MOS technology [5-6] have been proposed. Unfortunately, the limitations of the resulting resistances based on the class AB configuration and MOS technology are caused by their resistances directly proportional to absolute temperature. Alternatively, the approaches to implement the linearity adjustable resistance converter with wide dynamic range have been introduced in literature [7-8]. However, the resulting resistances can be positive only. Thus, the capability of their applications is limited. To minimize this limitation, the OTA-based DO-V/I has been introduced in this paper to realize the electronically adjustable floating resistor. The magnitude of the resulting resistance can be varied by changing the external bias currents of OTAs not only positive value but also negative value. Experimental results verifying the circuit performance are given.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

The OTA-based DO-V/I and its symbol are shown in Fig. 1. The principle of the OTA-based DO-V/I is similar to a voltage-to-current converter introduced in [7], but the output terminals of the DO-V/I are designed to generate two output currents with differential gain. In Fig. 1(a), the OTAs A_1 and A_2 function as a high input-resistance voltage amplifier. The voltage v_y transfers to the voltage v_x with a voltage gain G .

The routine circuit analysis shows the relation between v_y and v_x that can be expressed as

$$v_x = \frac{g_{m1}g_{m2}r_{in}Rv_y}{1 + g_{m1}g_{m2}r_{in}R} = Gv_y \quad (1)$$

where $g_{m1} = I_{E1}/2V_T$ is the transconductance gain of the OTA A_1 . V_T , r_{in} , and R denote the thermal voltage, the small-signal input resistance of the OTA A_2 , and the constant resistor, respectively. From Eq.(1), if $g_{m1}g_{m2}r_{in}R \gg 1$, the voltage gain G can be approximated to unity. Thus the voltage v_x is forced to equal the voltage v_y . Considering at the output of the OTA A_2 , the signal current $i_x = v_y/R$ causes the voltage $v_c = i_x/g_{m2}$. This voltage is applied across the inputs of the OTAs A_3 , A_4 , and A_5 . Hence, the output currents i_{o1} , i_{o2} , and i_{o2} , respectively, can be expressed as

$$i_{o1} = \frac{g_{m3}}{g_{m2}}i_x = \frac{I_{E3}}{I_{E2}}i_x, \quad (2)$$

$$i_{o2} = -\frac{g_{m4}}{g_{m2}}i_x = -\frac{I_{E4}}{I_{E2}}i_x, \quad (3)$$

and

$$i_{o2} = -\frac{g_{m5}}{g_{m2}}i_x = -\frac{I_{E5}}{I_{E2}}i_x. \quad (4)$$

It should be noted that the temperature dependence of the transconductance gains in terms of the thermal voltage, V_T , is compensated and the current transfer ratio can be electronically varied. Consider at node V_{c1} , the current i_{c1} can be given by

$$\begin{aligned}
 i_{z1} &= i_{o1} + i_{o2} \\
 &= \frac{I_{B3}}{I_{B2}} i_x - \frac{I_{B4}}{I_{B2}} i_x \\
 &= \left(\frac{I_{B3}}{I_{B2}} - \frac{I_{B4}}{I_{B2}} \right) i_x
 \end{aligned} \quad (5)$$

The bias currents I_{B2} and I_{B3} of the DO-V/I are assigned to equal I_{B4} and I_{B5} , respectively. Thus, Eq. (5) can be rewritten as

$$i_{z1} = \left(\frac{I_{B3}}{I_{B2}} - 1 \right) i_x \quad (6)$$

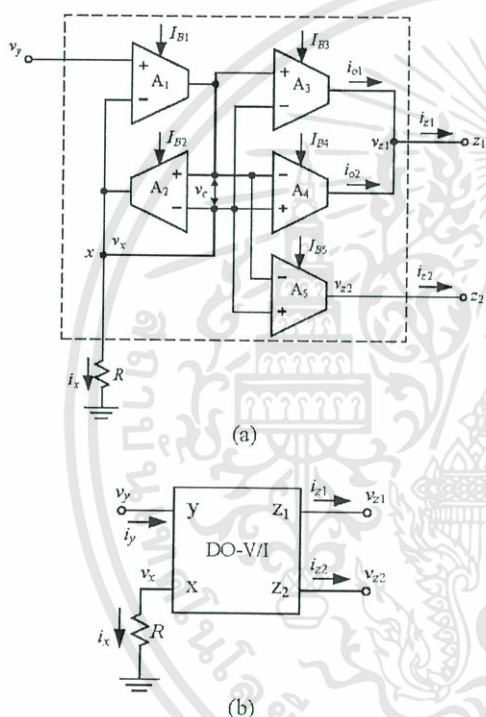


Fig. 1 OTA-based dual-output voltage-to-current converter: (a) schematic, (b) symbol.

The OTA-based DO-V/I in Fig. 1(a) is employed to realize the proposed floating resistor in Fig. 2. When the voltage $v_{in} = v_1 - v_2$ is applied across nodes A and B, the currents i_A and i_B at nodes A and B, respectively, can be written as

$$\begin{aligned}
 i_A &= -i_{z1} = \left(1 - \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \right) i_x \\
 &= \left(1 - \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \right) \frac{v_{in}}{R} = (1-K) \frac{v_{in}}{R},
 \end{aligned} \quad (7)$$

and

$$\begin{aligned}
 i_B &= -i_x - i_{z2} = -i_x + \frac{I_{B5}}{I_{B2}} i_x \\
 &= -\left(1 - \frac{I_{B5}}{I_{B2}} \right) i_x \\
 &= -\left(1 - \frac{I_{B5}}{I_{B2}} \right) \frac{v_{in}}{R} = -(1-K) \frac{v_{in}}{R}
 \end{aligned} \quad (8)$$

where $i_x = v_{in}/R$ and K denotes the bias current ratio, which is equal to $I_{B3}/I_{B2} = I_{B5}/I_{B2}$.

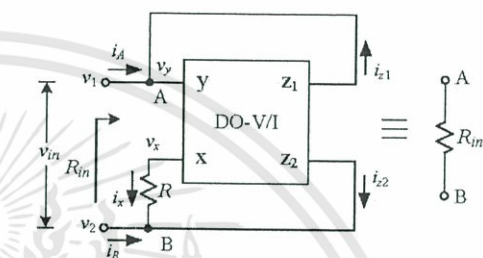


Fig. 2 Proposed floating resistor.

It can be seen that the currents i_A and i_B are equal in the magnitude, but their flowing directions are opposite. Examining the voltage across nodes A and B and the current directions of i_A and i_B , the simulated resistance R_{in} can be given by

$$R_{in} = \frac{R}{(1-K)} \quad (9)$$

Therefore both the positive and the negative floating resistors can be achieved in the same circuit by adjusting the ratio K of the external bias currents of OTAs.

3. CIRCUIT PERFORMANCES

Deviation from the ideal performance of the proposed circuit is due to the non-ideal characteristics of OTAs. The major factor that contributes this error is owing to the transfer error between v_y and v_x of the proposed circuit in Fig. 2, which can be stated as

$$v_x = (1 - \epsilon_a) v_y \quad (10)$$

and

$$\epsilon_a = \frac{1 + g_{m2} R}{1 + g_{m1} g_{m2} r_{in} R} \quad (11)$$

If $g_{m1} = 1.923 \times 10^{-2}$ A/V, $g_{m2} = 1.923 \times 10^{-3}$ A/V, $r_{in} = 120\text{k}\Omega$, $R = 10\text{k}\Omega$, then the transfer error ϵ_a is about 4.56×10^{-4} . It should be noted that the transfer error ϵ_a can be minimized by increasing the value of the transconductance gain g_{m1} . The operating range of the proposed scheme can be improved by raising the value of $I_{B2}R$.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

To demonstrate the performances of the proposed resistor, the circuit as shown in Fig. 2 was experimentally implemented using the commercially available OTA CA3280 devices. The bias current I_{B1} and the resistor R were set to 1mA and 10k Ω , respectively. The bias currents I_{B2} , I_{B3} , I_{B4} and I_{B5} are varied to obtain the current gain variation. The characteristics of the positive and negative floating resistances are shown in Fig. 3(a) and 3(b), respectively. It is evident that the positive and negative resistances can be achieved in the same circuit by varying the bias currents of OTAs. Fig. 4 shows the total harmonic distortion (THD) of the voltage across the resulting resistance R_m for 100kHz sine-wave signal current, where the resistor $R = 1k\Omega$ and the current transfer ratio $1/(1-K) = 2, 5, \text{ and } 10$ were chosen. For the case of $1/(1-K) = 10$, the THD of about 1% is noticed.

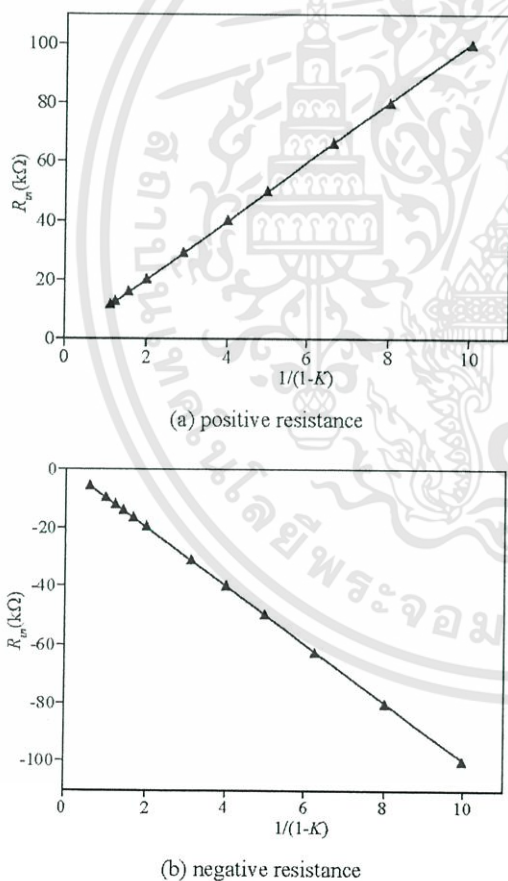


Fig. 3 Characteristics of the proposed resistor.
(a) Positive resistance.
(b) Negative resistance.

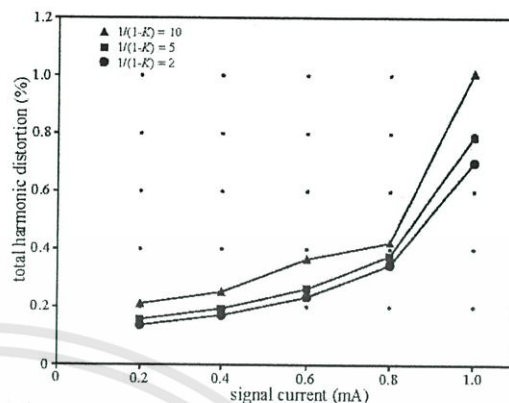


Fig. 4 Total harmonic distortion at 100kHz as the function of input signal amplitude

Fig. 5 shows the percentage error of the resulting resistance R_m versus the ambient temperature variations from 20°C to 70°C. The percentage error less than 0.035% at 70°C is observed. It is obvious that the proposed design offered the temperature-insensitive resulting resistance.

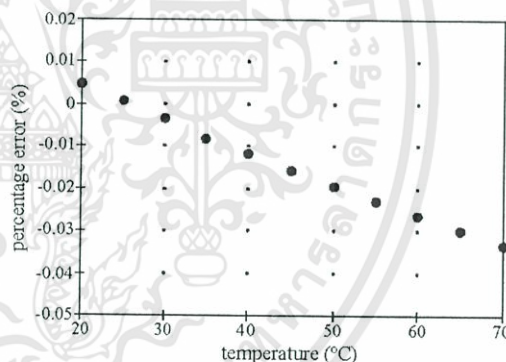
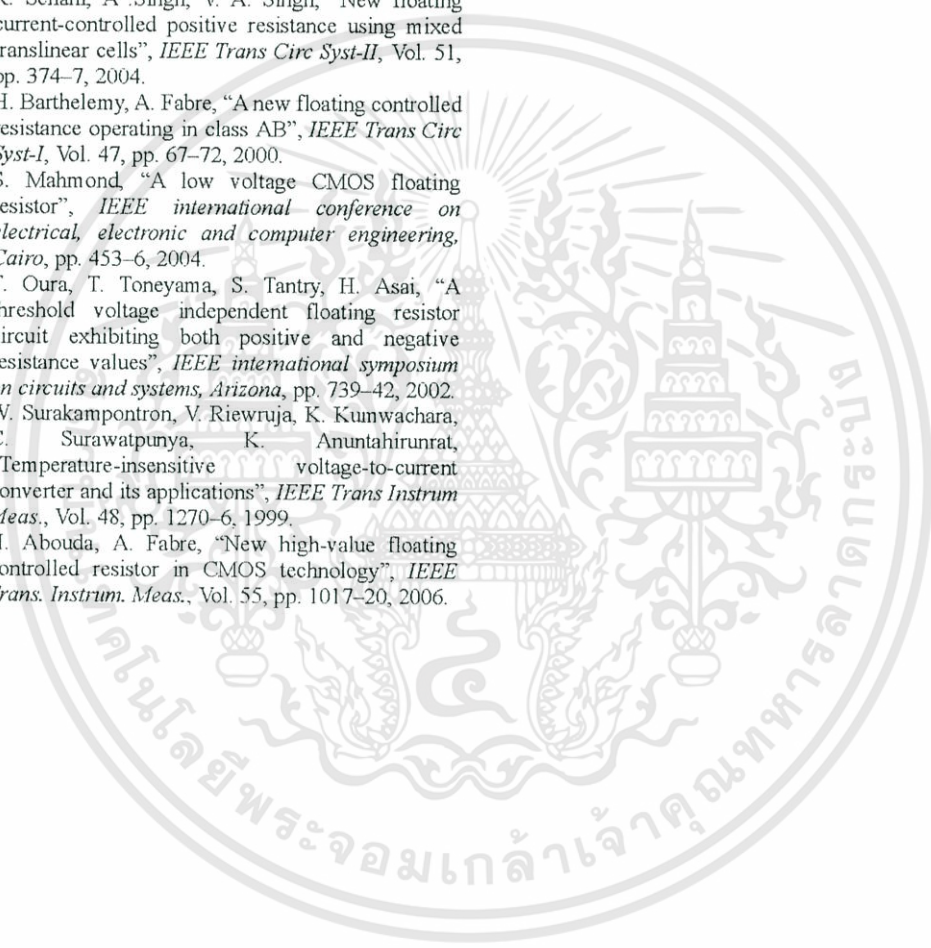


Fig. 5 Percentage error of the resulting resistor R_m versus ambient temperature.

5. CONCLUSION

The electronically adjustable floating resistor using OTA-based DO-VI has been described in this paper. Both positive and negative resulting resistances are obtained. The magnitude of the resulting resistance can be electronically varied by changing the bias currents of OTAs. The circuit performances of the proposed resistor are confirmed by experimental results. It is evident that the proposed resistor demonstrates high accuracy and temperature-insensitive characteristic.

REFERENCES

- 
- [1] S. Tantry, T. Yoneyama, H. Asai, "Two floating resistor circuits and their applications to synaptic weights in analog neural networks", *IEEE international symposium on circuits and systems, Sydney*, pp. 564-7, 2001.
- [2] H. Song, J. Harris, "A CMOS neural oscillator using negative resistance", *Proceedings of IEEE international symposium on circuits and systems, Bangkok*, pp. 152-5, 2003.
- [3] R. Senani, A. Singh, V. A. Singh, "New floating current-controlled positive resistance using mixed translinear cells", *IEEE Trans Circ Syst-II*, Vol. 51, pp. 374-7, 2004.
- [4] H. Barthelemy, A. Fabre, "A new floating controlled resistance operating in class AB", *IEEE Trans Circ Syst-I*, Vol. 47, pp. 67-72, 2000.
- [5] S. Mahmond, "A low voltage CMOS floating resistor", *IEEE international conference on electrical, electronic and computer engineering, Cairo*, pp. 453-6, 2004.
- [6] T. Oura, T. Toneyama, S. Tantry, H. Asai, "A threshold voltage independent floating resistor circuit exhibiting both positive and negative resistance values", *IEEE international symposium on circuits and systems, Arizona*, pp. 739-42, 2002.
- [7] W. Surakampontron, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunya, K. Anuntahirunrat, "Temperature-insensitive voltage-to-current converter and its applications", *IEEE Trans Instrum Meas.*, Vol. 48, pp. 1270-6, 1999.
- [8] H. Abouda, A. Fabre, "New high-value floating controlled resistor in CMOS technology", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 55, pp. 1017-20, 2006.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TP01-2	Vyacheslav Tuzlukov <u>Adaptive Equalization for DS-CDMA Multi-User Communication System Using Laguerre Filters</u>	1532
TP01-3	Tippakon Somkur and Chawalit Benjangkprasert <u>Wideband Performance Comparison of Double-Element Microstrip-Fed Slot Antennas Based on Simulated Results</u>	1536
TP01-4	Pavita Wiriyacosol, Chawalit Benjangkprasert, Noppin Anantrasirichai and Toshio Wakabayashi <u>A Proposal of Pictures Sharing Network Using Multicast with NAK</u>	1540
TP01-5	Wataru Uemura <u>A 3.5 GHz WiMAX Power Amplifier using Si-LDMOS</u>	1544
TP01-6	Paitoon Raklua and Jintana Nakasuwan <u>Active Notch Uniformly Distributed RC Circuit and Their Application</u>	1548
	Virote Pirajnanchai	

TP02 : Sensors and Instrumentation (I)

TP02-1	<u>A Novel Touch Probe Triggered by Harmonic Generation</u> Hiroshi Mizumoto	1553
TP02-2	<u>A Simple Technique to Improve the Output Voltage of the CMOS Dickson Charge Pump Circuit</u> Nutchaya Kaewraungrit, Jirawath Parnklang and Sittisak Chaisothe	1557
TP02-3	<u>Constant THD Class D Power Amplifier</u> Panapong Laohawarit, Jirawath Pranklang and Chaleampan Wangviwatana	1561
TP02-4	<u>Positive/negative floating resistor using OTAs</u> Wandee Petchmaneelumka, Vanchai Riewruja and Prasit Julsereewong	1565
TP02-5	<u>Simple VCO with Negative Voltage-Frequency Relation</u> Amphawan Julsereewong, Sawai Pongswatd, Kitti Tirasesth, Hirofumi Sasaki and Yan Shi	1569
TP02-6	<u>Detection and Classification of Pills Moving at very High Speeds using Bi-IV2 Vision System</u> Quyên T.T. Bui, Thuong Cat Pham and Keum-Shik Hong	1573

TP03 : Guidance and Navigation Fusion

TP03-1	<u>AGV Parking System using Artificial Visual Landmark</u> Jeehoon Park, YoungSu Park and Sang Woo Kim	1579
TP03-2	<u>Prototype Design of Traffic Information Service-Broadcast Server using the ADS-B Test-bed</u> Jae-Hoon Song, Kyung-Ryoon Oh, Inkyu Kim, Injung Kim, Sang-Man Moon, Keun-Taek Kim and Jang-Yeon Lee	1583
TP03-3	<u>Vision Based Obstacle Detection for Wheeled Robots</u> Tilman Wekel, Olaf Kroll-Peters and Sahin Albayrak	1587
TP03-4	<u>A Large Gain Variable range, Wide bandwidth Analog AGC Circuitry for a CMOS GPS Receiver</u> Dianwei Zhang	1593
TP03-5	<u>VTV: Real Time Obstacle Avoidance of Mobile Robots for Local Path Planning Using LMS</u> Kyung Woon Kwak	1597
TP03-6	<u>A Mitigation of Non-Line-of-Sight by TDOA Error Modeling</u> Jinik Kim, Jang Gyu Lee and Chan Gook Park	1601

TP04 : Sliding Mode Control

TP04-1	<u>Control of Uncertain Butterfly-Shaped Chaotic Systems: Sliding-mode Approach</u> Sara Dadras, Hamidreza Momeni and Vahid Johari Majd	1606
TP04-2	<u>Nonlinear Sliding Surfaces; Computing and Existence of Solution</u> Azad Ghaffari and Mohammad Javad Yazdanpanah	1610

Positive/Negative Floating Resistor Using OTAs

Wandee Petchmancelumka, Prasit Julsereewong, and Vanchai Riewruja

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

(Tel : +66-2-739-0758; E-mail: kvanchai@kmitl.ac.th)

Abstract: A method for realizing a floating resistor based on operational transconductance amplifiers (OTAs) is presented in this paper. The proposed design is composed of only OTAs without any external resistor. The magnitude of the obtained resistance is electronically varied by adjusting the external bias currents of OTAs. Both a positive and a negative resistance can be achieved in the same circuit. The proposed scheme provides the simple configuration and low cost. The circuit performances based on the use of the commercially available OTAs are confirmed by the experimental results.

Keywords: floating resistor, OTA, simulated resistance, negative resistance

1. INTRODUCTION

The electronically adjustable floating resistors are very useful elements in telecommunication, measurement, and control systems. Their applications can be found in programmable amplifiers, filters, oscillators, and analog neural networks [1-3]. In the past, the realizations of the floating resistances are based on the intrinsic device characteristics [4-7]. However, the resulting resistances are dependent on device parameters and predetermined. Alternatively, the implementations of the electronically adjustable resistance converter with wide dynamic range have been presented in literature [8-9]. However, the resulting resistances can be positive only. Therefore, the capability of their applications is limited. To reduce this limitation, the electronically adjustable floating resistor is introduced in this paper. The magnitude of the obtained resistance can be varied by changing the external bias currents of OTAs either a positive or a negative value. The proposed scheme consists of only OTAs without any external resistor. Experimental results showing the circuit performances are included.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

The proposed electronically adjustable floating resistor is shown in Fig. 1. The principle of this circuit resembles a voltage-to-current converter reported in literature [8]. The OTA A_1 functions as the electronically adjustable resistor. The voltage across the input of the OTA A_1 is used as the input voltage for the OTAs A_2 , A_3 , and A_4 . If we let the input voltage v_m is equal $v_1 - v_2$. Therefore, the output currents i_1 , i_2 , i_3 , and i_4 of the OTAs A_1 , A_2 , A_3 , and A_4 , respectively, can be expressed as

$$i_1 = g_{m1}v_m \tag{1}$$

$$i_2 = \frac{g_{m2}}{g_{m1}}i_1 \tag{2}$$

$$i_3 = -\frac{g_{m3}}{g_{m1}}i_1 \tag{3}$$

and

$$i_4 = -\frac{g_{m4}}{g_{m1}}i_1 \tag{4}$$

where $g_{mi} = I_{Bi}/2V_T$ is the transconductance gain of the OTA A_i , and V_T denotes the thermal voltage.

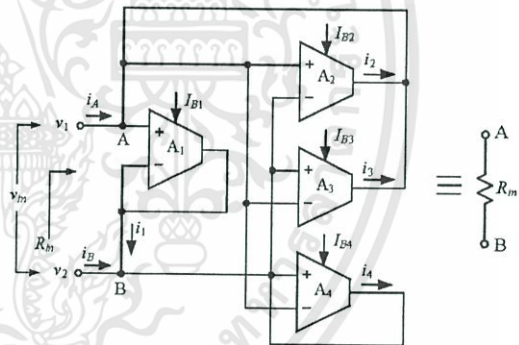


Fig. 1 The proposed floating resistor.

The bias currents I_{B1} and I_{B2} are assigned to equal I_{B3} and I_{B4} , respectively. Therefore, the currents i_2 , i_3 , and i_4 , respectively, can be rewritten as

$$i_2 = \frac{I_{B2}}{I_{B1}}i_1 \tag{5}$$

$$i_3 = -\frac{I_{B3}}{I_{B1}}i_1 = -i_1 \tag{6}$$

and

$$i_4 = -\frac{I_{B4}}{I_{B1}}i_1 \tag{7}$$

Considering at node A, the current i_A can be given by

$$i_A = -i_2 - i_3 \tag{8}$$

Substituting the currents i_2 and i_3 from Eqs. (5) and (6), respectively, into Eq. (8), the current i_A can be rewritten as

$$i_A = -\frac{I_{B2}}{I_{B1}}i_1 + i_1 = \left(1 - \frac{I_{B2}}{I_{B1}}\right)i_1 = (1 - K)i_1 \tag{9}$$

Considering at node B, the current i_B can be expressed as

$$i_B = -i_1 - i_4 \tag{10}$$

Substituting the current i_4 from Eq. (7) into Eq. (10), the current i_B can be obtained as

$$i_B = -i_1 + \frac{I_{B4}}{I_{B1}}i_1 = -\left(1 - \frac{I_{B4}}{I_{B1}}\right)i_1 = -(1 - K)i_1 \tag{11}$$

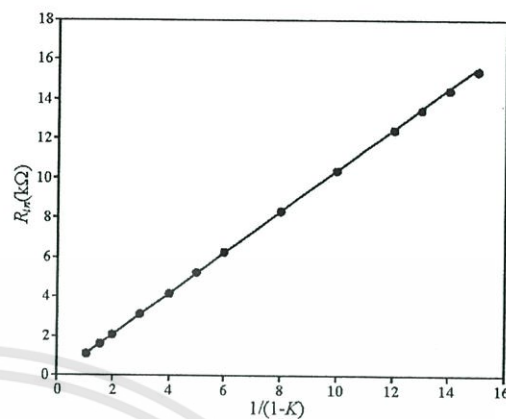
where $K = I_{B2}/I_{B1} = I_{B4}/I_{B1}$ is the bias current ratio. It should be noted that the currents i_A and i_B are equal in the magnitude, but opposite in their flowing directions. Inspecting the voltage across nodes A and B and the current directions of i_A and i_B , the obtained resistance R_m can be expressed as

$$R_m = \frac{v_m}{i_A} = \frac{1}{g_{m1}(1 - K)} \tag{12}$$

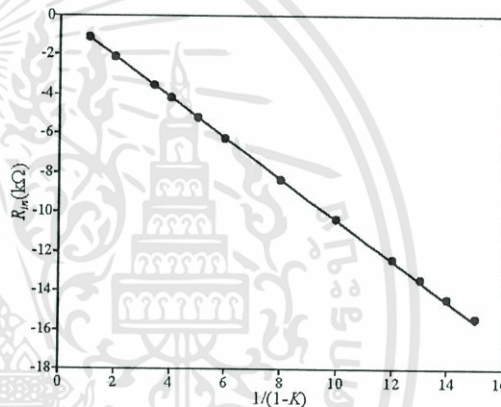
Thus both the positive and the negative floating resistors can be achieved in the same scheme by adjusting the ratio K of the external bias currents of OTAs without the external resistor requirement.

3. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the performances of the proposed resistor, both the positive and the negative floating resistances were experimentally implemented by using the commercially available OTA CA3280. The bias currents I_{B1} , I_{B2} , I_{B3} , and I_{B4} are varied to achieve the current gain variation. Figs. 2(a) and 2(b) show the characteristics of the positive and negative floating resistances, respectively. It can be seen that the electronically adjustable positive and negative floating resistances can be obtained in the same scheme. Fig. 3 shows the application of the proposed positive and negative floating resistors in signal amplifier, where $R_f = 100\text{k}\Omega$ is the constant resistor and the proposed resistors $R = 10\text{k}\Omega$ and $R = -10\text{k}\Omega$ were chosen to achieve the output voltage $v_{out} = -10v_{in}$ and $v_{out} = 10v_{in}$, respectively. Figs. 4(a) and 4(b) show the measured results of the signal amplifier for the positive and negative resistances, respectively, where 1kHz sinusoidal input voltage of peak amplitude 20mV was applied.



(a) positive floating resistance



(b) negative floating resistance

Fig. 2 Characteristics of the proposed resistor.

Fig. 5 illustrates the measured result of the DC transfer characteristics of the signal amplifier in Fig. 3 for the input voltage v_{in} varied from 0V to 100mV, where the constant resistor R_f was assigned to 10kΩ and the proposed resistor $R = 2.5\text{k}\Omega$, $5\text{k}\Omega$ and $10\text{k}\Omega$ were chosen. The proposed positive resistor applied in the high-pass filter is shown in Fig. 6. The measured result of the high-pass filter is shown in Fig. 7 for 125Hz sinusoidal input voltage of peak amplitude 100mV.

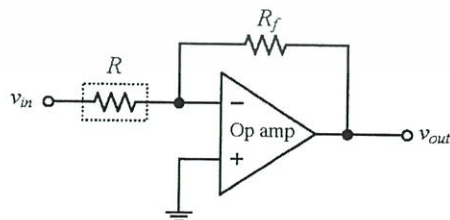
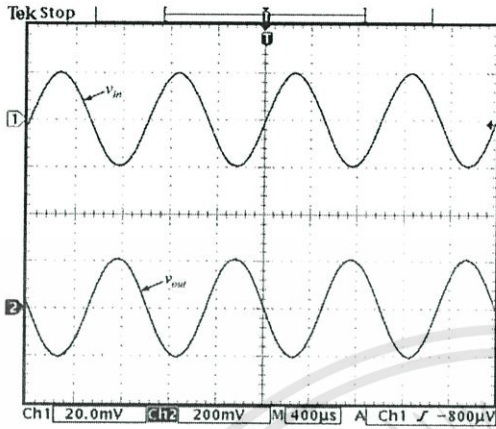
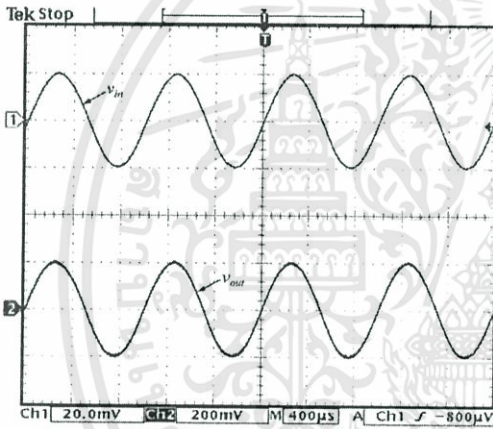


Fig. 3 Application of the proposed positive and negative floating resistor in the signal amplifier.



(a) for positive resistance



(b) for negative resistance

Fig. 4 Measured results of the signal amplifier.

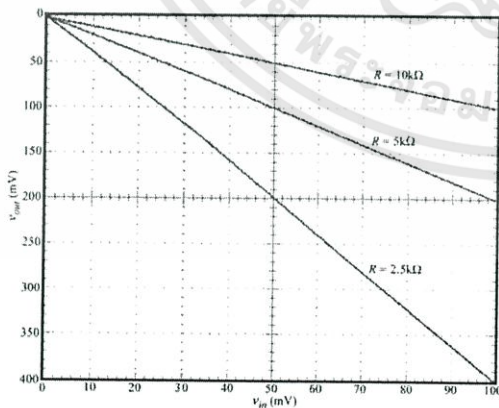


Fig. 5 DC transfer characteristics of the signal amplifier.

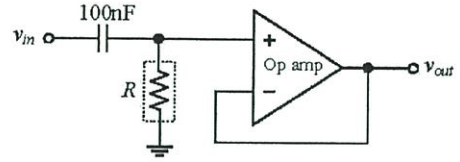


Fig. 6 Application of the proposed floating resistor in the high-pass filter.

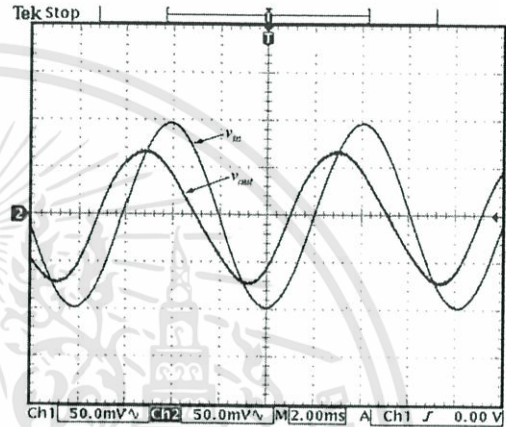


Fig. 7 Measured result of the high-pass filter.

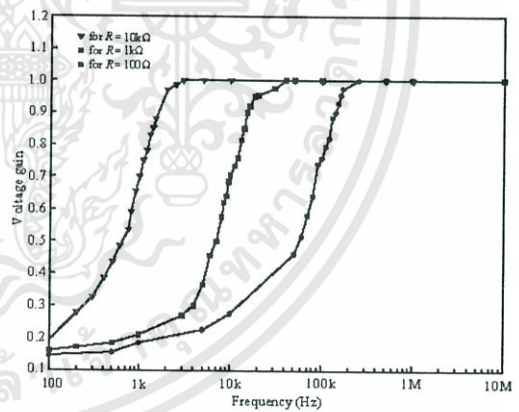


Fig. 8 Frequency responses of the high-pass filter.

Fig. 8 shows the plots of frequency response of the high-pass filter in Fig. 6, where the resistances $R = 100\Omega$, $1k\Omega$, and $10k\Omega$ were chosen. The cutoff frequency of the high-pass filter in Fig. 6 is dependent on the varied resistance. It is evident that both proposed positive and negative floating resistors can be employed in electronics system.

4. CONCLUSION

The electronically adjustable floating resistor has described in this paper. The proposed circuit employs only the OTAs without the external resistor requirement. Both the positive and the negative floating resistors can be obtained in the same scheme. The experimental results verifying the basic performance of the proposed resistor are agreed with the expected values.

REFERENCES

- [1] S. Tantry, T. Yoneyama, and H. Asai, "Two floating resistor circuits and their applications to synaptic weights in analog neural networks," *IEEE international symposium on circuits and systems*, pp. 564–7, 2001.
- [2] H. Song and J. Harris, "A CMOS neural oscillator using negative resistance," *Proceedings of IEEE international symposium on circuits and systems*, pp. 152–5, 2003.
- [3] S. Lee, W. Lee, and K. Chung, "A highly linear voltage controlled resistor for neural chip," *IEEE international conference on systems, man, and cybernetics*, pp. 1851–6, 1998.
- [4] R. Senani and A. Singh, "New floating current-controlled positive resistance using mixed translinear cells," *IEEE Trans Circ Syst-II*, Vol. 51, pp. 374–7, 2004.
- [5] H. Barthelemy and A. Fabre, "A new floating controlled resistance operating in class AB," *IEEE Trans Circ Syst-I*, Vol. 47, pp. 67–72, 2000.
- [6] S. Mahmood, "A low voltage CMOS floating resistor," *IEEE international conference on electrical, electronic and computer engineering*, pp. 453–6, 2004.
- [7] T. Oura, T. Toneyama, S. Tantry, and H. Asai, "A threshold voltage independent floating resistor circuit exhibiting both positive and negative resistance values," *IEEE international symposium on circuits and systems*, pp. 739–42, 2002.
- [8] W. Surakampontron, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunya, and K. Anuntahirunrat, "Temperature-insensitive voltage-to-current converter and its applications," *IEEE Trans Instrum. Meas.*, Vol. 48, pp. 1270–6, 1999.
- [9] H. Abouda and A. Fabre, "New high-value floating controlled resistor in CMOS technology," *IEEE Trans Instrum. Meas.*, Vol. 55, pp. 1017–20, 2006.

ประวัติผู้เขียน

นางสาว วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า เกิดเมื่อวันที่ 25 สิงหาคม พ.ศ. 2520 สำเร็จการศึกษาปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาวิชา ฟิสิกส์ประยุกต์ และปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2542 และปีการศึกษา 2546 ตามลำดับ ปัจจุบันเป็นพนักงานสายวิชาการ ตำแหน่ง อาจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้