

วงจรทวีความถี่ 3 เท่าโดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

OTA-BASED TEMPERATURE-INSENSITIVE SINUSOIDAL  
FREQUENCY TRIPLER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของเอกสารศึกษาค้นคว้าหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-649-522-9

วงจรทวีความถี่ 3 เท่าโดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

OTA-BASED TEMPERATURE-INSENSITIVE SINUSOIDAL  
FREQUENCY TRIPLER



เลขหม.....  
เลขทะเบียน..... 41508  
วัน, เดือน, ปี 19 ก.พ. 2545

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ.2544

ISBN 974-648-522-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**OTA-BASED TEMPERATURE-INSENSITIVE SINUSOIDAL  
FREQUENCY TRIPLER**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIRMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2001**

**ISBN 974-648-522-9**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2001**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์      วงจรที่มีความถี่ 3 เท่าโดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ  
OTA-BASED TEMPERATURE-INSENSITIVE SINUSOIDAL FREQUENCY  
TRIPLER

ชื่อนักศึกษา      นางสาวพัชราภรณ์      นิปีทรหัตพงษ์

รหัสประจำตัว      42061190

ปริญญา      วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา      วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์      ผศ.ดร.เกียรติศักดิ์      กมวัชระ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
รศ.ดร. วันชัย      ธีรวิภา	
อาจารย์วรพงศ์      ตั้งศิริรัตน์	
รศ.สุเชียร      เกียรติสุนทร	
ดร.นนทวัฒน์      จุลเคชะ	
ผศ.ดร.เกียรติศักดิ์      กมวัชระ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 25 ตุลาคม 2544 เวลา 13.30-15.30 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 ห้อง E12-406 (ห้องประชุมกรรมการบัณฑิต)

บัณฑิตวิทยาลัยวันร่องแล้ว



(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัฐ)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 19 เดือน ..... พ.ศ. 2544

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรที่มีความถี่ 3 เท้าโดยใช้OTA ที่มีการชดเชยผลของอูณหภูมิ
นักศึกษา	นางสาวพัชราภรณ์ นิปีทรหัตถพงค์
รหัสนักศึกษา	42061190
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. เกียรติศักดิ์ คมวัชระ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรที่มีความถี่สัญญาณขาเข้าขนาด 3 เท้า โดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอูณหภูมิ ในการสังเคราะห์ความถี่ 3 เท้าได้ใช้ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันตรีโกณ และในการออกแบบวงจรจะอาศัยคุณสมบัติการทำงานของ OTA โดยวงจรจะประกอบด้วยวงจรคูณและวงจร VI ที่ได้รับการปรับปรุงช่วงปฏิบัติงานของอินพุทให้มีย่านใช้งานที่กว้างและมีเสถียรภาพ โดยไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงอูณหภูมิ และเพื่อเป็นการยืนยันวงจรที่ได้นำเสนอ ในวิทยานิพนธ์นี้ จึงได้ทำการจำลองการทำงานโดยวิเคราะห์วงจรด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE และทำการต่อวงจรจริงเพื่อเปรียบเทียบผลทางทฤษฎีและปฏิบัติ ซึ่งผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดลองต่อวงจรจริง เป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์นี้

<b>Thesis Title</b>	OTA-based Temperature-Insensitive Sinusoidal Frequency Tripler
<b>Student</b>	Miss Patcharaporn Nipathahathapong
<b>Student ID.</b>	42061190
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Year</b>	2001
<b>Thesis Advisor</b>	Asist.Prof. Dr. Kiattisak Kumwachara

### ABSTRACT

This thesis presents a generalized approach based on the use of OTAs for designing a sinusoidal frequency triple circuit with insensitive temperature characteristic. The essential concept of a frequency triple synthesis is defined by the relationship of trigonometry function. The proposed circuit consists of multipliers circuits and voltage to current converter circuits. These two circuits use properties of the OTA-based voltage to current converter circuit and OTA-based voltage-multiplier circuits, which are improved dynamics range of signal input and temperature insensitive stability. The PSPICE simulation and the experimental results are employed to confirm the performances of the OTA-based circuit.

# กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร. เกียรติศักดิ์ คมวัชระ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม ชี้แนะแนวทาง และให้คำปรึกษาอย่างทุ่มเทมาโดยตลอดเวลาที่ศึกษา จนทำให้ผู้เขียนมีความสามารถในการวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ขอขอบพระคุณ ศ.ดร. วัลลภ สุระกำพลธร รศ.ดร. วันชัย ธีรรุจา ตลอดจนอาจารย์ทุกท่าน ที่ให้คำปรึกษา แก้ไขปัญหาต่าง ๆ ตลอดจนให้แนวทางปรับปรุงวิทยานิพนธ์ รวมทั้งทีมงานของห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processing ทุกท่านที่ได้เอื้อเฟื้ออุปกรณ์เครื่องมือและสถานที่ในการทำวิจัย ทำให้การเรียบเรียงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ มีคุณภาพยิ่งขึ้น

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ผู้ที่ล่วงลับไปแล้ว ที่คอยห่วงใย ให้กำลังใจ และสนับสนุนในการศึกษา รวมทั้งคณาจารย์ พี่ น้อง ที่คอยช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ แก่ผู้เขียนมาโดยตลอด

ขอขอบคุณคุณอนงค์ ถิ่นทอง คุณธิดาพรรณ แซ่สี คุณสมบัติ หมั่นพันธ์ และเพื่อน ๆ พี่ ๆ น้อง ๆ ทุกท่านที่คอยให้กำลังใจและคอยช่วยเหลือทุก ๆ ด้านอย่างจริงใจ

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติภายใต้โครงการทุนส่งเสริมวิชาชีพนักวิจัย ประเภทรางวัลพัฒนาวิชาชีพนักวิจัย และศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติภายใต้โครงการสนับสนุนการออกแบบวงจรรวมในสถาบันศึกษา ที่ให้ทุนและเครื่องมือสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์นี้

พัชรภรณ์ นีปัทธหัตถพงศ์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	1
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	1
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงาน ไอทีเอ.....	3
2.1 บทนำ.....	3
2.2 หลักการพื้นฐานของ ไอทีเอ.....	3
2.2.1 หลักการ ไอทีเอเบื้องต้น.....	3
2.2.2 การทำงานของ ไอทีเอ.....	6
2.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของ ไอทีเอ.....	10
2.3.1 ค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ต่อสัญญาณขนาดเล็กของ ไอทีเอ.....	10
2.3.2 การควบคุมค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ของ ไอทีเอ.....	12
2.4 บทสรุป.....	12
บทที่ 3 กลุ่มวงจรย่อย.....	12
3.1 บทนำ.....	12
3.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	12
3.2.1 หลักการวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	12
3.2.2 การวิเคราะห์หาสมรรถนะการทำงานของวงจร.....	15

# สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3 วงจรคูณ โดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	21
3.3.1 พื้นฐานวงจรถคูณ.....	21
3.3.2 วงจรคูณ โดยใช้โอทีเอเบื้องต้น.....	22
3.3.3 วงจรคูณ โดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	25
3.4 บทสรุป.....	28
บทที่ 4 วงจรทวีความถี่ 3 เท่าที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	29
4.1 บทนำ.....	29
4.2 หลักการออกแบบวงจร.....	29
4.3 วงจรทวีความถี่ 3 เท่าที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	30
4.3.1 การวิเคราะห์หาสมรรถนะการทำงานของวงจร.....	32
4.4 ผลการเขียนแบบและผลการทดลองการทำงานของวงจร.....	33
4.5 บทสรุป.....	38
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์.....	39
5.1 บทสรุป.....	39
5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ.....	39
เอกสารอ้างอิง.....	40
ภาคผนวก.....	44
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์หาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรถวายความต่าง.....	45
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรทวีความถี่ 3 เท่า.....	49
ภาคผนวก ค. วงจรทวีความถี่ $n$ เท่า โดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	56
ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	61
ประวัติผู้เขียน.....	79

# สารบัญตาราง

ตารางที่.....หน้า

ข.1 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดอนิกส์รวม.....60



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VI ึ่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ.....	3
2.2 วงจรสมมูลย์ของโอทีเอทางอุดมคติ.....	4
2.3 วงจรขยายความต่าง.....	4
2.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต.....	5
2.5 วงจรรวมพื้นฐานของโอทีเอที่ใช้งานทั่วไป.....	7
2.6 สัญลักษณ์ของวงจรรวมพื้นฐานของโอทีเอ.....	10
2.7การใช้งานโอทีเอ เบอร์ LM13600.....	10
2.8 วงจรสมมูลย์ของโอทีเอในทางปฏิบัติ.....	11
3.1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	12
3.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของโอทีเอ.....	14
3.3 กราฟช่วงปฏิบัติงานอินพุตเมื่อมีการปรับค่ากระแส $I_{BI}$ .....	15
3.4 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตเทียบกับอุณหภูมิ.....	16
3.5 วงจรสมมูลย์ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....	18
3.6 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	21
3.7 สัญลักษณ์ของวงจรคูณ.....	22
3.8 วงจรคูณ โดยใช้โอทีเออย่างง่าย.....	23
3.9 วงจรคูณที่ได้รับการปรับปรุง.....	24
3.10 วงจรคูณ โดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	25
3.11 วงจรคูณที่มีการลดจำนวนโอทีเอจากวงจรในรูปที่ 3.10.....	26
3.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุต ของวงจรคูณ โดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ที่อุณหภูมิ 30°C และ 70°C.....	28
4.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรทวิความถี่ 3 เท่า.....	29
4.2 วงจรยกกำลังสอง.....	30
4.3 วงจรทวิความถี่ 3 เท่าที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิที่สมบูรณ์.....	31
4.4 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร: สัญญาณที่ $V_{o1}$ .....	34
4.5 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร: สัญญาณเอาต์พุต $V_{o2}$ .....	34

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 ผลการทดลองจากการต่อวงจรทรีความถี่ 3 เท่าจริง.....	35
4.7 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร: การเปลี่ยนขนาดแอมป์รีจูด ที่เอาท์พุท $V_{o2}$ ต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ.....	35
4.8 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร: สัญญาณเอาท์พุทที่ $V_{o2}$ ต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ.....	36
4.9 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร: ช่วงปฏิบัติงานอินพุต เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $I_{B1}$ .....	36
4.10 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร: องค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรทรีความถี่ 3 เท่า.....	37
4.11 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร: ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร ทรีความถี่ 3 เท่า.....	37
ก.1 วงจรขยายความต่าง.....	45
ข.1 วงจรสมมูลช่วงจรทรีความถี่ 3 เท่า.....	49
ค.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรทรีความถี่ $n$ เท่า.....	56
ค.2 วงจรทรีความถี่ $n$ เท่า.....	57
ค.3 ผลการเขียนแบบการทำงานที่เอาท์พุท $V_{o1}$ , $V_{o2}$ , $V_{o3}$ และ $V_{o4}$ เทียบกับสัญญาณอินพุต.....	59
ค.4 องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของวงจร.....	59

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ได้มีการวิจัยและพัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วมาก ในปัจจุบันนี้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำได้นำมาออกแบบวงจรมากขึ้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบวงจรที่ความถี่ 3 เท้าโดยใช้ไอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ เนื่องจากวงจรที่ความถี่ สัญญาณขนาดต่าง ๆ มีความสำคัญในการประยุกต์ใช้งานการประมวลสัญญาณด้านการสื่อสารเพื่อ การมอดูเลตสัญญาณหรือส่งเคราะห์ความถี่ ในระบบเครื่องมือวัดหรือในระบบควบคุม การสร้างวง จรที่ความถี่ต่าง ๆ ดังกล่าวนั้นโดยทั่วไปเป็นวงจรที่ความถี่ 2 เท้า แต่สำหรับการออกแบบวงจรที่ ความถี่ 3 เท้า นั้นยังคงพบได้น้อย สำหรับวงจรที่ความถี่ 3 เท้าโดยใช้ไอทีเอทีได้มีการออกแบบ แล้วนั้นยังมีข้อจำกัดของช่วงการรับสัญญาณทางด้านอินพุตค่าอยู่ประมาณ 52 mV และการทำงานของ วงจรขยายไอทีเอทีขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง ทำให้ประสิทธิภาพในการนำไปใช้งานนั้นยังไม่ดี มากนัก

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาและออกแบบวงจรที่ความถี่ 3 เท้า โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษา และออกแบบวงจรบนพื้นฐานของ ไอทีเอ โดยในการทำวิทยานิพนธ์ เรื่อง “ วงจรที่ความถี่ 3 เท้า โดยใช้ไอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ” ได้กำหนดจุดประสงค์เอาไว้คือ

1. ค้นคว้าและวิจัยหลักการใหม่ของวงจรที่ความถี่ 3 เท้าโดยใช้ไอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของ อุณหภูมิ
2. วงจรที่ความถี่ 3 เท้าที่ออกแบบนี้สามารถทำงาน ได้โดยไม่ขึ้นตรงต่ออุณหภูมิ ช่วงปฏิบัติ งานอินพุตกว้าง และมีความผิดเพี้ยนทางความถี่ต่ำ
3. สามารถนำไปใช้งานจริงได้ โดยใช้ไอทีเอทีที่มีจำหน่ายในท้องตลาด

### 1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้มีการเสนอแนวความคิดและหลักการใหม่ ในการทำวิทยานิพนธ์ดังนี้

1. ใช้ความสัมพันธ์ทางฟังก์ชันตรีโกณ ในการออกแบบวงจร
2. วงจรที่ออกแบบใช้คุณสมบัติของ ไอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ทำให้วงจรเสถียรภาพ

## ต่ออนุทภูมิ

### 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท และภาคผนวกอีก 4 ภาค โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำจะเป็นการกล่าวถึง วัตถุประสงค์และหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีการทำงานเบื้องต้น การวิเคราะห์หาสมรรถนะ วงจรสมมูลซ์ของโอทีเอ

บทที่ 3 กล่าวถึงโอทีเอที่มีการชดเชยผลของอนุทภูมิและนำโอทีเอที่มีการชดเชยผลของอนุทภูมิมาประยุกต์เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส และวงจรคูณ รวมถึงวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส และวงจรคูณ

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรที่ความถี่ 3 เท่า โดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยผลของอนุทภูมิ วิเคราะห์หาสมรรถนะการทำงานของวงจร รวมทั้งแสดงผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมPSPICE และทำการทดลองต่อวงจรจริง

บทที่ 5 สรุปผลงานที่ได้นำเสนอ ในวิทยานิพนธ์ พร้อมได้นำเสนอแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อไป

ภาคผนวก ก. เป็นการวิเคราะห์หาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยายความต่าง

ภาคผนวก ข. เป็นการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ความถี่ 3 เท่า

ภาคผนวก ค. เป็นการเสนอแนวทางการพัฒนาวงจรให้เป็นวงจรที่ความถี่ ๓ เท่า

ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

## บทที่ 2

# ทฤษฎีการทำงานโอทีเอ

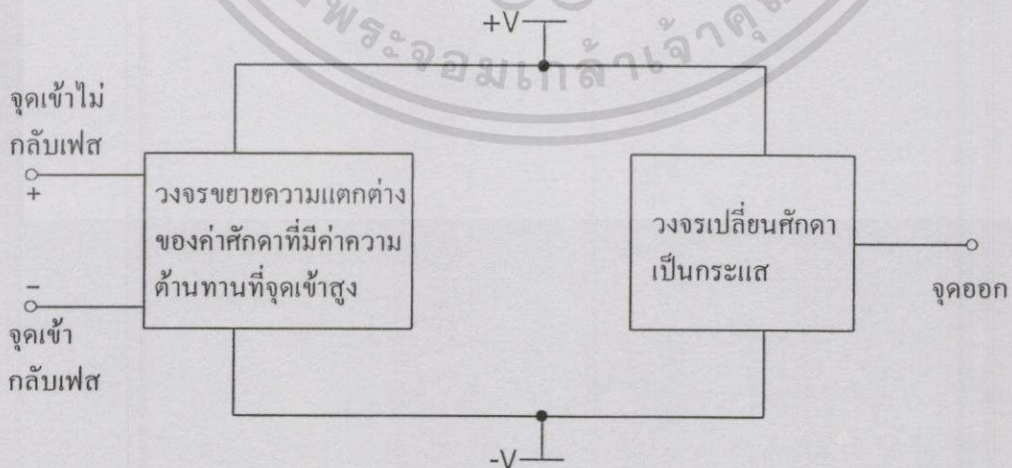
### 2.1 บทนำ

ในการออกแบบบล็อคอโคแกรมของวงจรประมวลผลสัญญาณแบบอนาลอกนั้น วงจรขยาย (Operational Amplifier) มักจะเป็นส่วนประกอบที่สำคัญของวงจร วงจรขยายความนำ (transconductance amplifier) ก็เป็นวงจรขยายประเภทหนึ่งที่ได้มีการนำมาใช้เป็นส่วนประกอบในการออกแบบวงจร อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ประเภทขยายความนำที่เป็นที่รู้จักกันดี คือ โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (active device) โดยทั่วไปโอทีเอสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำในรูปแบบของวงจรรวม (Integrated circuit) ในบทนี้จะกล่าวถึงการทำงานของโอทีเอ ที่เป็นเทคโนโลยีประเภทไบโพลาร์

### 2.2 หลักการพื้นฐานของโอทีเอ

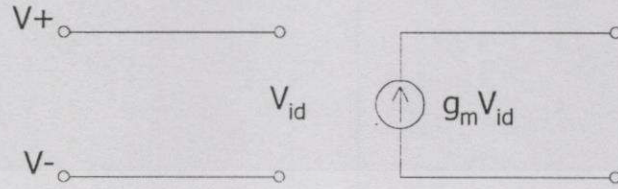
#### 2.2.1 หลักการโอทีเอเบื้องต้น

โอทีเอเป็นวงจรขยายที่ทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าให้เป็นกระแส จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ ทำงานในลักษณะแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Current Source) โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นแรงดัน และสัญญาณเอาต์พุตออกเป็นกระแส ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (transconductance) หรือ  $g_m$  ของโอทีเอสามารถควบคุมได้โดยกระแสไบแอสจากภายนอก และพัฒนาให้สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.1 บล็อคอโคแกรมโครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ

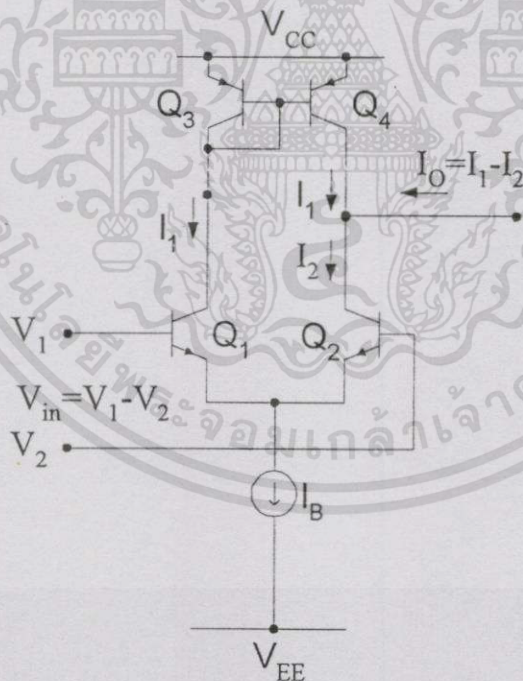
จากรูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมโครงสร้างอย่างง่าย ๆ ของโอทีเอ[1] โดยมีคุณสมบัติพื้นฐานคือมีอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Output Impedance) สูง สำหรับวงจรสมมูลย์ทางอุดมคติแสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของโอทีเอทางอุดมคติ

### 2.2.2 โครงสร้างภายในของโอทีเอ

โครงสร้างภายในของโอทีเอแบบง่ายที่สุดคือวงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) แสดงดังรูปที่ 2.3 ซึ่งจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 1 ตัว



รูปที่ 2.3 วงจรขยายความต่าง

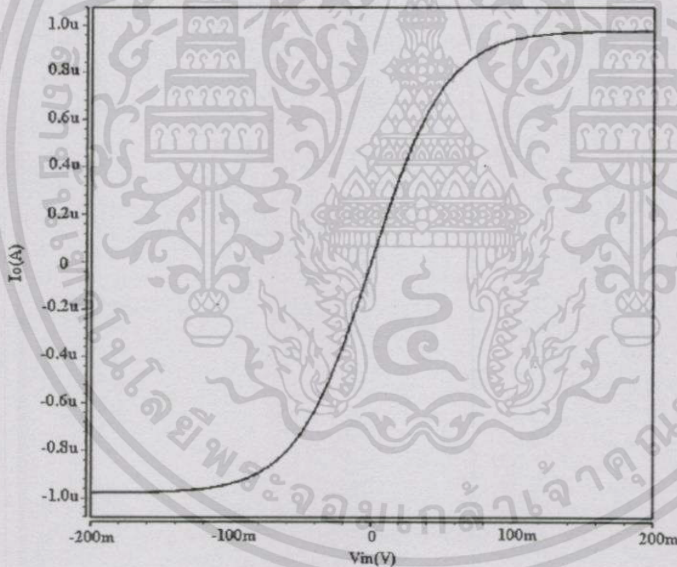
จากวงจรในรูปที่ 2.3 จะมีทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เป็นวงจรขยายความต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  เป็นวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งมีค่าอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยมีกระแส  $I_B$  เป็นกระแสไบแอสให้กับวงจร เมื่อป้อนแรงดันเข้ามาที่  $V_{in}$  จะทำให้เกิดกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ขึ้นที่  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส  $I_1$  จะถูกสะท้อนกระแสเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบลบของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ไปหักลบออกจากค่ากระแส  $I_2$  ที่เกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ซึ่งจะได้กระแสเอาต์พุตเป็นกระแส  $I_o$  มีค่าเท่ากับ  $I_1 - I_2$

ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส  $I_o$  กับค่าแรงดันที่อินพุต  $V_{in}$  ของวงจรขยายความต่างในรูปที่ 2.3 มีค่าเป็นดังสมการที่ (2.1) [ดูการวิเคราะห์ที่ได้ในภาคผนวก ก.]

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) จะสามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต  $I_o$  กับค่าแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ได้ดังรูปที่ 2.4 จากกราฟจะเห็นว่าค่าทรานส์คอนคัคแดนซ์ของโอทีเอจะมีความสัมพันธ์อยู่ในลักษณะของฟังก์ชันไฮเพอร์โบล่าแทนเจนท์ (Hyperbolic-Tangent) โดยในช่วงเชิงเส้นจะอยู่ในช่วงแคบ ๆ แล้วจากนั้นจะเข้าสู่ช่วงอิ่มตัว[1]



รูปที่ 2.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุตของโอทีเอ

จากสมการที่ (2.1) สามารถแสดงค่าทรานส์คอนคัคแดนซ์  $g_m$  ได้ดังนี้

$$g_m = \left. \frac{dI_o}{dV_{in}} \right|_{V_{in}=0} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $I_B$  คือกระแสไบแอสของตัวโอทีเอ

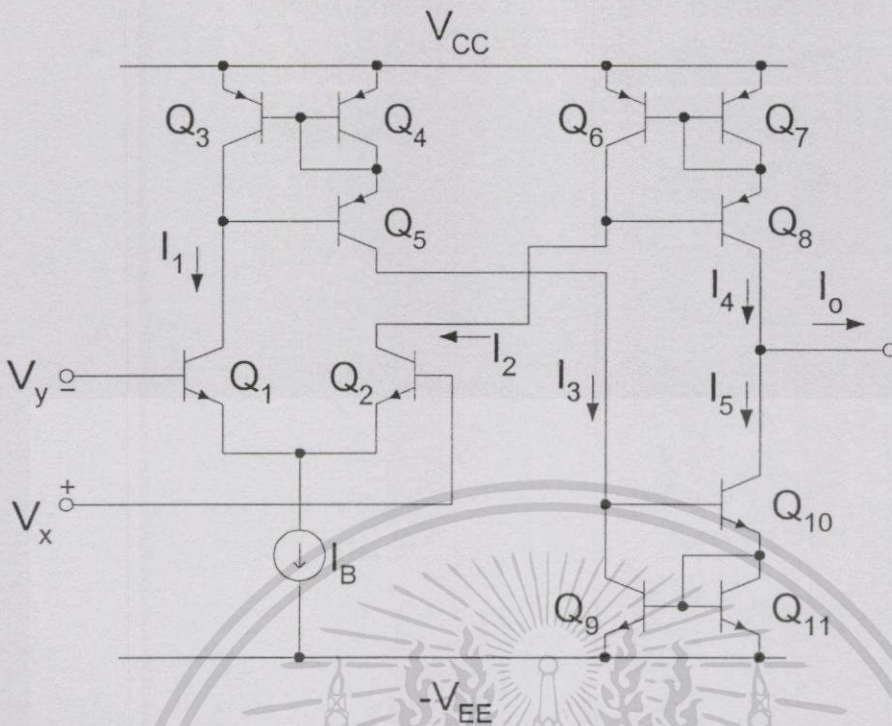
$V_T$  คือแรงดันความร้อนที่เกิดขึ้นภายในตัวโอทีเอ

ดังนั้นจะได้ว่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ของวงจรที่เกิดขึ้นสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงได้ โดยค่าของกระแส  $I_B$  ซึ่งทำให้วงจรดังกล่าวสามารถที่จะควบคุมค่า  $g_m$  ได้ด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์ และผลของแรงดันความร้อนที่เกิดขึ้นจะมีผลต่อค่า  $g_m$  ของโอทีเอ

สำหรับการทำงานของโอทีเอในรูปที่ 2.5 เป็นวงจรโอทีเอที่ใช้งานอยู่ทั่วไป(เช่น ไอซีเบอร์ LM13600) จะประกอบไปด้วยวงจรขยายความต่าง  $Q_1$  และ  $Q_2$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง 3 วงจร ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_3-Q_5$ ,  $Q_6-Q_8$  และ  $Q_9-Q_{11}$  สำหรับการทำงานของวงจรโอทีเอในรูปที่ 2.5 นี้จะกำหนดให้ ทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีความสมพงษ์กันทุกประการ ค่าอัตราขยายกระแส ( $h_{fe}$ ) มีค่าสูง มาก ๆ หรือค่า  $\beta \gg 1$  เพื่อให้กระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก ๆ เมื่อเทียบกับ กระแสของคอลเลคเตอร์ กระแส  $I_B$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่เพื่อจะไบแอสกระแสให้กับโอทีเอ โดยทรานซิสเตอร์  $Q_3$  จะทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ซึ่งมีอัตราการส่งผ่านกระแส เท่ากับหนึ่ง โดยจะทำการสะท้อนกระแสคอลเลคเตอร์จาก  $I_{C3}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $I_B$  ไปยัง  $I_{C4}$  ให้มีค่า เท่ากับ  $I_B$  ด้วย โดยเมื่อป้อนสัญญาณขนาดเล็กน้อยที่อินพุต  $V_x$  เท่ากับที่อินพุต  $V_y$  หรือ  $V_x - V_y = 0$  กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_1$  หรือกระแส  $I_1$  จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  หรือกระแส  $I_2$  ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $I_B/2$  นั่นเอง ในขณะที่เดียวกันวงจรสะท้อน กระแส  $Q_3-Q_5$  และ  $Q_6-Q_8$  จะทำการสะท้อนกระแส ทำให้กระแส  $I_1$  เท่ากับกระแส  $I_3$  และ กระแส  $I_2$  เท่ากับกระแส  $I_4$  ตามลำดับ และในทำนองเดียวกันวงจรสะท้อนกระแส  $Q_9-Q_{11}$  จะ ทำให้กระแส  $I_3$  เท่ากับกระแส  $I_5$  ดังนั้นในกรณีที่  $V_x - V_y = 0$  จะหาค่ากระแสที่เอาต์พุต  $I_o$  ได้ดังนี้

$$I_o = I_4 - I_5 = I_2 - I_1 = 0 \quad (2.3)$$

แต่ถ้าป้อนสัญญาณขนาดเล็กน้อยที่อินพุต  $V_x$  มากกว่าที่อินพุต  $V_y$  หรือ  $V_x > V_y$  สัญญาณนี้จะ บังคับให้กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ไม่เท่ากันเพราะเนื่องจากค่า กระแสคอลเลคเตอร์ ( $I_C$ ) และแรงดันระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) มีความสัมพันธ์กันดังสม การต่อไปนี้



รูปที่ 2.5 วงจรรวมพื้นฐานของไอทีโอที่ใช้กันทั่วไป

$$I_c = I_s \exp \frac{qV_{BE}}{kT} \quad (2.4)$$

เมื่อ  $I_s$  คือ ค่ากระแสย้อนกลับอิมิตัว

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

$q$  คือ ค่าประจุของอิเล็กตรอน ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $1.6 \times 10^{-19}$  คูโลมบ์

$T$  คือ ค่าอุณหภูมิในหน่วยของสาคลวิน (K)

และ  $kT/q$  นี้มีค่าเทียบเท่าเป็นค่าแรงดันที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งมักเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์

$V_T$  มีค่าประมาณ 26 mV ที่ 300K ดังนั้นสำหรับในกรณีที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีพื้นที่รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เท่ากัน จะได้ว่าค่ากระแสย้อนกลับอิมิตัว  $I_s$  จะมีค่าเท่ากัน ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าผลต่างของแรงดัน  $V_x$  และ  $V_y$  กับค่ากระแสคอลเลคเตอร์ ดังต่อไปนี้

$$(V_x - V_y) = \left( \frac{kT}{q} \right) \ln \left( \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) \quad (2.5)$$

เมื่อ  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  คือ กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  หรือกระแส  $I_1$  และ

$I_2$  ตามลำดับ ถ้าค่าผลต่างของแรงดัน  $V_x$  และ  $V_y$  มีค่าเล็กน้อย ประมาณเป็นมิลลิโวลต์ (mV)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แล้ว จะได้  $I_{C1} \approx I_{C2} \approx I_B/2$  หรืออัตราส่วน  $I_{C2}/I_{C1}$  จะมีค่าเข้าใกล้ 1 จากอนุกรมของเทเลอร์ (Taylor's series expansion) ซึ่งมีรูปแบบดังต่อไปนี้[2]

$$f(x) = f(0) + f'(0)x + \frac{f''(0)}{2!}x^2 + \frac{f'''(0)}{3!}x^3 + \dots \quad (2.6)$$

จากสมการที่ (2.6) ถ้ากำหนดให้  $f(x) = e^x$  จะได้ว่า

$$e^x = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \dots \quad (2.7)$$

ถ้ากำหนดค่าให้

$$x = \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (2.8)$$

แทนค่าจากสมการที่ (2.8) ลงในสมการที่ (2.7) จะได้ว่า

$$e^x = e^{\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \dots \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) ถ้าประมาณค่าของอนุกรมเทเลอร์เพียงแค่ 2 เทอมแรกจะได้ว่า

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \cong 1 + x \quad (2.10)$$

หรือ

$$x \cong \frac{I_{C2}}{I_{C1}} - 1 \cong \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} \quad (2.11)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (2.8) กับ (2.11) จะได้ว่า

$$x = \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \cong \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.5) และ (2.12) จะประมาณได้ว่า

$$(V_x - V_y) \cong \frac{kT}{qI_{C1}}(I_{C2} - I_{C1}) = \frac{kT}{qI_B/2}(I_{C2} - I_{C1}) \quad (2.13)$$

จากสมการที่ (2.3) จะได้ว่า

$$(V_x - V_y) = \frac{2kT}{qI_B}(I_2 - I_1) = \frac{2kT}{qI_B}I_o \quad (2.14)$$

หรือ

$$I_o = \frac{I_B}{2\left(\frac{kT}{q}\right)}(V_x - V_y) \quad (2.15)$$

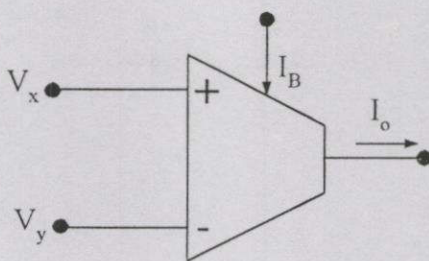
หรือ

$$I_o = \frac{I_B}{2V_T}(V_x - V_y) \quad (2.16)$$

เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่เอาต์พุต  $I_o$  และแรงดันอินพุต  $(V_x - V_y)$  ของโอทีเอ ดังนี้

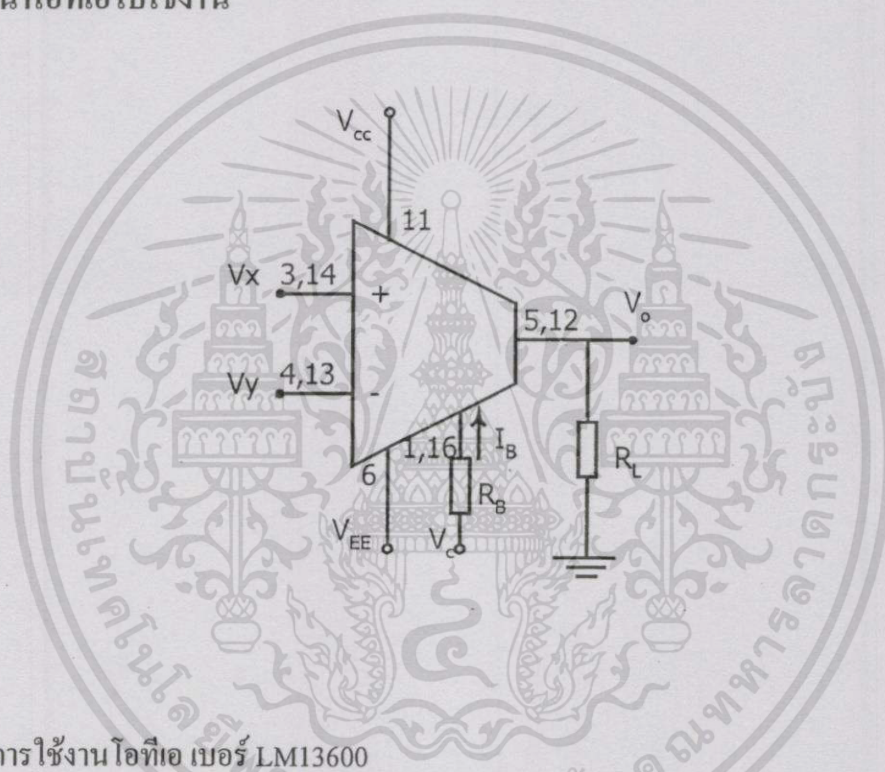
$$I_o = g_m(V_x - V_y) \quad (2.17)$$

ดังนั้นสรุปได้ว่า สามารถปรับเปลี่ยนค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ได้ด้วยการปรับค่ากระแสควบคุม  $I_B$  ถ้าสัญญาณที่อินพุตของโอทีเอมีค่าน้อยพอควรแล้ว  $I_{C2}/I_{C1}$  จะมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง จะทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่อินพุตและกระแสที่เอาต์พุตของโอทีเอดังแสดงในสมการที่ (2.17) กล่าวคือ โอทีเอจะทำงานได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่อินพุตและกระแสที่เอาต์พุตเป็นเชิงเส้น



รูปที่ 2.6 สัญลักษณ์วงจรรวมพื้นฐานของโอทีเอ

### 2.3 การนำโอทีเอไปใช้งาน



รูปที่ 2.7 การใช้งาน โอทีเอ เบอร์ LM13600

จากรูปที่ 2.7 เป็นการนำโอทีเอไปใช้งาน โดยใช้โอทีเอ เบอร์ LM13600 ซึ่งในทางปฏิบัตินั้น การป้อน  $I_B$  ในขาที่ 1,16 ได้ดังสมการ

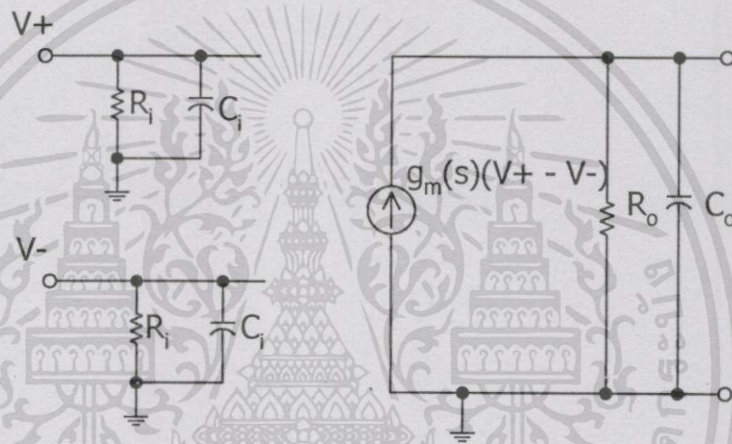
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{EE} - 2V_d}{R_B} \quad (2.18)$$

$V_d$  คือแรงดันที่รอยต่อของเบส-อิมิตเตอร์ ที่อยู่ภายในไอซีซึ่งมีค่าประมาณ 0.6-0.7 โวลต์

สำหรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ของวงจรถูกควบคุมได้ด้วยค่ากระแส  $I_B$  โดยที่อุณหภูมิรอบข้าง จะกำหนดให้ค่าแรงดันความร้อน  $V_T=26\text{mV}$  ซึ่งค่า  $g_m$  ของโอทีเอจะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} g_m (\text{mS}) &= \frac{I_B}{2V_T} \\ &= 19.2 \times I_B (\text{mA}) \end{aligned} \quad (2.19)$$

สำหรับการวงจรมูลย์ของโอทีเอในทางปฏิบัติ นั้น แสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.8 วงจรมูลย์ของโอทีเอในทางปฏิบัติ

โดย  $C_1, C_0$  คือค่าคาปาซิแตนซ์ทางอินพุตและเอาต์พุตตามลำดับ

$R_1, R_0$  คือค่าความต้านทานทางอินพุตและเอาต์พุตตามลำดับ

ซึ่งค่า  $C_1, C_0, R_1, R_0$  สามารถกำหนดได้จาก[33]

## 2.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้พิจารณาถึงคุณสมบัติโอทีเออย่างคร่าว ๆ โดยโอทีเอทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันที่อินพุตให้เป็นกระแสที่เอาต์พุต โดยสามารถที่จะควบคุมค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ได้ด้วยกระแสควบคุมจากภายนอก  $I_B$  จากคุณสมบัติดังกล่าวจะเห็นได้ว่าโอทีเอถูกจำกัดในเรื่องของอุณหภูมิ นั่นคือยังมีเทอม  $V_T$  และข้อจำกัดในการใช้งานของช่วงปฏิบัติงานอินพุตซึ่งมีค่าประมาณ  $52 \text{ mV}$  ดังนั้นจึงได้มีการปรับปรุงโอทีเอขึ้นดังจะกล่าวต่อไปในบทที่ 3

## บทที่ 3

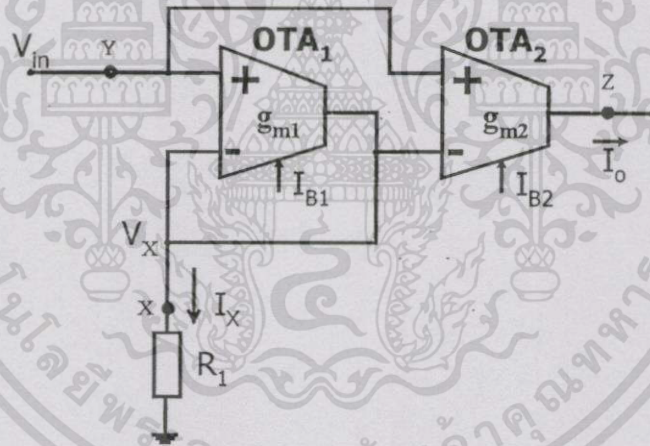
### กลุ่มวงจรย่อย

#### 3.1 บทนำ

จากหลักการทํางานของโอทีเอทีที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 จึงได้มีการนำโอทีเอทีเอมาประยุกต์ใช้งาน เช่น วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส วงจรค่าความต้าน วงจรคูณ[7] แต่โอทีเอทีเอจะถูกจำกัดการใช้งานของสัญญาณความถี่ที่อินพุต และมีอิทธิพลของอุณหภูมิที่ติดอยู่ในเทอม  $V_T$  ดังนั้นในบทนี้ได้แสดงการนำโอทีเอทีเอมาประยุกต์ใช้เป็นวงเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสและวงจรคูณที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ และยังสามารถปรับปรุงช่วงปฏิบัติการอินพุตให้กว้างขึ้น

#### 3.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

##### 3.2.1 หลักการวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ[8]



รูปที่ 3.1 หลักการเบื้องต้นโอทีเอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิที่ทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายแรงดันเป็นกระแส

จากรูปที่ 3.1 [4] แสดงหลักการเบื้องต้นของวงจรถ่ายแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอทีเอ  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  โดยมีกระแส  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  เป็นกระแสควบคุมจากภายนอกของโอทีเอทีเอ  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  ตามลำดับ เมื่อป้อนแรงดัน  $V_{in} > 0$  เข้าที่อินพุต (+) ของโอทีเอทีเอ  $OTA_1$  แรงดัน  $V_{in}$  จะถูกส่งผ่านไปยังอินพุต (-) ของโอทีเอทีเอ  $g_{m1}$  มีค่าเท่ากับ  $V_x$  แล้วแรงดัน  $V_x$  จะเปลี่ยนเป็นกระแส  $I_x$  ดังสมการต่อไปนี้

$$I_x = \frac{V_x}{R_1} \quad (3.1)$$

หรือ

$$I_x = g_{m1} (V_{in} - V_x) \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.1) และ (3.2) จะได้

$$V_x = \frac{R_1 g_{m1}}{(1 + R_1 g_{m1})} V_{in} \quad (3.3)$$

และในขณะเดียวกัน อินพุตของโอทีเอ  $g_{m2}$  ต่อกับแรงดัน  $V_{in}$  และแรงดัน  $V_x$  ที่อินพุต (+) และ (-) ตามลำดับ ซึ่งจะทำให้เกิดกระแส  $I_o$  ที่เอาต์พุต ดังสมการต่อไปนี้

$$I_o = g_{m2} (V_{in} - V_x) \quad (3.4)$$

เมื่อแทนค่าแรงดัน  $V_x$  จากสมการที่ (3.3) ลงในสมการที่ (3.4) จะได้ว่า

$$I_o = \frac{g_{m2}}{(1 + R_1 g_{m1})} V_{in} \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.5) ถ้าออกแบบให้  $R_1 g_{m1} \gg 1$  จะได้กระแส  $I_o$  ประมาณค่าได้ดังนี้

$$I_o = \frac{g_{m2}}{R_1 g_{m1}} V_{in} \quad (3.6)$$

จาก  $g_m = \frac{I_B}{2V_T}$  จะได้กระแสที่เอาต์พุตของโอทีเอ  $I_o$  ดังนี้

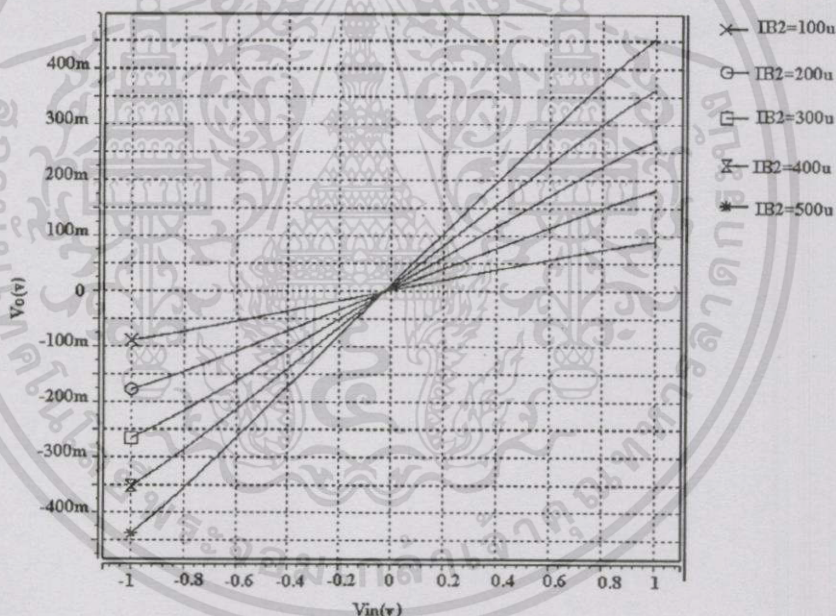
$$I_o = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_{in}}{R_1} \quad (3.7)$$

หรือ

$$I_o = A_G \frac{V_{in}}{R_1} \tag{3.8}$$

เมื่อ  $A_G$  คืออัตราขยายกระแสระหว่างกระแส  $I_{B2}$  และ  $I_{B1}$

จากสมการที่ (3.8) จะเห็นได้ว่าค่ากระแส  $I_o$  จะขึ้นอยู่กับกระแส  $I_{B2}$  และ  $I_{B1}$  ทำให้สามารถลดผลกระทบของอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_{m2}$  และ  $g_{m1}$  ได้ตั้งนั้นวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นมาจึงเป็นวงจรที่เสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิสูงและนอกจากนั้นอัตราขยายของกระแสควบคุม  $A_G$  สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ดังรูปที่ 3.2 เมื่อมีการปรับค่ากระแส  $I_{B2}$  เพิ่มขึ้นจะทำให้อัตราขยายเพิ่มขึ้น



รูปที่ 3.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของโอทีเอ

### 3.2.2 การวิเคราะห์หาสมรรถนะการทำงานของวงจร

การทำช่วงปฏิบัติงานอินพุตของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส จากสมการที่ (3.5) สามารถเขียนเป็นสมการใหม่ได้คือ

$$I_o = \frac{I_{B2}}{2V_T + I_{B1}R_1} V_{in} \quad (3.9)$$

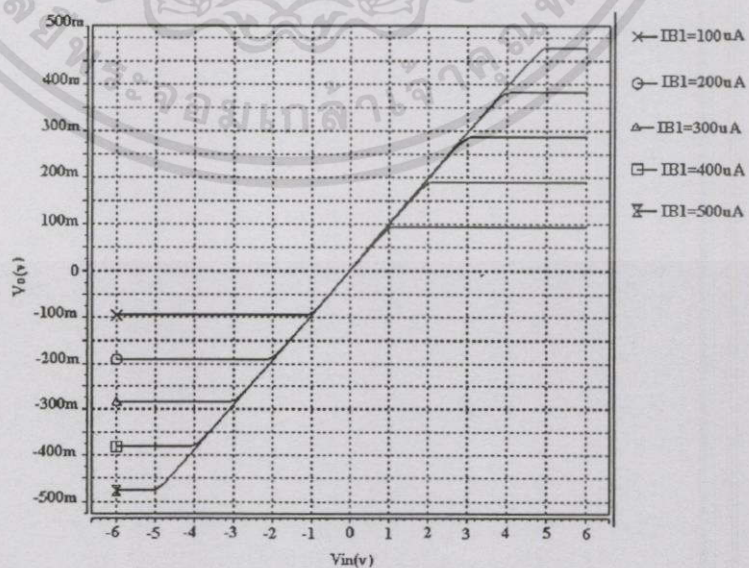
ถ้ากำหนดให้  $I_o = I_{B2}$  ดังนั้น

$$V_{in} = 2V_T + I_{B1}R_1 \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) ช่วงปฏิบัติงานของอินพุต  $V_{in}$  เป็นไปตามสมการ

$$-2V_T - I_{B1}R_1 \leq V_{in} \leq 2V_T + I_{B1}R_1 \quad (3.11)$$

สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 เมื่อมีการปรับค่ากระแสไบแอส  $I_{B1}$  เพิ่มมากขึ้นจะทำให้ช่วงปฏิบัติงานอินพุตเพิ่มขึ้นตามสมการที่ (3.11)



รูปที่ 3.3 กราฟช่วงปฏิบัติงานอินพุตเมื่อมีการปรับกระแสไบแอส  $I_{B1}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

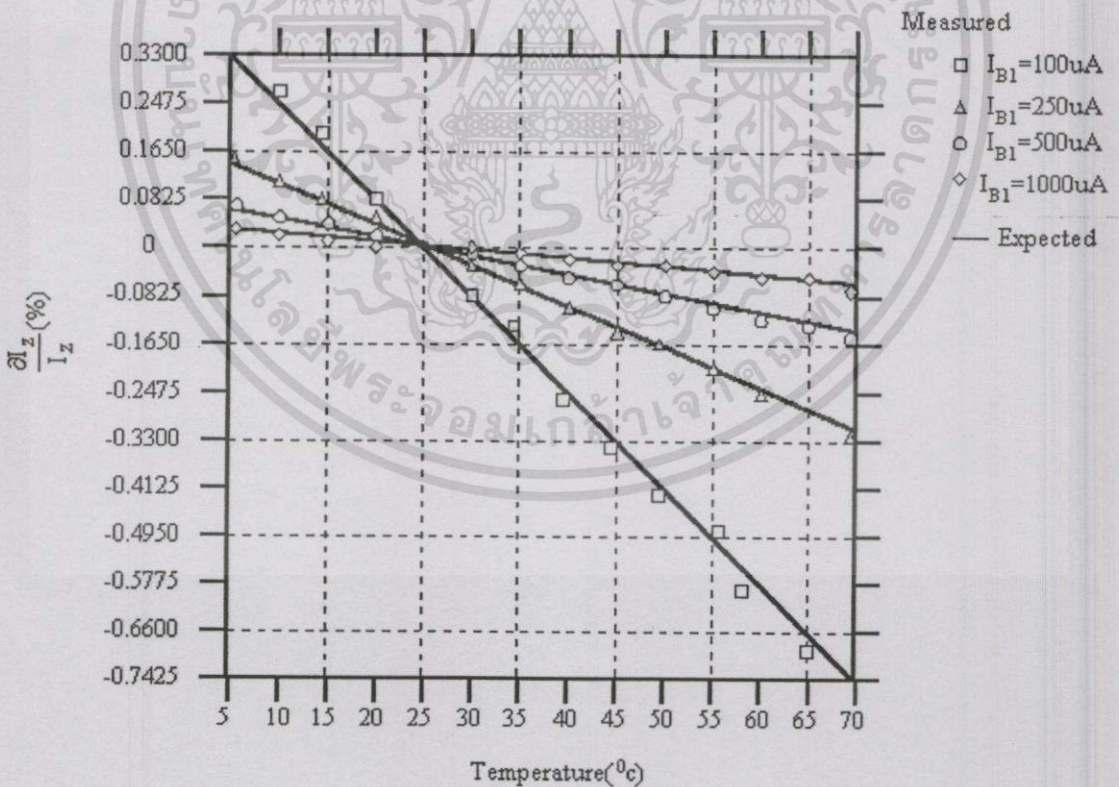
### การวิเคราะห์ค่าความไว

ในการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งเป็นการจัดการเปลี่ยนแปลงของคุณสมบัติบางอย่างที่จะมีผลต่อส่วนประกอบส่วนใดส่วนหนึ่งหรือหลาย ๆ ส่วนในวงจรนั้น ๆ ซึ่งวงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิควรจะให้ความไวต่ำที่สุดเพื่อรักษาเสถียรภาพของวงจร โดยสมการความไวของวงจร สามารถเขียนได้ดังนี้[13]

$$S_x^Y = \frac{\partial \ln Y}{\partial \ln X} \quad (3.12)$$

$$= \frac{\partial Y/Y}{\partial X/X} \quad (3.13)$$

จากสมการที่(3.13) หมายความว่า ความไวของตัวแปร Y เมื่อเทียบกับตัวแปร X ซึ่งอาจจะอยู่ในรูปแบบของเปอร์เซ็นต์ การเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ Y ต่อเปอร์เซ็นต์ การเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ X ซึ่งโดยทั่ว ๆ ไปแล้วค่า Y จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของ X ที่เปลี่ยนแปลงไป



รูปที่ 3.4 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตเทียบกับอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 3.1 นั้นสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวซึ่งเป็นตัวบอกประสิทธิภาพของวงจรได้คือ ความไวของกระแสเอาต์พุตเทียบกับอุณหภูมิ จะมีสมการคือ

$$S_T^{I_o} = \frac{T}{I_z} \frac{\partial I_o}{\partial T} \tag{3.14}$$

จากสมการที่(3.14) สามารถหาค่าความไวของกระแส  $I_o$  เทียบกับ  $T$  ของสมการที่(3.5)ได้เป็น

$$S_T^{I_o} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}R_1} \tag{3.15}$$

หรือสามารถเขียนอยู่ในรูปของค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตได้

$$\frac{\partial I_o}{I_o} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}R_1} \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \tag{3.16}$$

$T$  คืออุณหภูมิ และ  $\Delta T$  คืออุณหภูมิที่เปลี่ยนไป ถ้า  $V_T = 26mV$  ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุต มีค่าประมาณ 0.2% ซึ่งจากสมการที่ (3.16) ค่าความไวของกระแสเอาต์พุตเทียบกับอุณหภูมิจะลดลง ถ้าเพิ่มค่า  $g_{m1}R_1$  เพราะค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  จะมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นกับกระแส

**การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร**

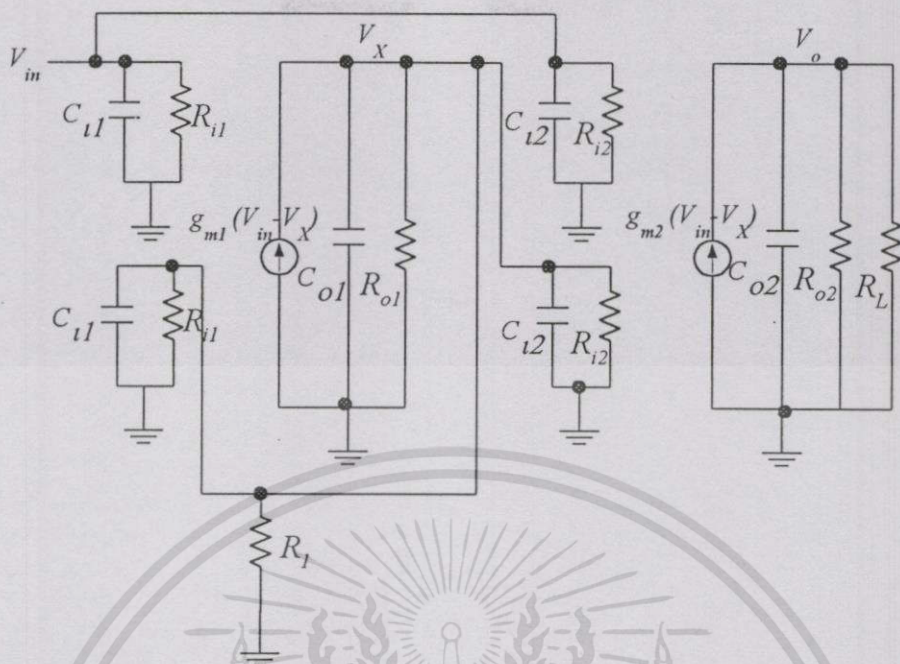
จากวงจรดังรูปที่ 3.1 วงจรประกอบด้วยโอทีโอทีที่ต่อร่วมกันเป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส และความต้านทานภายนอก  $R_L$  ดังนั้นสามารถแสดงวงจรสมมูลย์ของวงจรดังรูปที่ 3.5 และวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังต่อไปนี้[2]

พิจารณาที่ Node  $V_x$  จะได้ดังนี้

$$g_{m1} (V_+ - V_-) = V_x \left( \frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_{i2}} + \frac{1}{R_{o1}} + \frac{1}{R_1} + s(C_{o1} + C_{i1} + C_{i2}) \right) \tag{3.17}$$

$$g_{m1} (V_m - V_x) = V_x \left( \frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_{i2}} + \frac{1}{R_{o1}} + \frac{1}{R_1} + s(C_{o1} + C_{i1} + C_{i2}) \right) \tag{3.18}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

$$(3.19) \quad g_{m1} V_{in} = \left( g_{m1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_{i2}} + \frac{1}{R_{o1}} + s(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1}) \right) V_X$$

เนื่องจาก  $R_{i1}, R_{i2}, R_{o1} \gg R_1$   
ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} \frac{V_X}{V_{in}} &= \frac{g_{m1}}{g_{m1} + \frac{1}{R_1} + s(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})} \\ &= \frac{g_{m1} R_1}{1 + g_{m1} R_1 + R_1 s(C_{i1} + C_{i2} + C_{o1})} \end{aligned} \quad (3.20)$$

กำหนดให้

$$g_{m1} = g_{m1}(s) = \frac{g_{m1}(0)\omega_1}{s + \omega_1} \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $\omega_1$  คือความถี่สูงสุดที่โอทีเอ(OTA1)สามารถปฏิบัติงานได้ (Cutoff Frequency)  
แทนค่า  $g_{m1}$  จากสมการที่ (3.20) ในสมการที่ (3.19) จะได้

$$\frac{V_X}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1}(0)\omega_1}{s+\omega_1}}{\left(\frac{1}{R_1} + s(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1}) + \frac{g_{m1}(0)\omega_1}{s+\omega_1}\right)} \quad (3.22)$$

$$\frac{V_X}{V_{in}} = \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1} \left( \frac{1}{s^2 + s \left( \frac{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})\omega_1 R_1 + 1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1} \right) + \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1 + \omega_1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1}} \right) \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.23) จะมีความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ( $\omega_n$ )

$$\omega_n^2 = \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1 + \omega_1}{(C_{i1}+C_{i2}+C_{o1})R_1} \quad (3.24)$$

และพิจารณาอัตราส่วนหน่วง ( $\zeta$ ) ได้จาก

$$2\zeta\omega_n = \left( \frac{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})\omega_1 R_1 + 1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1} \right) \quad (3.25)$$

พิจารณาที่กระแสเอาต์พุตที่โหนด  $V_o$

$$g_{m2}(V_+ - V_-) = V_o \left( \frac{1}{R_{o2}} + sc_{o2} + \frac{1}{R_L} \right) \quad (3.26)$$

$$g_{m2}(V_{in} - V_X) = V_o \left( \frac{1}{R_{o2}} + sc_{o2} + \frac{1}{R_L} \right) \quad (3.27)$$

เนื่องจาก  $R_{o2} \gg R_L$  และจากสมการที่(3.23)เขียนใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_X = \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1} \left( \frac{1}{s^2+s \left( \frac{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})\omega_1 R_1+1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1} \right) + \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1+\omega_1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1}} \right) V_{in} \quad (3.28)$$

แทนสมการที่(3.28)ในสมการที่(3.27) ดังนั้น

$$g_{m2} V_{in} - \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1} \left( \frac{1}{s^2+s \left( \frac{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})\omega_1 R_1+1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1} \right) + \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1+\omega_1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1}} \right) V_{in} \quad (3.29)$$

$$= V_o \left( s c_{o2} + \frac{1}{R_L} \right)$$

กำหนดให้

$$g_{m2} = g_{m2}(s) = \frac{g_{m2}(0)\omega_2}{s+\omega_2} \quad (3.30)$$

โดยที่  $\omega_2$  คือความถี่สูงสุดที่โอทีเอ(OTA2)สามารถปฏิบัติงานได้ (Cutoff Frequency)

แทนค่า  $g_{m2}$  จากสมการที่ (3.30) ในสมการที่ (3.29) จะได้

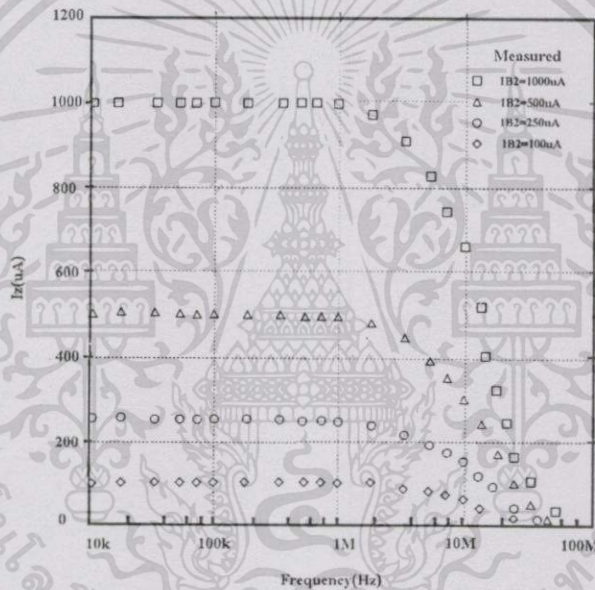
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left( \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1 g_{m2}(0)\omega_2}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1} \right) \left( \frac{s^2+s \left( \frac{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})\omega_1 R_1+1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1} \right) + \frac{\omega_1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1}}{s^2+s \left( \frac{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})\omega_1 R_1+1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1} \right) + \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1+\omega_1}{(c_{i1}+c_{i2}+c_{o1})R_1}} \right) \left( \frac{1}{s+\omega_2} \right) \left( \frac{1}{s c_{o2} + \frac{1}{R_L}} \right) \quad (3.31)$$

ซึ่ง  $C_{i1}$  และ  $C_{i2}$  เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ทางอินพุตของ OTA1 และ OTA2 ตามลำดับ  $C_{o1}$  และ  $C_{o2}$  คือค่าคาปาซิแตนซ์ทางเอาต์พุตของ OTA1 และ OTA2 ตามลำดับ  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  คือความถี่คัทออฟเชิงมุมของ OTA1 และ OTA2 ตามลำดับ โดยโอทีเอที่มีจำหน่ายในปัจจุบันเช่น LM13600[33] จะมี  $C_{i1} = C_{i2} = 5.1\text{pF}$ ,  $C_{o1} = C_{o2} = 4.5\text{pF}$ , และ  $\omega_1 = 12.6 \times 10^6 \text{ rad/s}$  และกำหนดให้  $R_1=10\text{K}\Omega$  และ  $R_L=1\text{K}\Omega$

จากสมการ (3.24) และสมการ (3.25) ที่พอร์ท X จะมีความถี่เชิงมุมธรรมชาติและอัตราการ  
หน่วง  $41.2 \times 10^6$  rad/s และ 0.2 ตามลำดับ ดังนั้นจะสามารถหาแบนวิดท์ที่พอร์ท X ได้จาก[34]

$$BW = \omega_n \left[ (1 - 2\zeta^2) + \sqrt{4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.32)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.32) สามารถหาผลการตอบสนองทางความถี่ที่พอร์ท X ได้ประมาณ 9.9MHz  
และจากสมการที่ (3.31) สามารถหาผลการตอบสนองทางความถี่ที่พอร์ท Z ได้ประมาณ 2 MHz ซึ่ง  
จะเห็นได้ว่าค่าตอบสนองทางความถี่ที่พอร์ท X จะไม่เป็นสาเหตุให้ถูกจำกัดทางด้านความถี่ที่พอร์  
ท Z ดังนั้นการตอบสนองทางความถี่ของวงจรในรูปที่ 3.1 ที่พอร์ท Z จะมีประมาณ 2 MHz

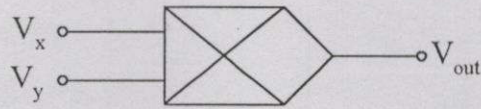


รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

### 3.3 วงจรคูณที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

#### 3.3.1 พื้นวงจรคูณ

วงจรคูณอนาลอกเป็นวงจรอีกวงจรหนึ่งที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรอนาลอกฟังก์ชัน โดยเฉพาะวงจรคูณที่คูณ 2 สัญญาณอินพุตซึ่งได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างมากมายเช่น วงจรถอดรอก วงจรฟิลเตอร์ วงจรรากของกำลังสองเฉลี่ย (root-mean-square) เป็นต้น สัญลักษณ์ของวงจรคูณสองอินพุตโดยทั่วไปดังรูปที่ 3.7[14]



รูปที่ 3.7 สัญลักษณ์วงจรรวม

ฟังก์ชันสำหรับการคูณแรงดันสองอินพุตคือ

$$V_o = k V_x V_y \quad (3.33)$$

$K$  เป็นค่าคงที่ซึ่งแทนค่าองค์ประกอบมาตราส่วน (scale factor) โดยมีค่าขึ้นอยู่กับโครงสร้างของวงจรรวมสัญญาณ

### 3.3.2 วงจรรวมโดยใช้ไอทีเอเบื้องต้น

เนื่องจากวงจรรวมที่เป็นวงจรรวมมีราคาแพง ดังนั้น วงจรขยายไอทีเอ จึงได้รับการสนใจและนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรรวม ซึ่งในการสร้างวงจรรวมสัญญาณโดยใช้ไอทีเอนั้น โดยทั่วไปอาศัยความสัมพันธ์พื้นฐานระหว่างค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) กับแรงดันอินพุต และกระแสเอาต์พุต รวมทั้งความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอส กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ กล่าวคือจะใช้ความสัมพันธ์ [15]-[19]

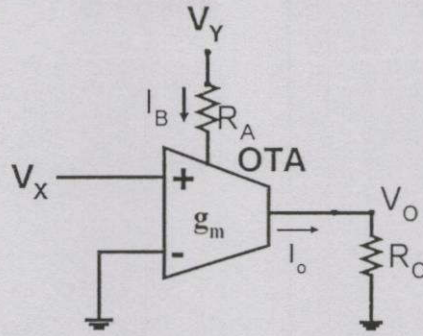
$$I_o = g_m V_i \quad (3.34)$$

และ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (3.35)$$

มาประยุกต์ใช้โดยตรง ซึ่งรูปแบบการคูณอย่างง่าย ๆ โดยใช้ไอทีเอ เพียงตัวเดียวต่ออยู่กับแรงดันไฟฟ้าดังรูป 3.8 จะให้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$V_i = V_x \quad (3.36)$$



รูปที่ 3.8 วงจรคูณ โดยใช้โอทีเออย่างง่าย

$$I_B = \frac{(V_Y + V_{CC} - V_{BE})}{R_A} \quad (3.37)$$

เมื่อ  $V_{CC}$  คือแรงดันไฟฟ้าคงที่ที่ใช้เพื่อการไบแอสของโอทีเอ ดังนั้นเมื่อใช้ความสัมพันธ์ต่าง ๆ ดังกล่าวแล้วข้างต้นจะได้ว่า

$$I_o = \frac{(V_x)(V_Y + V_{CC} - V_{BE})}{2R_A V_T} \quad (3.38)$$

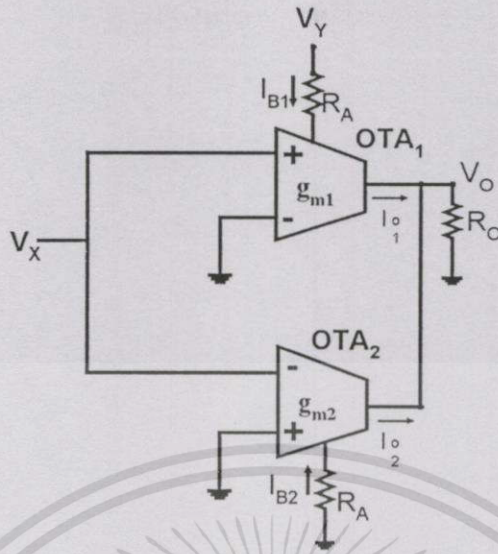
$$= \frac{(V_x V_Y) + (V_x)(V_{CC} - V_{BE})}{2R_A V_T} \quad (3.39)$$

นั่นคือแรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุทคือ

$$V_o = I_o R_L \quad (3.40)$$

$$V_o = \frac{(V_x V_Y) + (V_x)(V_{CC} - V_{BE})R_L}{2R_A V_T} \quad (3.41)$$

จากสมการ(3.33) พบว่าผลคูณของสัญญาณ  $V_x$  และ  $V_Y$  มีส่วนทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุท โดยที่ยังมีเทอม  $(V_x)(V_{CC} - V_{BE})$  รวมอยู่ด้วยดังนั้นจึงได้มีการดัดแปลงวงจรดังรูป3.9



รูปที่ 3.9 วงจรคูน โดยใช้โอทีเอทีที่ได้รับการปรับปรุง

จากรูป พิจารณาที่  $g_{m1}$  พบว่า

$$I_{B1} = \frac{(V_y + V_{cc} - V_{BE})}{R_A} \tag{3.42}$$

$$I_{o1} = g_{m1}(V_x) \tag{3.43}$$

$$= \frac{I_{B1}}{2V_T}(V_x) \tag{3.44}$$

$$= \frac{V_x(V_y + V_{cc} - V_{BE})}{2V_T R_A} \tag{3.45}$$

พิจารณาที่  $g_{m2}$

$$I_{B2} = \frac{(V_{cc} - V_{BE})}{R_A} \tag{3.46}$$

$$I_{o2} = -g_{m2}(V_x) \tag{3.47}$$

$$= -\frac{I_{B2}}{2V_T}(V_x) \quad (3.48)$$

$$= -\frac{V_x(V_{cc}-V_{BE})}{2V_T R_A} \quad (3.49)$$

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต

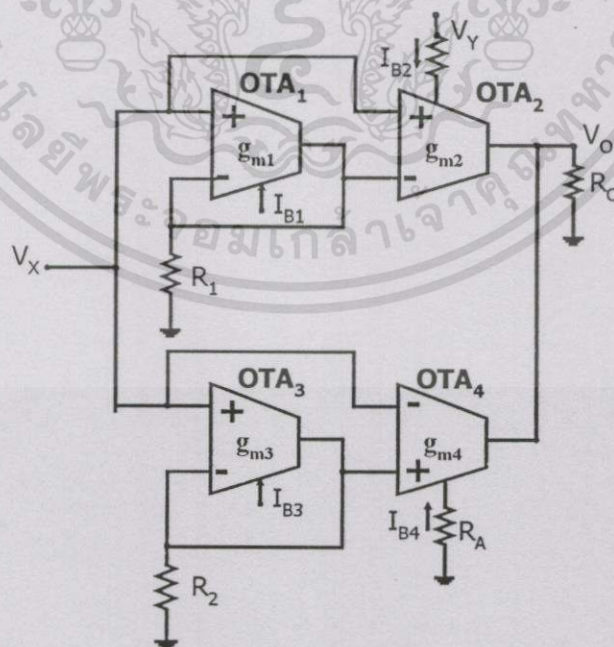
$$V_o = (I_1 + I_2)R_o \quad (3.50)$$

$$= \left[ \frac{V_x(V_y + V_{cc} - V_{BE})}{2V_T R_A} - \frac{V_x(V_{cc} - V_{BE})}{2V_T R_A} \right] R_o \quad (3.51)$$

$$V_o = \left( \frac{V_x V_y}{2V_T R_A} \right) R_o \quad (3.52)$$

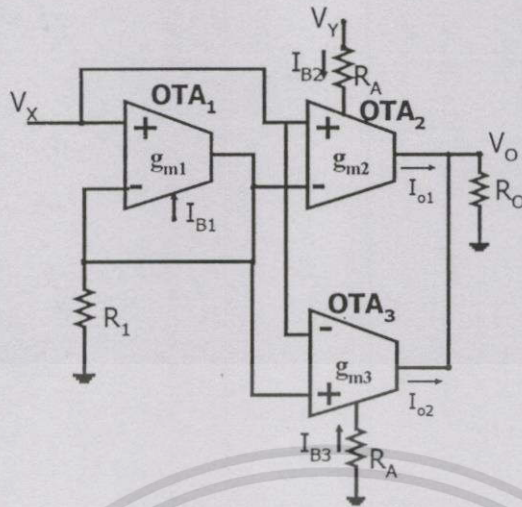
### 3.2.3 วงจรคูณโดยใช้โอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

วงจรคูณโดยใช้โอทีเอทีที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.2.2 นั้น พบว่ายังมีผลของอุณหภูมิจึงได้มีการปรับปรุงโอทีเอทีดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรคูณ โดยใช้โอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรคูณที่ลดจำนวนโอทีเอจากวงจรในรูปที่ 3.10

จากรูปที่ 3.10 วงจรประกอบไปด้วยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ 2 ชุด โดยที่วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสชุดแรกทำการคัดแปลงแหล่งจ่ายกระแสที่ไบแอสให้กับ  $OTA_2$  มาเป็นแรงดันอินพุต แล้วใช้ตัวต้านทาน  $R_A$  แปลงเป็นกระแสเพื่อไบแอส  $OTA_2$  เช่นเดิม สำหรับวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสชุดที่ 2 จะทำการสลับการให้แรงดันขา(+) และ(-) เพื่อให้กระแสมีทิศตรงข้ามกับชุดแรก และได้ทำการเปลี่ยนแหล่งจ่ายกระแสที่ไบแอส  $OTA_4$  เช่นเดียวกับชุดแรกโดยต่อตัวต้านทานกับกราวด์ จากวงจรจะเห็นได้ว่า  $OTA_1$  และ  $OTA_3$  จะทำหน้าที่เป็นวงจรแรงดันตาม(voltage follower)เช่นเดียวกัน ดังนั้นวงจรสามารถสรุปได้ดังวงจรในรูป 3.11

จากรูปที่ 3.11 พบว่า

$$I_{B2} = \frac{(V_y + V_{CC} - V_{BE})}{R_A} \quad (3.53)$$

และ

$$I_{B3} = \frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R_A} \quad (3.54)$$

พิจารณา  $OTA_1$  และ  $OTA_2$  เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ดังนั้นจากสมการที่ (3.7) ให้  $V_{in} = V_x$  และ  $I_o = I_{o1}$  ดังนั้นจะได้กระแสเอาท์พุต

$$I_{o1} = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_x}{R_1} \quad (3.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกันที่  $OTA_1$  และ  $OTA_3$  จะได้กระแสเอาต์พุต

$$I_{o2} = -\frac{I_{B3}}{I_{B1}} \frac{V_x}{R_1} \quad (3.56)$$

แทนสมการที่ (3.53) ในสมการที่ (3.55)

$$I_{o1} = \frac{(V_y + V_{CC} - V_{BE}) V_x}{R_A I_{B1} R_1} \quad (3.57)$$

แทนสมการที่ (3.54) ในสมการที่ (3.56)

$$I_{o2} = -\frac{(V_{CC} - V_{BE}) V_x}{R_A I_{B1} R_1} \quad (3.58)$$

ที่เอาต์พุต พบว่า

$$V_o = \{I_{o1} + I_{o2}\} R_o \quad (3.59)$$

ดังนั้น

$$V_o = \frac{R_o V_x V_y}{I_{B1} R_1 R_A} \quad (3.60)$$

หรือ

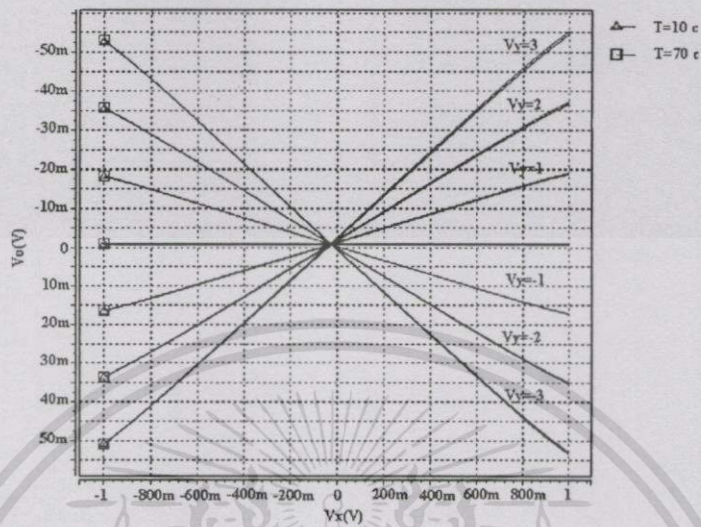
$$V_o = k V_x V_y \quad (3.61)$$

$$\text{เมื่อ } k = \frac{R_o}{I_{B1} R_1 R_A}$$

จากสมการที่ (3.61) แสดงให้เห็นว่าวงจรคูณโดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิสามารถคูณได้ทั้งสี่ควอดแดนต์ และยังแสดงให้เห็นว่าวงจรไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ นอกจากนี้สามารถกำหนดช่วงปฏิบัติการอินพุตของวงจรได้เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 3.1 คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_{in} \leq |2V_T + I_{B1}R_1|$  รูปที่ 3.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ



รูปที่ 3.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณ โดยใช้โอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ที่อุณหภูมิที่  $30^{\circ}\text{C}$  และ  $70^{\circ}\text{C}$

### 3.4 บทสรุป

จากข้อจำกัดทางอุณหภูมิและช่วงปฏิบัติงานอินพุตของ โอทีเอทีที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 บทนี้ได้กล่าวถึง โอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิและได้ปรับปรุงช่วงปฏิบัติงานอินพุต โดยการทำงานของโอทีเอทีจะไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ และโอทีเอทีมีช่วงปฏิบัติงานอินพุตที่กว้างขึ้นจาก  $2V_T$  หรือประมาณ  $52\text{ mV}$  เป็น  $|2V_T + I_{B1}R_1|$  นอกจากนี้ยังได้ทำการวิเคราะห์หาสมรรถนะของโอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ และได้นำโอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส และวงจรคูณ ซึ่งทั้งสองยังคงไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ และมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้าง และวงจรทั้งสองนี้จะเป็นประกอบสำคัญของวงจรทวีความถี่ 3 เท่าดังกล่าวในบทถัดไป

## บทที่ 4

# วงจรวีความถี่ 3 เท่าที่มีการชดเชยผลของอูณหภูมิจ

### 4.1 บทนำ

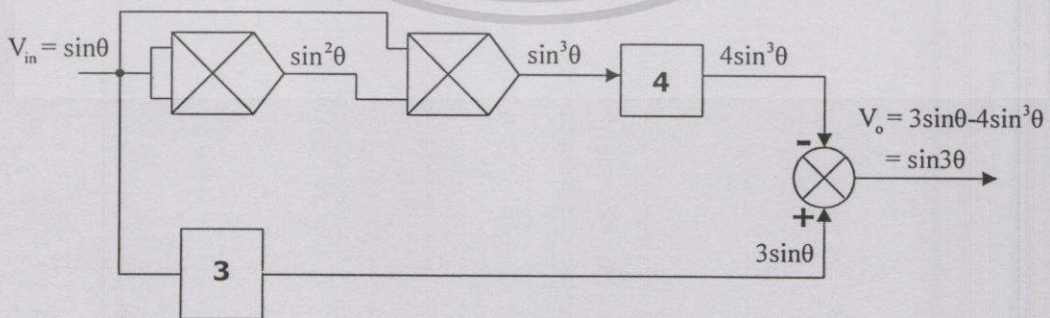
ในปัจจุบันวงจรวีความถี่มีความสำคัญมากในด้านการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณและด้านการสื่อสาร เช่น การมอดูเลต ดิมอดูเลต[19] จึงได้มีการออกแบบและพัฒนาวงจรขึ้น การสร้างวงจรดังกล่าวนั้นที่พบเห็นโดยทั่วไปเป็นวงจรวีความถี่ 2 เท่า[20]-[23] บางบทความจะอาศัยคุณสมบัติจากวงจรทรานสลิเนียร์(translinear loop)ในการสร้าง[20] สำหรับวงจรวีความถี่ 3 เท่ายังพบเห็นได้น้อยเช่นในบทความ[24] ดังนั้นในบทนี้ได้ออกแบบวงจรวีความถี่ 3 เท่า โดยหลักการสร้างจะอาศัยความสัมพันธ์ฟังก์ชันตรีโกณ และออกแบบวงจรโดยใช้โอทีเอ ซึ่งวงจรจะประกอบไปด้วยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสและวงจรคูณดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3

### 4.2 หลักการออกแบบวงจร

จากความสัมพันธ์ฟังก์ชันตรีโกณในรูปของมุมทวีคูณ[25]-[26]

$$\sin 3\theta = 3\sin\theta - 4\sin^3\theta \tag{4.1}$$

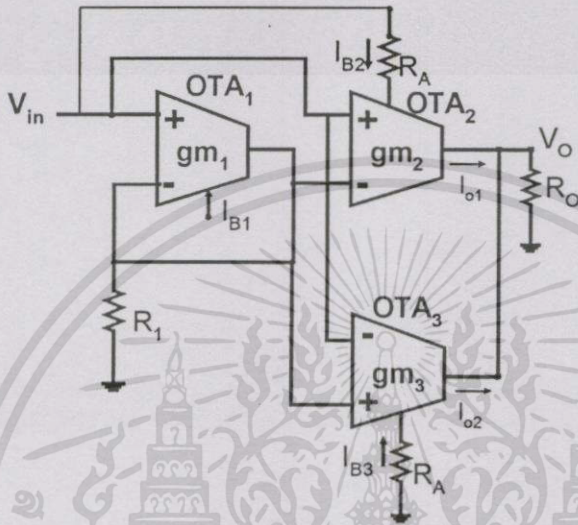
นั่นคือ สัญญาณอินพุตคือ  $\sin\theta$  และสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการคือ  $\sin 3\theta$  จากสมการที่(4.1) จะเห็นได้ว่าการสร้างสัญญาณความถี่ 3 เท่าจะประกอบสัญญาณไซน์กำลังสาม โดยในการออกแบบจะออกแบบจากการใช้วงจรคูณ 2 ชุด จากนั้นนำมาลบกับสัญญาณไซน์กำลังหนึ่งซึ่งเป็นสัญญาณอินพุตซึ่งจะได้ บล็อกไดอะแกรมดังรูป4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรวีความถี่ 3 เท่า

### 4.3 วงจรทวีความถี่ 3 เท่าที่ใช้โอทีเอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากรูปที่ 4.1 ประกอบด้วยวงจรคูณ 2 ชุด โดยวงจรคูณชุดแรกจะทำหน้าที่เป็นวงจรยกกำลังสอง เนื่องจากใช้อินพุตทั้งสองเป็นแรงดันอินพุตเดียวกัน ดังนั้นจึงนำวงจรคูณที่ใช้โอทีเอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิในหัวข้อ (3.2.3) มาทำการประยุกต์ใช้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรยกกำลังสอง

จากรูปที่ 4.2 ได้นำวงจรคูณที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.2.3 มาทำการประยุกต์ใช้เป็นวงจรยกกำลังสองโดยใช้อินพุต  $V_x$  และ  $V_y$  เป็นอินพุตเดียวกันจะได้แรงดันเอาต์พุต  $V_o$  ดังการวิเคราะห์วงจรต่อไปนี้

จากสมการที่ (3.42) จะได้ว่า

$$V_o = \frac{R_o}{I_{B1} R_1 R_A} V_{in}^2 \quad (4.2)$$

กำหนดให้  $V_{in} = \sin \omega t$  ดังนั้น

$$V_o = \frac{R_o}{I_{B1} R_1 R_A} \sin^2 \omega t \quad (4.3)$$

จากความสัมพันธ์ฟังก์ชันตรีโกณ

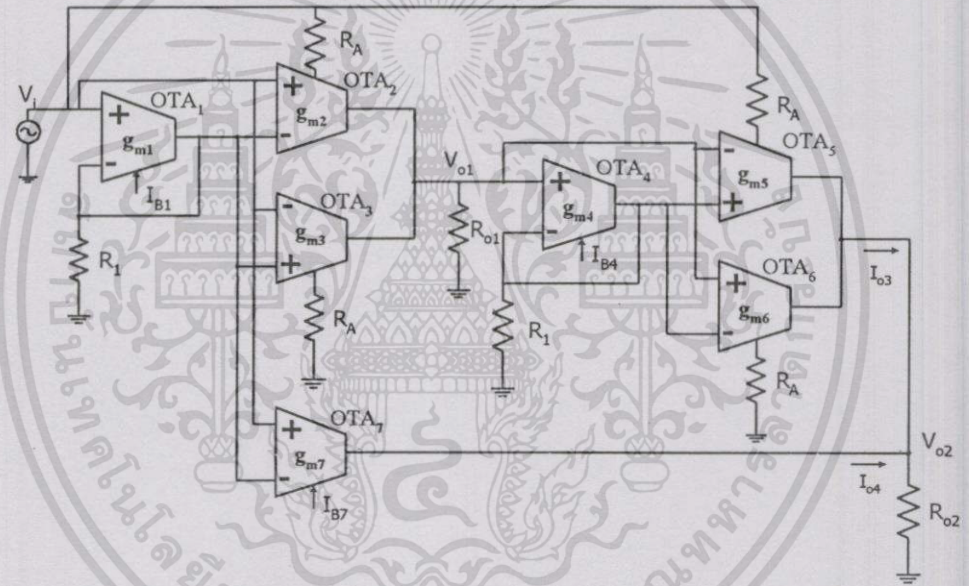
$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} [1 - \cos(2\omega t)] \tag{4.4}$$

ดังนั้น

$$V_o = \frac{R_o}{I_{B1} R_1 R_A} \left( \frac{1}{2} \right) [1 - \cos 2\omega t] \tag{4.5}$$

จากสมการจะเห็นได้ว่า เมื่ออินพุตเป็นรูปของสัญญาณไซน์เมื่อผ่านวงจรยกกำลังสองแล้ว สัญญาณเอาต์พุตที่ได้นั้นจะเป็นสัญญาณทวิความถี่ 2 เท่า

ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันตรีโกณ ในการสังเคราะห์ความถี่ 3 เท่าดังสมการที่ 4.1 และบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 4.1 จึงได้นำโอทีเอมาประยุกต์ใช้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรทวิความถี่ 3 เท่าที่สมบูรณ์

จากวงจรรูปที่ 4.3 OTA<sub>1</sub> ถึง OTA<sub>3</sub> คือรูปแบบของวงจรคูณชุดแรกซึ่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรยกกำลังสองเนื่องจากว่าใช้อินพุตทั้งสองเป็นอินพุตเดียวกันดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ทำให้เกิดเอาต์พุตที่ V<sub>o1</sub> จากนั้นสัญญาณที่ V<sub>o1</sub> และ V<sub>i</sub> จะถูกต่อเข้ากับวงจรคูณชุดที่ 2 ที่ OTA<sub>4</sub> ถึง OTA<sub>6</sub> ทำให้เกิดเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ V<sub>o2</sub> เป็นสัญญาณอินพุตยกกำลังสาม แต่การที่จะทำให้เกิดความถี่ 3 เท่า นั้นต้องนำความถี่อินพุตไปลบออกอีกทีหนึ่งเสียก่อนดังสมการ (4.1) นั่นคือวงจรได้ใช้ OTA<sub>1</sub> กับ OTA<sub>7</sub> ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่นำความถี่อินพุตไปหักออก ทำให้ได้สัญญาณความถี่ขนาด 3 เท่า

### 4.3.1 การวิเคราะห์หาค่าสมรรถนะการทำงานของวงจรทวีความถี่ 3 เท่า

ที่  $OTA_1$  ถึง  $OTA_3$  คือวงจรคูณชุดที่ 1 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรยกกำลัง 2 เนื่องจากว่าใช้อินพุตทั้งสองเป็นอินพุตเดียวกัน ดังนั้นจะได้

$$V_{o1} = \frac{R_{o1}}{I_{B1} R_1 R_A} V_i^2 \quad (4.6)$$

ที่  $OTA_4$  ถึง  $OTA_6$  คือวงจรคูณชุดที่ 2 จะได้

$$I_{o3} = -\frac{V_{o1} V_i}{I_{B4} R_1 R_A} = -\frac{R_{o1} V_i^3}{I_{B1} I_{B4} (R_1 R_A)^2} \quad (4.7)$$

ที่  $OTA_1$  กับ  $OTA_7$  เป็นวงจรแปลงสัญญาณ  $V_i$  เป็นกระแส  $I_{o4}$  เพื่อส่งค่าความถี่อินพุตไปบอกรจากสัญญาณชายนัยยกกำลังสาม เพื่อให้ได้ความถี่ 3 เท่า นั่นคือ

$$I_{o4} = \frac{I_{B7}}{I_{B1}} \frac{V_i}{R_1} \quad (4.8)$$

ที่เอาต์พุต  $V_{o2}$  จะได้

$$V_{o2} = (I_{o3} + I_{o4}) R_{o2} \quad (4.9)$$

$$V_{o2} = \frac{R_{o2} I_{B7}}{R_1 I_{B1}} V_i - \frac{R_{o1} R_{o2}}{(R_1 R_A)^2 I_{B1} I_{B4}} V_i^3 \quad (4.10)$$

ให้  $V_i = \sin \omega t$  ดังนั้น

$$V_{o2} = \frac{R_{o2} I_{B7}}{R_1 I_{B1}} \sin \omega t - \frac{R_{o1} R_{o2}}{(R_1 R_A)^2 I_{B1} I_{B4}} \sin^3 \omega t \quad (4.11)$$

โดยกำหนดให้  $\frac{R_{o2} I_{B7}}{R_1 I_{B1}} = 3$  และ  $\frac{R_{o1} R_{o2}}{(R_1 R_A)^2 I_{B1} I_{B4}} = 4$

การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติการอินพุตของวงจรวีความถี่ 3 เท่า

จากวงจรวีความถี่ 3 เท่าดังรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าวงจรถูกประกอบไปด้วยวงจรถูกที่ใช้โอทีเอที่มี การชดเชยผลของอุณหภูมิซึ่งได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.3 ดังนั้นวงจรวีความถี่ 3 เท่านี้จะถูกจำกัด ช่วงปฏิบัติการอินพุตที่วงจรถูกชุดแรก(OTA<sub>1</sub>-OTA<sub>3</sub>) นั่นคือวงจรวีความถี่ 3 เท่าจะมีช่วงปฏิบัติ งานอินพุต  $-2V_T - I_{B1}R_1 \leq V_{in} \leq 2V_T + I_{B1}R_1$

การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถูก

การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรวีความถี่ 3 เท่าได้แสดงในภาคผนวก ข. ซึ่งมีค่า ประมาณ 392kHz ซึ่งแสดงให้เห็นว่า วงจรวีความถี่ 3 เท่าสามารถรับอินพุตที่มีความถี่ต่ำกว่า 130kHz

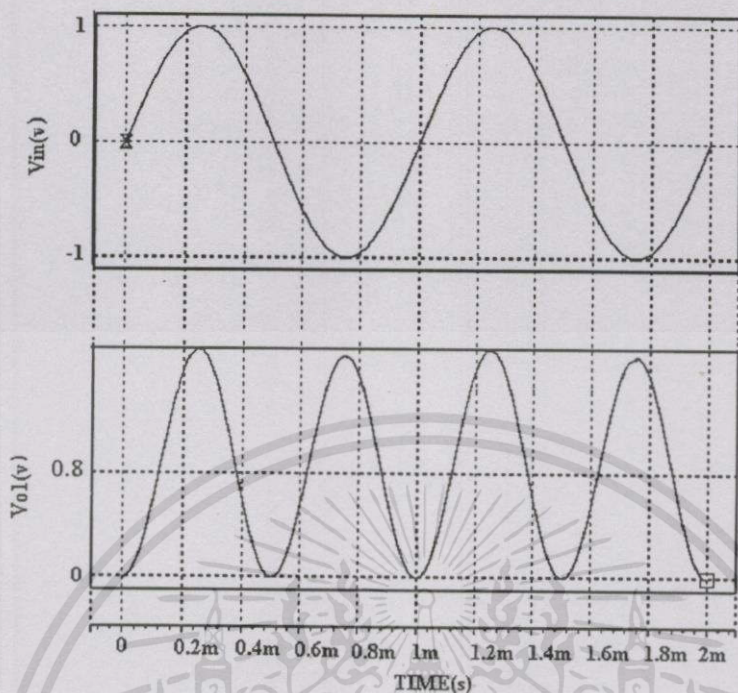
#### 4.4 ผลการเลียนแบบและผลทดลองการทำงานของวงจรถูก

การทดสอบคุณสมบัติของวงจรถูก สามารถทำได้โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE มาทำการ เลียนแบบการทำงานของวงจรถูก พร้อมทั้งได้ทำการทดลองค้ววงจรถูกจริงขึ้น โดยใช้โอทีเอเบอร์ LM13600 กำหนดให้ความต้านทาน  $R_1=10k\Omega$ ,  $R_A=25k\Omega$ ,  $R_{O1}=21k\Omega$  และ  $R_{O2}=30k\Omega$  กระแส ไบแอสภายนอกที่ป้อนให้กับโอทีเอ  $I_{B1}=I_{B7}=100\mu A$   $I_{B4}=24\mu A$

ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถูกด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้โอทีเอเบอร์ LM13600 และ ได้กำหนดการเลียนแบบการทำงานของ วงจรถูก อุณหภูมิ 27°C เมื่อป้อน  $V_{in}$  เป็นสัญญาณคลื่นรูปซายน์ที่มี ขนาดแอมป์ริจูด  $2V_{pp}$  ที่ความถี่ 1kHz ผลการเลียนแบบการทำงานแสดงดังรูปที่ 4.4 และ รูปที่ 4.5 โดยรูปที่ 4.4 เป็นสัญญาณที่  $V_{O1}$  เป็นสัญญาณที่มีความถี่ 2kHz ขนาด  $1.68V_{pp}$  และรูปที่ 4.5 เป็น สัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{O2}$  เป็นสัญญาณที่มีความถี่ 3kHz ที่มีขนาด  $2V_{pp}$

จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรวีความถี่ 3 เท่าดังรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่า วงจรถูกจะให้สัญญาณเอาต์พุตที่ตรงกับทฤษฎี ณ อุณหภูมิ 27°C

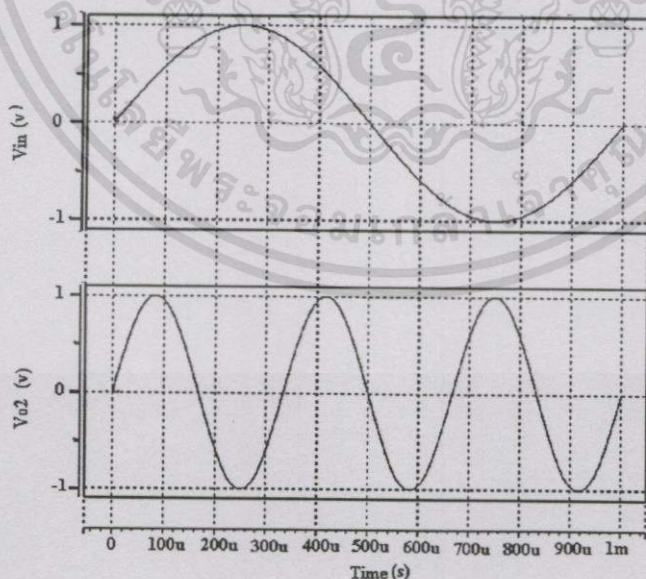
สำหรับการทดลองค้ววงจรถูกจริง ๆ ได้ใช้ค่าความต้านทาน และ โดยที่ ตัวต้านทานที่ใช้ทั้งหมดที่ กล่าวมา เป็นตัวต้านทานแบบฟิล์มโลหะ ขนาด 0.4 วัตต์ ค่าความคลาดเคลื่อน 1% ซึ่งมีค่า สัมประสิทธิ์ค้วอุณหภูมิ +50 ppm / °C พบว่าเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต  $V_{in}$  เป็นสัญญาณซายน์ที่มี ขนาดแอมป์ริจูด  $2V_{pp}$  ความถี่ 1 kHz ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.6 สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณที่มีความถี่ 3 kHz และมีขนาดประมาณ  $2V_{pp}$  ซึ่งผลการทดลองจริง ขนาดของแอมป์ริจูดและค่าออฟ เซ็ทมีค่าผิดพลาดจากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยความผิดพลาดนี้อาจ เกิดขึ้นจากคุณสมบัติทางด้านกายภาพของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 4.4 ผลการเขียนแบบการทำงานวงจร :

ข้างบน สัญญาณอินพุตขนาด  $2V_{pp}$  ความถี่ 1kHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตขนาด  $1.6V_{pp}$  ความถี่ 2kHz

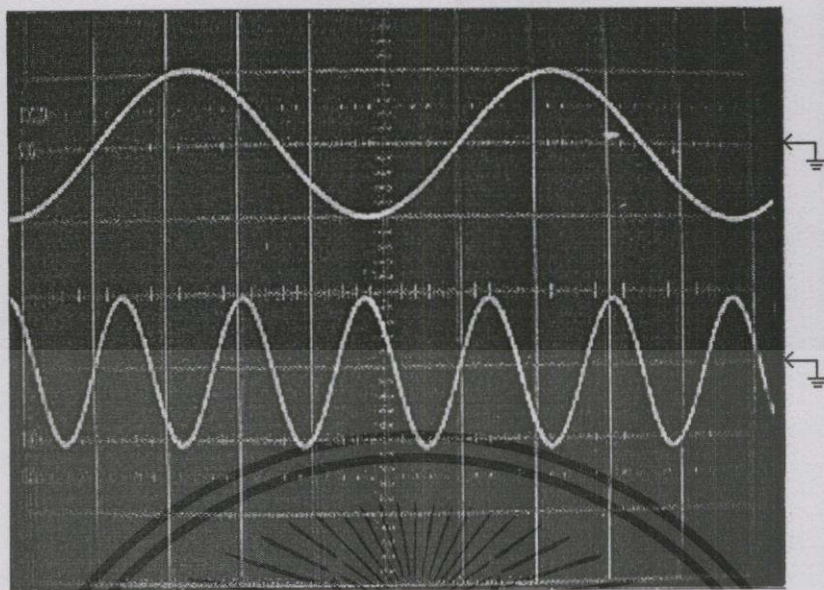


รูปที่ 4.5 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร :

ข้างบน สัญญาณอินพุตขนาด  $2V_{pp}$  ความถี่ 1kHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{o2}$  ขนาด  $2V_{pp}$  ความถี่ 3kHz

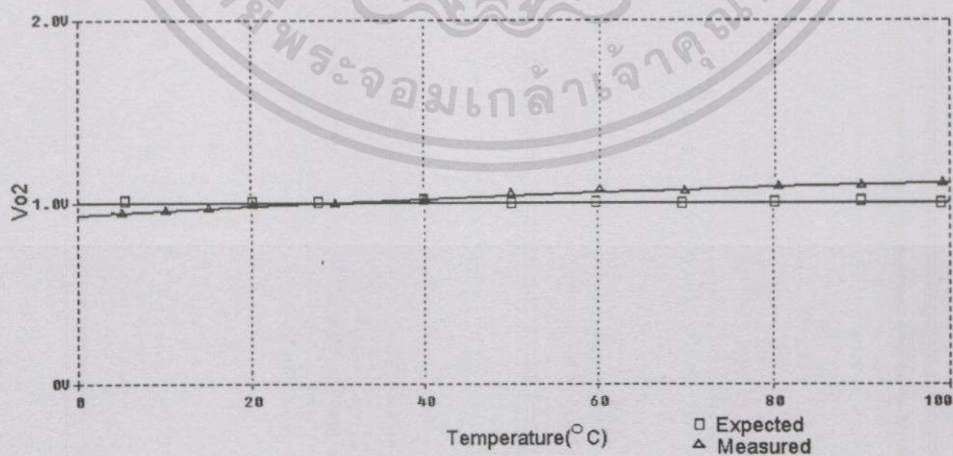
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่จำกัดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ผลการทดลองจากการต่อวงจรทวีความถี่ 3 เท่า

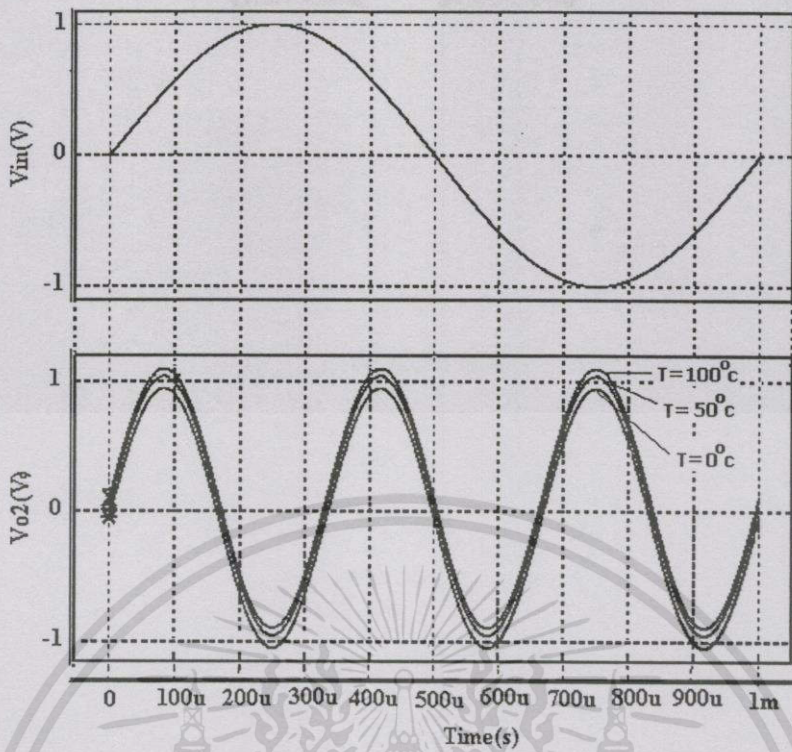
(Upper trace input 1V/div, Lower trace output 1V/div และ Time 0.2ms/div)

เพื่อเป็นทดสอบเสถียรภาพของวงจรต่ออุณหภูมิ ได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่อุณหภูมิ  $0^{\circ}\text{C}$ ,  $10^{\circ}\text{C}$ ,  $20^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$ ,  $40^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $60^{\circ}\text{C}$ ,  $70^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$ ,  $90^{\circ}\text{C}$  และ  $100^{\circ}\text{C}$  ผลการเลียนแบบการทำงานแสดงดังรูป 4.7 จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นแอมป์ริจูดที่  $V_{o2}$  จะมีขนาดเพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิห้องเพียงเล็กน้อย และผลของอุณหภูมิทำให้เกิดออฟเซตขึ้นดังแสดงในรูปที่ 4.8 แต่คุณสมบัติของวงจรยังคงทำหน้าที่ทวีความถี่ 3 เท่าได้เช่นเดิม



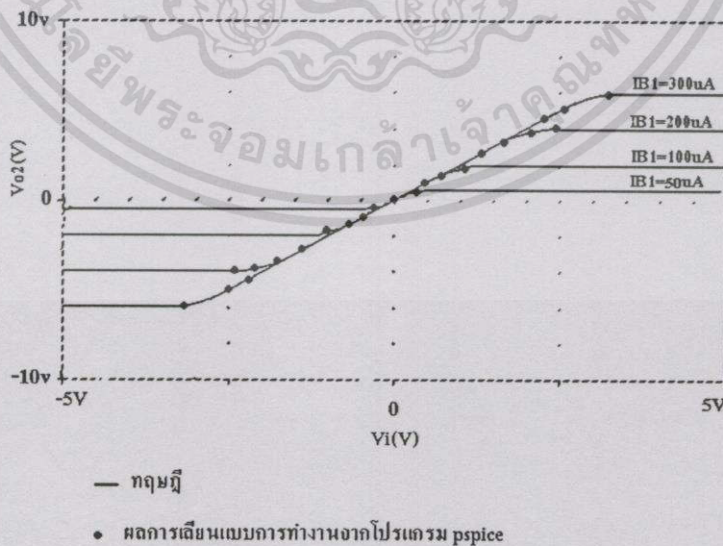
รูปที่ 4.7 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร : ผลการเปลี่ยนแปลงขนาดแอมป์ริจูดที่เอาต์พุต  $V_{o2}$  ต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร: สัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{o2}$  ต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

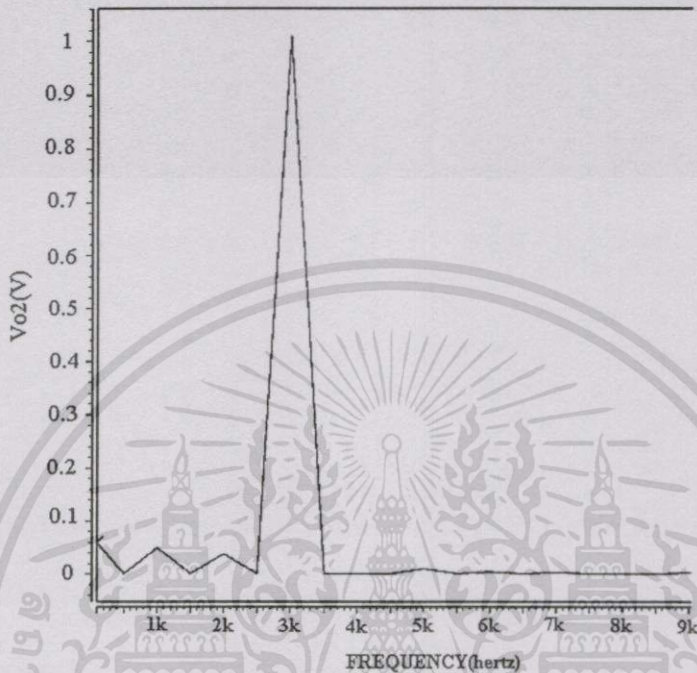
จากวงจรทวิความถี่ 3 เท่าจะถูกกำหนดช่วงปฏิบัติการโดยวงจรคูณชุดแรก ( $OTA_1$ - $OTA_3$ ) ดังนั้นผลการเขียนแบบวงจรแสดงช่วงปฏิบัติการอินพุตของวงจรทวิความถี่ 3 เท่าเมื่อมีการเปลี่ยนค่า  $I_{B1}$  แสดงได้ดังรูปที่ 4.9



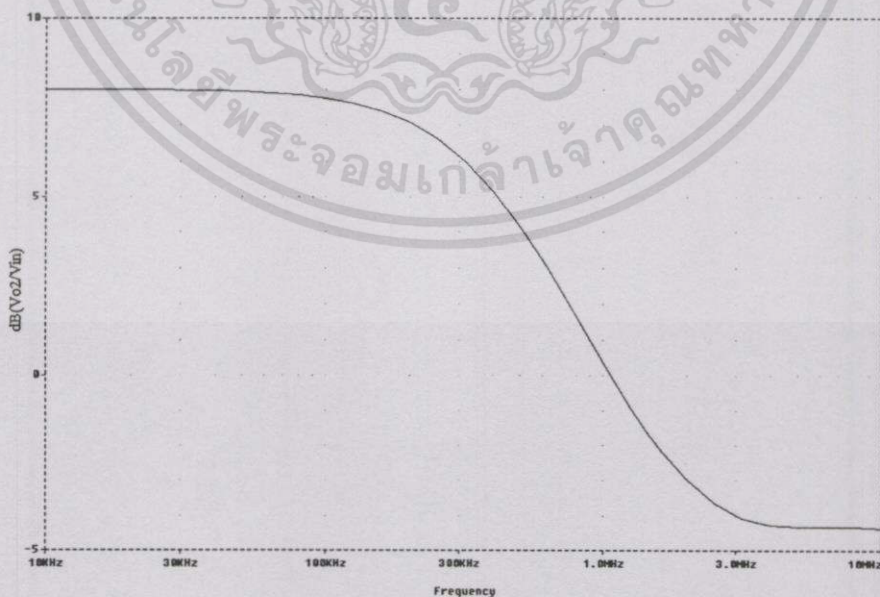
รูปที่ 4.9 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร : ช่วงปฏิบัติการอินพุตเมื่อมีการเปลี่ยนค่า  $I_{B1}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกของวงจรที่มีความถี่ 3 เท่าได้ใช้โปรแกรม PSPICE ในการคำนวณ ซึ่งองค์ประกอบทางฮาร์มอนิกแสดงดังรูปที่ 4.10 และจากรูปที่ 4.10 จะได้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกที่องค์ประกอบความถี่ 6KHz เท่ากับ 0.7%



รูปที่ 4.10 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร : องค์ประกอบที่ความถี่ต่างๆ ของวงจรที่มีความถี่ 3 เท่า



รูปที่ 4.11 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร : ผลการตอบสนองความถี่ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรได้ใช้วงจรสมมูลย์ในทางปฏิบัติของโอทีเอในการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยกำหนดค่าคาปาซิแตนซ์ และค่าความต้านทานตาม[33] ซึ่งผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรแสดงดังรูปที่ 4.11 จากรูปที่ 4.11 พบว่าวงจรสามารถตอบสนองความถี่ได้ประมาณ 400kHz ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าในทางทฤษฎี

#### 4.6 บทสรุป

วงจรทวีความถี่ 3 เท่าที่มีการชดเชยผลของอุนทงูมิที่ได้นำเสนอนั้น ใช้ความสัมพันธ์ทางฟังก์ชันตรีโกณมิติ ในการออกแบบ และใช้คุณสมบัติของโอทีเอในการสร้างวงจร จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรและผลการทดลองพบว่า วงจรที่ออกแบบสามารถผลิตสัญญาณทวีความถี่ 3 เท่าได้ เนื่องจากได้ออกแบบวงจรมีการชดเชยผลของอุนทงูมิ ดังนั้นจากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร จะเห็นได้ว่าวงจรมีความไวต่ออุนทงูมิน้อยมาก ทั้งนี้ผลการกระทบของอุนทงูมิไม่ได้ทำให้คุณสมบัติของวงจรเปลี่ยนแปลงไปแต่ประการใด นั่นคือ วงจรยังสามารถทวีความถี่ 3 เท่าได้เช่นเดิม นอกจากนี้จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงเพื่อหาช่วงปฏิบัติงาน วงจรสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติงานของวงจรได้โดยการปรับค่า  $I_{B1}$  หรือ  $R_1$  ของวงจรทวีความถี่ 3 เท่าในรูปที่ 4.3 และจากผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร วงจรสามารถใช้งานได้ที่ประมาณ 400kHz นั้นหมายถึง สัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามาจะต้องต่ำกว่า 130kHz จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรทั้งหมดนี้ สามารถนำวงจรทวีความถี่ 3 เท่านี้ประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ ดังที่กล่าวมาแล้วในข้างต้น

## บทที่ 5

### บทสรุป

#### 5.1 บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรทวีความถี่ 3 เท่าโดยใช้โอทีเอ ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ โดยหลักการออกแบบได้อาศัยความสัมพันธ์ฟังก์ชันตรีโกณมิติและคุณสมบัติโอทีเอ โดยวงจรประกอบด้วยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส โดยใช้โอทีเอที่การชดเชยผลของอุณหภูมิและวงจรคูณโดยใช้โอทีเอที่การชดเชยผลของอุณหภูมิ ในทางทฤษฎี ได้ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจร ซึ่งเอาท์พุทที่ได้จะเป็นไปตามสมการที่ (4.11) นั่นคือ

$$V_{o2} = \frac{R_{o2}I_{B7}}{R_1I_{B1}} \sin \omega t - \frac{R_{o1}R_{o2}}{(R_1R_A)^2I_{B1}I_{B4}} \sin^3 \omega t \text{ โดยกำหนดให้ } \frac{R_{o2}I_{B7}}{R_1I_{B1}} = 3 \text{ และ } \frac{R_{o1}R_{o2}}{(R_1R_A)^2I_{B1}I_{B4}} = 4$$

จากสมการ(4.11) จะเห็นได้ว่าสมการไม่มีพจน์ของอุณหภูมิเข้ามาเกี่ยวข้อง และช่วงปฏิบัติงานอินพุทของวงจรจะเป็นไปตามสมการ  $-2V_T - I_{B1}R_1 \leq V_{in} \leq 2V_T + I_{B1}R_1$  ในการออกแบบวงจรได้ออกแบบให้วงจรมีช่วงปฏิบัติงานอินพุทมีค่า  $\pm 1V$  โดยใช้  $I_{B1} = 100\mu A$  และ  $R_1 = 10k\Omega$  นอกจากนั้นยังได้ทำการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ซึ่งมีค่าประมาณ 392kHz สำหรับทางปฏิบัติได้ทำการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยเขียนแบบการทำงานวงจรดังรูปที่ 4.3 และได้กำหนดค่ากระแสไบแอสและค่าความต้านทานตามทฤษฎี โดยเขียนแบบการทำงานที่อุณหภูมิห้องและที่อุณหภูมิต่าง ๆ จากนั้นได้ทำการเขียนแบบหาช่วงปฏิบัติงานอินพุทของวงจรการตอบสนองทางความถี่ของวงจร และความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ และเพื่อยืนยันวงจรที่ออกแบบสามารถนำไปใช้งานจริงได้ จึงทำการทดลองต่อวงจรจริงโดยใช้โอทีเอเบอร์ LM13600 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรและผลการทดลองต่อวงจรจริง แสดงให้เห็นว่า วงจรที่ออกแบบสามารถทวีความถี่ 3 เท่าได้ และเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไปวงจรยังคงสามารถทวีความถี่ 3 เท่าได้จากเดิม และจากผลการเขียนแบบการทำงานหาช่วงปฏิบัติงานอินพุทของวงจร วงจรสามารถทำงานได้โดยแรงดันที่อินพุทมีค่าไม่เกิน  $\pm 1 V_p$  สำหรับผลการเขียนแบบการทำงานหาตอบสนองทางความถี่ของวงจรจะมีค่าประมาณ 400kHz

#### 5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

วงจรทวีความถี่ 3 เท่าโดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ที่ได้นำเสนอ นั้น ใช้ความสัมพันธ์ฟังก์ชันตรีโกณมิติ ซึ่งนอกจากความสัมพันธ์ฟังก์ชันตรีโกณมิติในรูปของทวีความถี่ 3 เท่าแล้วยังมีความสัมพันธ์ฟังก์ชันในรูปทวีความถี่อื่น ๆ อีก ดังนั้นในการพัฒนางวงร้นั้น สามารถออกแบบวงจรทวีความถี่ได้มากกว่าทวีความถี่ 3 เท่า และสามารถอาศัยคุณสมบัติของโอทีเอในการสร้างวง

จรได้ ในวิทยานิพนธ์นี้จะขอยกตัวอย่างการพัฒนางจรให้เป็นวงจรวีความถี่  $n$  เท่า เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนางจรต่อไป โดยวงจรที่จะกล่าวนี้ยังคงออกแบบโดยใช้ความสัมพันธ์ฟังก์ชันตรีโกณ และวงจรมีพื้นฐานโอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ซึ่งจะขอกล่าวางจรวีความถี่  $n$  เท่านี้ไว้ในภาคผนวก ค.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Charles F. Wojslaw, Evangelos A. Moustakas. **Operational Amplifier : the devices and their application.** New York : John Wiley, 1986.
- [2] John C.C Nelson. **Operational Amplifier Circuits : Analysis and Design.** Butterworth-Heinemann, 1995.
- [3] Greeneich E. W. **Analog Integrated Circuits.** Chapman&Hall, 1997.
- [4] ToumaZou C., Lidgley F.G. and Haigh D.G. **Analogue IC Design : The Current Mode Approach.** London :Peter Peregrinus, 1990.
- [5] ปราโมทย์ วาดเขียน. “การประยุกต์ใช้งานโอทีเอ.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2531.
- [6] อัมพวัน ใจกล้า. “การสังเคราะห์ฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวงจรเชิงเส้นแบบช่วงโดยใช้วงจรมหาความนำ” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2543.
- [7] นรินทร์ ธรรมารักษ์วัฒนะ. “การออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยใช้โอทีเอ.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2543.
- [8] Surakumpontorn W., Riewruja V., Kumwachara K., Surawatpunya C. and Anuntahirunrat K. “Temperature-Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications.” IEEE Trans.,Inst.&Meas.,vol.48, 1999, pp. 1270-1277.
- [9] Surakumpontorn W., Riewruja V., Surawatpunya C and Yodladda S. “Instrumentation amplifiers using operational transconductance amplifier.” Int. J. Electronics., vol. 71, no. 3, 1991, pp. 511-515.
- [10] Geiger R.L and Sanchez-Sinencio E. “Active Filter Design using Operational Transconductance Amplifier : A tutorial.” IEEE Circuits Device Mag., Mar.1985, pp.22-32.
- [11] Malvar H. S., Luetngen M. “Temperature Compensation of OTA-Based Filters and Amplifiers.” Electrons.Lett., vol.23, no.17, Aug.1987, pp.890-891.
- [12] Karybakas C. A., Kosmatopoulos C. and Laopoulos Th. “Improved Temperature Compensation of OTAs. ” Electron.Lett., vol.28, no.8, Apr. 1992, pp.763-764.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] เฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร. “การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรถยายโอทีเอ.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2542.
- [14] Edgar S., Jaime R., Bernabe L. and Angel R. “Operational Transconductance Amplifier Based Nonlinear Function Syntheses.” IEEE J., vol.24, no.6, 1989, pp. 1576-1586.
- [15] Y.J. Wong and W.E. ott. **Function Circuits Design and Applications.** New York : McGraw-Hill, pp, 1976.
- [16] Surakamponorn W., Jutaviriya S. and Riewruja V. “OTA-Base Electronically Tunable Voltage-Controlled Resistance Converter.” Int.J.Electron., vol. 67, no.1, 1989, pp.81-85.
- [17] Silva-Martinez J., Sanchez-Sinencio E. “Analogue OTA Multiple Without Input Voltage Swing Restrictions And Temperature Compensated” Electronics Letters., vol. 22, no.11., 1986, pp. 599-600.
- [18] Gilbert B. “New analog multiplier opens way to powerful function synthesis.” Microelectronics Journal, Vol.8, pp.26-36, 1976.
- [19] Ramon Pallas-Areny, John G Webster. **Analog Signal Processing.** John Wiley, 1999.
- [20] Barker, R.W.J. “ Translinear frequency doubler”. International Journal of Electronics, vol.44, pp.461-464, 1978.
- [21] Surakamponorn W. “ Sinusoidal Frequency Doublers Using Operational Amplifiers,” IEEE Trans.Instrum.Meas., vol.37, no.2, June 1988, pp.259-262.
- [22] Surakamponorn W., Jutaviriya S., and Apajinda T. “Dual Translinear Sinusoidal Frequency Doubler and Full-Wave Rectifier.” Int.J.Electronics, vol.65, no.2, 1988, pp.1203-1208.
- [23] นายวิวัฒน์ กิรานนท์, นายปราโมทย์ วาดเขียน และ นางสาวจริยา เดิศจรัสอร่ามดี. “วงจรถ่ายเพิ่มความถี่โดยใช้ OTA.” วารสารประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 12, พ.ศ. 2532, หน้า 622-631.
- [24] Alexandru A.Ciubotaru “Sinusoidal Frequency Tripler Using Fundamental-Rejecting Feedback.” IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol.42, July.1995, pp.388-392.
- [25] Marek T. Faber, Jerzy Chramiec, Mirosław E. Adamski. **Microwave and Millimeter-Wave diode frequency multiplier.** Boston: Artech House, 1995.
- [26] Vadim and Mananasewitsch. **Frequency Synthesizer : Theory and design.** Third Edition, John Wiley, 1987

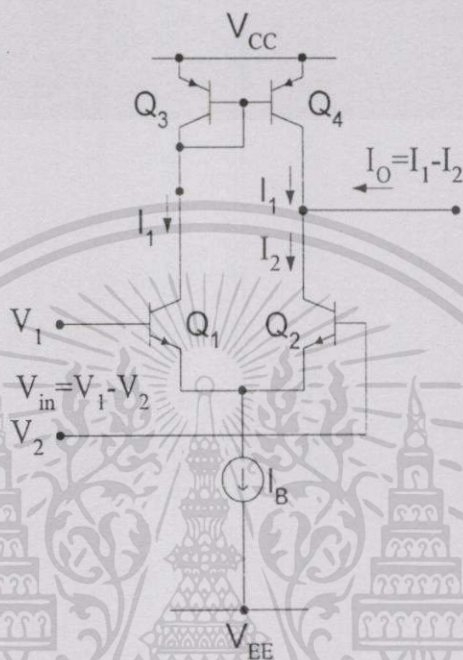
- [27] Sedra A.S., Smith K.C. **Microelectronic Circuits**. Third Edition Oxford University Press, Ind. 1982.
- [28] A.Cichocki. "A Sinusoidal Frequency Multiplying and Dividing technique" *International Journal of Electronics*, vol.54, no.3, 1983, pp.427-436.
- [29] R.W.J. Barker and K.P. Corrin "Sinusoidal-frequency-Halving Techique" *Electronics Letters*, vol.13 no.7, March 1977, pp.201-202.
- [30] R.W.J. Barker and E.P.S. Reilly "Odd-Order-Frequency-Multiple-Generation Technique" *Electronics Letters*, vol.12, no.7, April 1976, pp.158-159.
- [31] R.Konn and R.Genin "High-performance periodic Frequency Multiplying." *Electronics Letters*, vol.15, no.6, March 1979, pp.187-188.
- [32] Muhammad Taher Abuelma'Att and Sofian Mustafa Abed. "A Translinear circuit for sinusoidal frequency multiplication." *International Journal of Electronics*, vol.86, no.1, 1999, pp.35-41.
- [33] National Semiconductor Data Book "Lm13600 Dual Operational Transconductance Amplifier with Linearizing Diodes and Buffers" May 1998.
- [34] รศ. กิติ ศิริเศรษฐ การวิเคราะห์ระบบควบคุมเชิงเส้น เล่ม 2 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2538



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส  $I_0$  กับแรงดัน  $V_{in}$  และค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $g_m$  ของวงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล



รูปที่ ก.1 วงจรขยายความต่าง

จาก

$$I_C = I_S \exp(V_{BE}/V_T) \quad (ก.1)$$

ความสัมพันธ์ของกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  จะได้

$$I_1 = I_S \exp(V_1/V_T) \quad (ก.2)$$

และ

$$I_2 = I_S \exp(V_2/V_T) \quad (ก.3)$$

เนื่องจาก

$$I_B = (I_1 + I_2) \quad (ก.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการที่(ก.2) และสมการที่(ก.3) ลงในสมการที่(ก.4)

$$I_B = I_S [\exp(V_1/V_T) + \exp(V_2/V_T)] \quad (\text{ก.5})$$

หรือ

$$I_S = \frac{I_B}{\exp(V_1/V_T) + \exp(V_2/V_T)} \quad (\text{ก.6})$$

แทนสมการที่(ก.6)ลงในสมการที่ (ก.2)

$$I_1 = \frac{I_B \exp(V_1/V_T)}{\exp(V_1/V_T) + \exp(V_2/V_T)} \quad (\text{ก.7})$$

แทนสมการที่(ก.6)ลงในสมการที่ (ก.3)

$$I_2 = \frac{I_B \exp(V_2/V_T)}{\exp(V_1/V_T) + \exp(V_2/V_T)} \quad (\text{ก.8})$$

เนื่องจาก

$$I_o = I_1 - I_2 \quad (\text{ก.9})$$

แทนสมการที่(ก.7) และสมการที่(ก.8) ลงในสมการที่(ก.9)

$$I_o = I_B \frac{\exp(V_1/V_T) - \exp(V_2/V_T)}{\exp(V_1/V_T) + \exp(V_2/V_T)} \quad (\text{ก.10})$$

คูณเศษและส่วนด้วยนิพจน์  $\exp\left[-\left(\frac{V_1+V_2}{2V_T}\right)\right]$  ลงในสมการที่(ก.10)

$$I_o = I_B \frac{\exp\left(\frac{V_1 - V_2}{2V_T}\right) - \exp\left(-\left[\frac{V_1 - V_2}{2V_T}\right]\right)}{\exp\left(\frac{V_1 - V_2}{2V_T}\right) + \exp\left(-\left[\frac{V_1 - V_2}{2V_T}\right]\right)} \quad (ก.11)$$

จาก

$$\tanh x = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)} \quad (ก.12)$$

ดังนั้น

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_1 - V_2}{2V_T}\right) \quad (ก.13)$$

ให้  $V_{in} = V_1 - V_2$   
จะได้

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (ก.14)$$

เนื่องจาก

$$g_m = \left. \frac{dI_o}{dV_{in}} \right|_{V_{in}=0} = \frac{I_B}{2V_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (ก.15)$$

จากนั้นแทน  $V_{in} = 0$  ตามนิยามลงในสมการที่(ก.15) จะได้

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (ก.16)$$

ดังนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_o = g_m V_{in} \quad (\text{ก.17})$$

หรือ

$$I_o = \frac{I_B}{2V_T} V_{in} \quad (\text{ก.18})$$

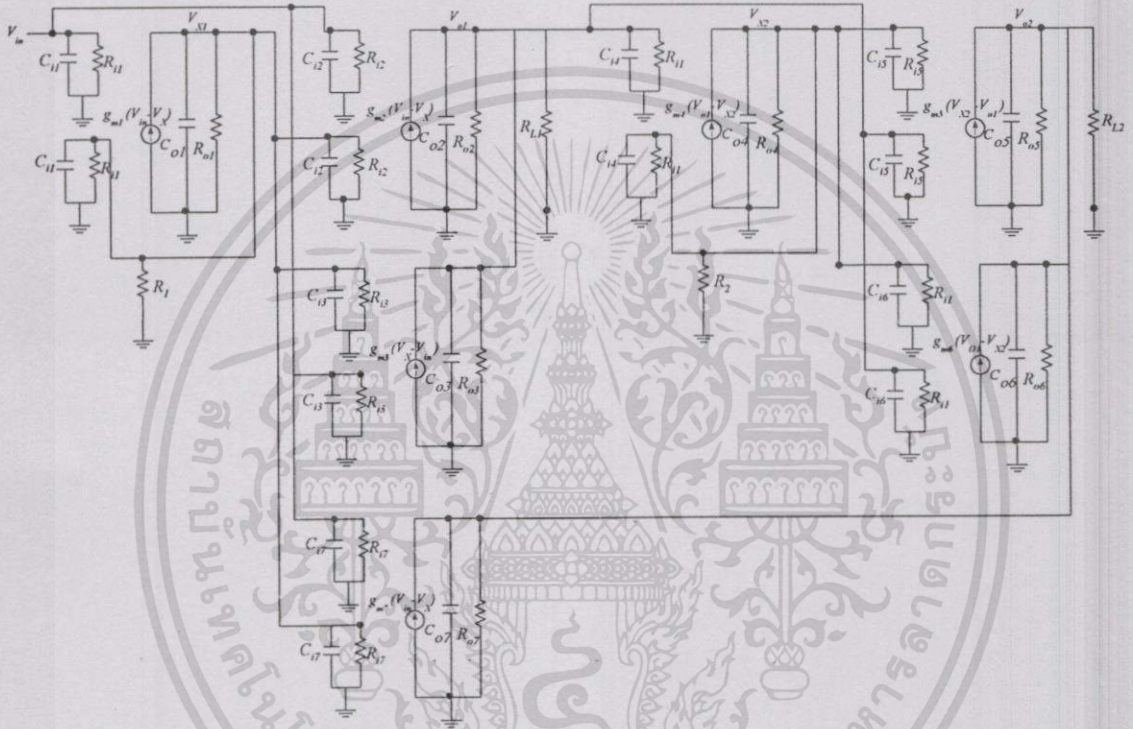


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของ  
วงจรถีความถี่ 3 เท่า

จากวงจรถีความถี่ 3 เท่าในรูปที่ 4.2 สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 วงจรสมมูลของวงจรถีความถี่ 3 เท่า

พิจารณา node  $V_{x1}$

$$g_{m1} (V_+ - V_-) = V_{x1} \left( s(C_{i1} + C_{i2} + C_{i3} + C_{i7} + C_{o1}) + \frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_{i2}} + \frac{1}{R_{i3}} + \frac{1}{R_{i7}} + \frac{1}{R_{o1}} + \frac{1}{R_1} \right) \dots (ข.1)$$

เนื่องจาก  $R_{i1}, R_{i2}, R_{i3}, R_{i7}, R_{o1} \gg R_1$  และกำหนดให้  $C_{net1} = C_{i1} + C_{i2} + C_{i3} + C_{i7} + C_{o1}$   
ดังนั้น

$$g_{m1}(V_{in} - V_{x1}) = V_{x1} \left( s(C_{net1}) + \frac{1}{R_1} \right) \quad (ข.2)$$

กำหนดให้  $g_{m1} = g_{m1}(s) = \frac{g_{m1}(0)\omega_1}{s + \omega_1}$  ดังนั้น

$$\frac{V_{x1}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}(0)\omega_1}{(s + \omega_1) \left( s(C_{net1}) + \frac{1}{R_1} + \frac{g_{m1}(0)\omega_1}{s + \omega_1} \right)} \quad (ข.3)$$

$$\frac{V_{x1}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1}{(C_{net1} R_1) \left( s^2 + \frac{s(C_{net1} R_1 \omega_1 + 1)}{C_{net1} R_1} + \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1 + \omega_1}{C_{net1} R_1} \right)} \quad (ข.4)$$

กำหนดให้

$$A = (C_{net1} R_1) \left( s^2 + \frac{s(C_{net1} R_1 \omega_1 + 1)}{C_{net1} R_1} + \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1 + \omega_1}{C_{net1} R_1} \right)$$

ดังนั้น

$$\frac{V_{x1}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1}{A} \quad (ข.5)$$

พิจารณา node  $V_{o1}$

$$\begin{aligned} g_{m2}(V_+ - V_-) + g_{m3}(V_+ - V_-) \\ = V_{o1} \left( s(C_{o2} + C_{o3} + C_{i4} + C_{i5} + C_{i6}) + \frac{1}{R_{o2}} + \frac{1}{R_{o3}} + \frac{1}{R_{i4}} + \frac{1}{R_{i5}} + \frac{1}{R_{i6}} + \frac{1}{R_{L1}} \right) \end{aligned} \quad (ข.6)$$

เนื่องจาก  $R_{o2}, R_{o3}, R_{i4}, R_{i5}, R_{i6} \gg R_{L1}$  และกำหนดให้  $C_{net2} = C_{o2} + C_{o3} + C_{i4} + C_{i5} + C_{i6}$  ดังนั้น

$$g_{m2}(V_{in} - V_{x1}) + g_{m3}(V_{x1} - V_{in}) = V_{o1} \left( s(C_{net2}) + \frac{1}{R_{L1}} \right) \quad (ข.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{x1} (g_{m3} - g_{m2}) + V_{in} (g_{m2} - g_{m3}) = V_{o1} \left( s(C_{net2}) + \frac{1}{R_{L1}} \right) \quad (ข.8)$$

จากสมการที่ (ข.5) เขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{x1} = \frac{g_{m1}(0)\omega_1 R_1}{A} V_{in} \quad (ข.9)$$

แทนสมการ(ข.9) ในสมการที่ (ข.8) จะได้

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}\omega_1 (g_{m3} - g_{m2}) + (g_{m2} - g_{m3}) A}{A \left( sC_{net2} + \frac{1}{R_{L1}} \right)} \quad (ข.10)$$

กำหนดให้  $g_{m2} = g_{m2}(s) = \frac{g_{m2}(0)\omega_2}{s + \omega_2}$  และ  $g_{m3} = g_{m3}(s) = \frac{g_{m3}(0)\omega_3}{s + \omega_3}$  ดังนั้น

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}(0)\omega_1 \left[ (g_{m3}(0)\omega_3 (s + \omega_2) - g_{m2}(0)\omega_2 (s + \omega_3)) \right] + \left[ (g_{m2}(0)\omega_2 (s + \omega_3) - g_{m3}(0)\omega_3 (s + \omega_2)) \right] A}{A(s + \omega_2)(s + \omega_3) \left( sC_{net2} + \frac{1}{R_{L1}} \right)} \quad (ข.11)$$

พิจารณา node  $V_{x2}$

$$g_{m4} (V_+ - V_-) = V_{x2} \left( s(C_{i4} + C_{i5} + C_{i6} + C_{o4}) + \frac{1}{R_{i4}} + \frac{1}{R_{i5}} + \frac{1}{R_{i6}} + \frac{1}{R_{o4}} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (ข.12)$$

เนื่องจาก  $R_{i4}, R_{i5}, R_{i6}, R_{o4} \gg R_2$  และกำหนดให้  $C_{net3} = C_{i4} + C_{i5} + C_{i6} + C_{o4}$  ดังนั้น

$$g_{m4} (V_{o1} - V_{x2}) = V_{x2} \left( s(C_{net3}) + \frac{1}{R_2} \right) \quad (ข.13)$$

กำหนดให้  $g_{m4} = g_{m4}(s) = \frac{g_{m4}(0)\omega_4}{s + \omega_4}$  ดังนั้น

$$\frac{V_{x2}}{V_{o1}} = \frac{g_{m4}(0)\omega_4}{(s+\omega_4)\left(s(C_{net3}) + \frac{1}{R_2} + \frac{g_{m4}(0)\omega_4}{s+\omega_4}\right)} \quad (\text{ข.14})$$

$$\frac{V_{x2}}{V_{o1}} = \frac{g_{m4}(0)\omega_4 R_2}{(C_{net3} R_2)\left(s^2 + \frac{s(C_{net3} R_2 \omega_4 + 1)}{C_{net3} R_2} + \frac{g_{m4}(0)\omega_4 R_2 + \omega_4}{C_{net3} R_2}\right)} \quad (\text{ข.15})$$

กำหนดให้  $B = (C_{net3} R_2)\left(s^2 + \frac{s(C_{net3} R_2 \omega_4 + 1)}{C_{net3} R_2} + \frac{g_{m4}(0)\omega_4 R_2 + \omega_4}{C_{net3} R_2}\right)$

ดังนั้น

$$\frac{V_{x2}}{V_{o1}} = \frac{g_{m4}(0)\omega_4 R_2}{B} \quad (\text{ข.16})$$

พิจารณา node  $V_{o2}$

เนื่องจาก  $R_{o5}, R_{o6}, R_{o7} \gg R_{L2}$  และกำหนดให้  $C_{net4} = C_{o5} + C_{o6} + C_{o7}$  ดังนั้น

$$g_{m5}(V_+ - V_-) + g_{m6}(V_+ - V_-) + g_{m7}(V_+ - V_-) = V_{o1}\left(s(C_{net4}) + \frac{1}{R_{L2}}\right) \quad (\text{ข.17})$$

$$g_{m5}(V_{x2} - V_{o1}) + g_{m6}(V_{o1} - V_{x2}) + g_{m7}(V_{in} - V_{x1}) = V_{o1}\left(s(C_{net4}) + \frac{1}{R_{L2}}\right) \quad (\text{ข.18})$$

จากสมการที่ (ข.11) เขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{o1} = \frac{g_{m1}(0)\omega_1 \left[ (g_{m3}(0)\omega_3 (s+\omega_2) - g_{m2}(0)\omega_2 (s+\omega_3)) \right] + \left[ (g_{m2}(0)\omega_2 (s+\omega_3) - g_{m3}(0)\omega_3 (s+\omega_2)) \right] A}{A(s+\omega_2)(s+\omega_3)\left(sC_{net2} + \frac{1}{R_{L1}}\right)} V_{in} \quad (\text{ข.19})$$

จากสมการที่(ข.16) เขียนใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{x2} = \frac{g_{m4}(0)\omega_4 R_2}{B} V_{o1} \quad (\text{ข.20})$$

แทนสมการที่ (ข.9), (ข.19), (ข.20) ,  $g_{m5} = g_{m5}(s) = \frac{g_{m5}(0)\omega_5}{s+\omega_5}$  ,  $g_{m6} = g_{m6}(s) = \frac{g_{m6}(0)\omega_6}{s+\omega_6}$  และ

$$g_{m7} = g_{m7}(s) = \frac{g_{m7}(0)\omega_7}{s+\omega_7} \text{ ในสมการที่(ข.18) จะได้}$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{o2}}{V_{in}} = & \frac{g_{m5}\omega_5 (s+\omega_6)(s+\omega_7)(A) [(g_{m3}(0)\omega_3 (s+\omega_2) - g_{m2}(0)\omega_2 (s+\omega_3))] (g_{m4}(0)\omega_4 R_2 - B)}{(s+\omega_2)(s+\omega_3)(s+\omega_5)(s+\omega_6)(s+\omega_7) \left( sC_{net2} + \frac{1}{R_{L1}} \right) \left( sC_{net4} + \frac{1}{R_{L2}} \right) AB} + \\ & \frac{g_{m6}\omega_6 (s+\omega_6)(s+\omega_7)(A) [(g_{m3}(0)\omega_3 (s+\omega_2) - g_{m2}(0)\omega_2 (s+\omega_3))] (B - g_{m4}(0)\omega_4 R_2)}{(s+\omega_2)(s+\omega_3)(s+\omega_5)(s+\omega_6)(s+\omega_7) \left( sC_{net2} + \frac{1}{R_{L1}} \right) \left( sC_{net4} + \frac{1}{R_{L2}} \right) AB} + \\ & \frac{g_{m7}\omega_7 (s+\omega_2)(s+\omega_3)(s+\omega_5)(s+\omega_6) \left( sC_{net2} + \frac{1}{R_{L1}} \right) (A - g_{m1}(0)\omega_1 R_1) BA}{(s+\omega_2)(s+\omega_3)(s+\omega_5)(s+\omega_6)(s+\omega_7) \left( sC_{net2} + \frac{1}{R_{L1}} \right) \left( sC_{net4} + \frac{1}{R_{L2}} \right) AB} \end{aligned} \quad (\text{ข.21})$$

จากสมการที่ (ข.21) ซึ่ง  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{13}$ ,  $C_{14}$ ,  $C_{15}$ ,  $C_{16}$  และ  $C_{17}$  เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ทางอินพุตของ  $OTA_1$ ,  $OTA_2$ ,  $OTA_3$ ,  $OTA_4$ ,  $OTA_5$ ,  $OTA_6$  และ  $OTA_7$  ตามลำดับ  $C_{o1}$ ,  $C_{o2}$ ,  $C_{o3}$ ,  $C_{o4}$ ,  $C_{o5}$ ,  $C_{o6}$  และ  $C_{o7}$  คือค่าคาปาซิแตนซ์ทางเอาต์พุตของ  $OTA_1$ ,  $OTA_2$ ,  $OTA_3$ ,  $OTA_4$ ,  $OTA_5$ ,  $OTA_6$  และ  $OTA_7$  ตามลำดับ  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $\omega_3$ ,  $\omega_4$ ,  $\omega_5$ ,  $\omega_6$  และ  $\omega_7$  คือความถี่คัทออฟเชิงมุมของ  $OTA_1$ ,  $OTA_2$ ,  $OTA_3$ ,  $OTA_4$ ,  $OTA_5$ ,  $OTA_6$  และ  $OTA_7$  ตามลำดับ โดยโอทีเอทีที่มีจำหน่ายในปัจจุบันเช่น[33] LM13600 จะมีค่าคาปาซิแตนซ์ทางอินพุต 5.1pF, ค่าคาปาซิแตนซ์ทางเอาต์พุต 4.5pF, และ ความถี่คัทออฟเชิงมุม =  $12.6 \times 10^6$  rad/s และกำหนดให้  $R_1 = R_2 = 10K\Omega$ ,  $R_{L1} = 20K\Omega$  และ  $R_{L2} = 30K\Omega$   
 $g_{m1}(0) = g_{m7}(0) = 0.96mS$ ,  $g_{m4}(0) = 0.46mS$  และ  $g_{m2}(0) = g_{m3}(0) = g_{m5}(0) = g_{m6}(0) = 11mS$

พิจารณา pole นั้นคือ

$$(s+\omega_2)(s+\omega_3)(s+\omega_5)(s+\omega_6)(s+\omega_7) \left( sC_{net2} + \frac{1}{R_{L1}} \right) \left( sC_{net4} + \frac{1}{R_{L2}} \right) AB = 0 \quad (\text{ข.22})$$

$$\text{จาก } A = (C_{\text{net1}} R_1) \left( s^2 + \frac{s(C_{\text{net1}} R_1 \omega_1 + 1)}{C_{\text{net1}} R_1} + \frac{g_{m1}(0) \omega_1 R_1 + \omega_1}{C_{\text{net1}} R_1} \right)$$

จะมีความถี่เชิงมุมธรรมชาติ

$$\omega_n^2 = \frac{g_{m1}(0) \omega_1 R_1 + \omega_1}{C_{\text{net1}} R_1} \quad (\text{ข.23})$$

$$\omega_n = 31.6 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

และสามารถหาอัตราकरणห้วงได้จาก

$$2\zeta\omega_n = \frac{(C_{\text{net1}} R_1 \omega_1 + 1)}{C_{\text{net1}} R_1} \quad (\text{ข.24})$$

$$\zeta = 0.26$$

ดังนั้นสามารถหาแบนวิดได้จาก

$$BW = \omega_n \left[ (1 - 2\zeta^2) + \sqrt{4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{ข.25})$$

$$BW = 46.6 \times 10^6 \text{ rad/s} = 7.41 \times 10^6 \text{ Hz}$$

$$\text{และ } B = (C_{\text{net3}} R_2) \left( s^2 + \frac{s(C_{\text{net3}} R_2 \omega_4 + 1)}{C_{\text{net3}} R_2} + \frac{g_{m4}(0) \omega_4 R_2 + \omega_4}{C_{\text{net3}} R_2} \right)$$

จะมีความถี่เชิงมุมธรรมชาติ

$$\omega_n^2 = \frac{g_{m4}(0) \omega_4 R_2 + \omega_4}{C_{\text{net3}} R_2} \quad (\text{ข.26})$$

$$\omega_n = 18.7 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถหาอัตราकरणห้วงได้จาก

$$2\zeta\omega_n = \frac{(C_{net3}R_2\omega_4 + 1)}{C_{net3}R_2} \quad (\text{ข.27})$$

$$\zeta = 0.47$$

ดังนั้นสามารถหาแบนวิดได้จากสมการ(ข.25)

$$BW = 23.6 \times 10^6 \text{ rad/s} = 3.7 \times 10^6 \text{ Hz}$$

จาก  $\left(sC_{net2} + \frac{1}{R_{L1}}\right)$  และ  $\left(sC_{net4} + \frac{1}{R_{L2}}\right)$  จะมีpole ที่  $2.52 \times 10^6 \text{ rad/s}$  หรือ  $401 \text{ kHz}$

และ  $2.46 \times 10^6 \text{ rad/s}$  หรือ  $392 \text{ kHz}$  ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการที่ (ข.21) การตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่มีความถี่ 3 เท้า จะมีค่าประมาณ  $392 \text{ kHz}$

## ภาคผนวก ก.

### วงจรวีความถี่ $n$ เท่าโดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยผลของอูณหภูมิจ

#### ก.1 หลักการออกแบบวงจรว

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในบทสรุป สามารถทำการพัฒนางจรวให้เป็นวงจรวีความถี่  $n$  เท่าได้ดังนี้ จากความสัมพันธ์ฟังก์ชันตรีโกณ

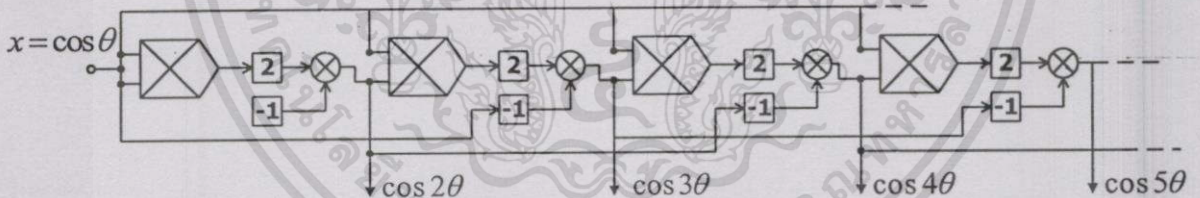
$$\cos 2\theta = 2 \cos^2\theta - 1 \quad (\text{ก.1})$$

$$\cos 3\theta = 2 \cos 2\theta \cos \theta - \cos \theta \quad (\text{ก.2})$$

$$\cos 4\theta = 2 \cos 3\theta \cos \theta - \cos 2\theta \quad (\text{ก.3})$$

$$\cos 5\theta = 2 \cos 4\theta \cos \theta - \cos 3\theta \quad (\text{ก.4})$$

สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังนี้



รูปที่ ก.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรวีความถี่  $n$  เท่า

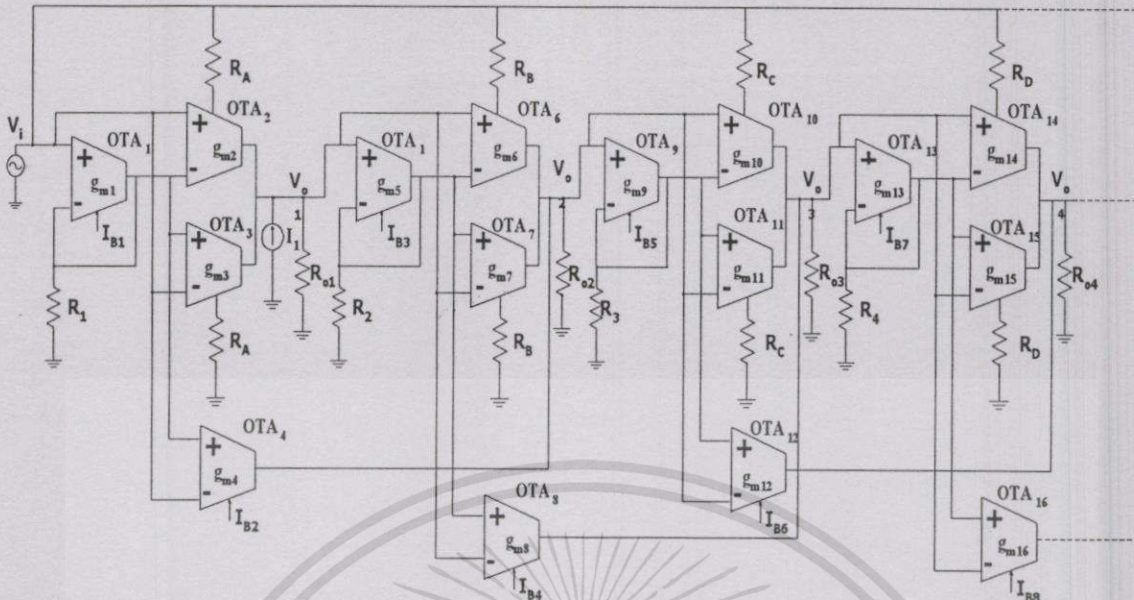
จากสมการที่ (ก.1)-(ก.4) แสดงให้เห็น สามารถสร้างวงจรวีความถี่ใด ๆ ได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ฟังก์ชันตรีโกณ ในที่นี้จะขอกกล่าวเพียงการออกแบบวงจรวีความถี่ 5 เท่าเท่านั้น เนื่องจากวงจรวีความถี่  $n$  เท่า จะใช้หลักการเดียวกัน

#### ก.2 วงจรวีความถี่ $n$ เท่าโดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยผลของอูณหภูมิจ

จากสมการที่ (ก.1)-(ก.4) และจากรูปที่ ก.1 สามารถสร้างเป็นวงจรวีความถี่ 5 เท่าได้ดังรูปที่ ก.2 วงจรว

#### ประกอบด้วยวงจรวเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสและวงจรว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค.2 วงจรทวีความถี่  $n$  เท่า

### ค.2.1 การทำงานของวงจร

จากวงจรทวีความถี่ ค.2  $OTA_1$ - $OTA_3$  คือวงจรยกกำลังสองชุดแรกเนื่องจากใช้อินพุตทั้งสองเป็นอินพุตเดียวกัน ทำให้เกิดสัญญาณที่เอาต์พุต  $V_{o1}$  แต่จะทำให้เกิดความถี่ 2 เท่าได้นั้นจะต้องนำสัญญาณไฟตรงมาลบออก นั่นคือวงจรจะใช้แหล่งจ่ายกระแส  $I_1$  ดังนั้นจะได้สัญญาณ  $\cos 2\theta$  ที่  $V_{o1}$  สัญญาณ  $\cos 2\theta$  นี้จะต่อเข้ากับวงจรคูณชุดที่สอง ( $OTA_4$ - $OTA_6$ ) สัญญาณที่ได้จากวงจรคูณชุดที่สองจะถูกลบด้วยสัญญาณ  $\cos \theta$  ซึ่งจะใช้  $OTA_1$  และ  $OTA_4$  ในการแปลงแรงดันเป็นกระแสและนำสัญญาณ  $\cos \theta$  มาลบออก สัญญาณที่ได้ที่  $V_{o2}$  จะเป็นสัญญาณ  $\cos 3\theta$  สัญญาณ  $\cos 3\theta$  นี้จะถูกต่อเข้ากับวงจรคูณชุดที่สาม( $OTA_9$ - $OTA_{11}$ ) และนำสัญญาณ  $\cos 2\theta$  มาลบออกโดยใช้  $OTA_5$  และ  $OTA_8$  สัญญาณที่ได้ที่  $V_{o3}$  จะเป็นสัญญาณ  $\cos 4\theta$  และในทำนองเดียวกันในการสร้างสัญญาณ  $\cos 5\theta$  ก็ให้นำสัญญาณ  $\cos 4\theta$  ต่อเข้ากับวงจรคูณชุดที่สี่( $OTA_{13}$ - $OTA_{15}$ ) และลบออกด้วยสัญญาณ  $\cos 3\theta$  โดยใช้  $OTA_9$  และ  $OTA_{12}$  สัญญาณที่ได้ที่  $V_{o4}$  จะเป็นสัญญาณ  $\cos 5\theta$

### ค.2.2 การวิเคราะห์ห้วงจร

จากวงจรทวีความถี่  $n$  เท่าจะเห็นได้ว่าวงจรประกอบด้วยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอทีที่การชดเชยผลของอุณหภูมิ และวงจรคูณโดยใช้โอทีเอทีที่การชดเชยผลของอุณหภูมิ ซึ่งสมการสำหรับวงจรทั้งสองนั้นได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 ดังนั้นวงจรทวีความถี่  $n$  เท่านี้จะมีสมการดังต่อไปนี้

ที่เอาท์พุท  $V_{o1}$

$$V_{o1} = \frac{R_{o1}}{I_{B1}R_1R_A} V_i^2 - I_1 \quad (\text{ค.5})$$

ที่เอาท์พุท  $V_{o2}$

$$V_{o2} = \frac{R_{o2}}{I_{B3}R_2R_B} V_{o1}V_i - \frac{R_{o2}I_{B2}}{I_{B1}R_1} V_i \quad (\text{ค.6})$$

ที่เอาท์พุท  $V_{o3}$

$$V_{o3} = \frac{R_{o3}}{I_{B5}R_3R_C} V_{o2}V_i - \frac{R_{o3}I_{B4}}{I_{B3}R_2} V_{o1} \quad (\text{ค.7})$$

ที่เอาท์พุท  $V_{o4}$

$$V_{o4} = \frac{R_{o4}}{I_{B7}R_4R_D} V_{o3}V_i - \frac{R_{o4}I_{B6}}{I_{B5}R_4} V_{o2} \quad (\text{ค.8})$$

โดยกำหนดให้  $\frac{R_{o1}}{I_{B1}R_1R_A} = \frac{R_{o2}}{I_{B2}R_2R_B} = \frac{R_{o3}}{I_{B5}R_3R_C} = \frac{R_{o4}}{I_{B7}R_4R_D} = 2$  และ

$$\frac{R_{o2}I_{B2}}{I_{B1}R_1} = \frac{R_{o3}I_{B4}}{I_{B3}R_2} = \frac{R_{o4}I_{B6}}{I_{B5}R_4} = 1$$

### ข.3 การเลียนแบบการทำงานวงจร

จากวงจรดังรูปที่ ข.2 ได้ทำการเลียนแบบการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรได้กำหนดให้

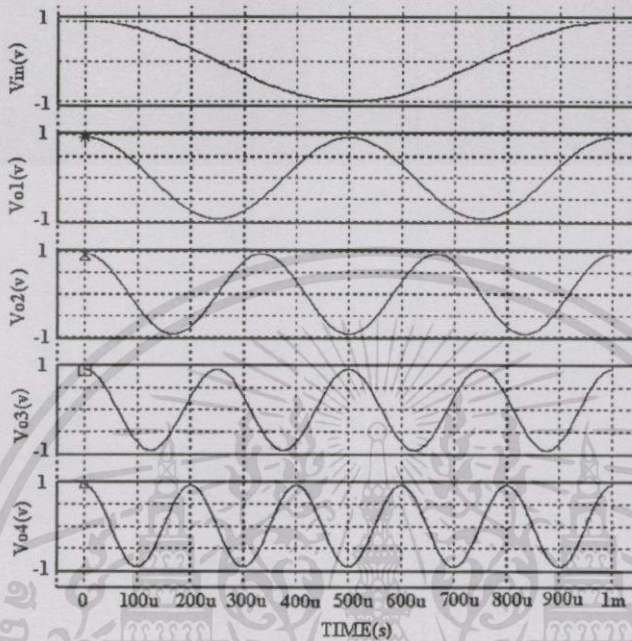
กระแสไบแอส  $I_{B1}=I_{B3}=I_{B5}=I_{B7}=100\mu\text{A}$  และ  $I_{B2}=I_{B4}=I_{B6}=I_{B8}=10\mu\text{A}$

ค่าความต้านทาน  $R_A=R_B=R_C=R_D=10\text{k}\Omega$  และ  $R_{o1}=R_{o2}=R_{o3}=R_{o4}=100\text{k}\Omega$

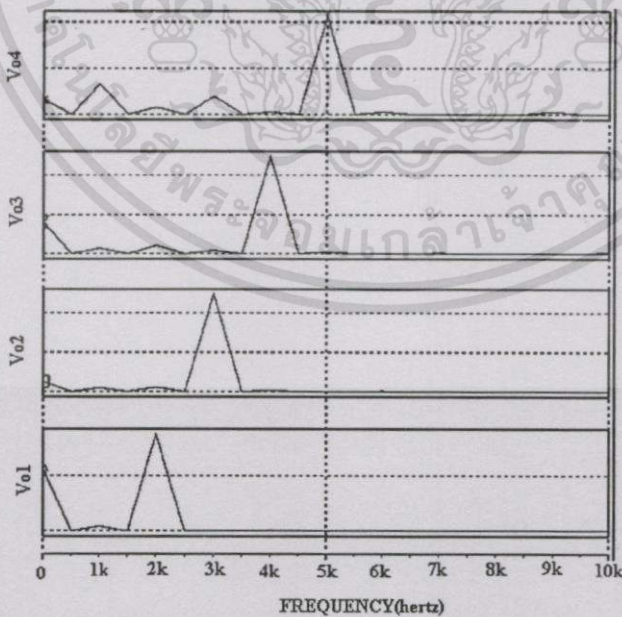
แหล่งจ่ายกระแส  $I_1=10\mu\text{A}$

เมื่อป้อนสัญญาณ โคไซน์ที่มีขนาดแอมป์ริจูด  $2V_{pp}$  ที่ความถี่ 1 kHz และทำการวัดสัญญาณที่  $V_{o1}$ ,  $V_{o2}$ ,  $V_{o3}$  และ  $V_{o4}$  จากผลการเลียนแบบการทำงานวงจรจะเห็นได้ว่า สัญญาณที่  $V_{o1}$ ,  $V_{o2}$ ,  $V_{o3}$  และ  $V_{o4}$  จะมีความถี่ 2kHz, 3kHz, 4kHz และ 5kHz ตามลำดับ โดยมีขนาดแอมป์ริจูด  $2V_{pp}$

การวิเคราะห์ความถี่เชิงเส้นทางฮาร์มอนิกสักรวมของวงจรได้ใช้โปรแกรม PSPICE ในการคำนวณ ซึ่งองค์ประกอบทางฮาร์มอนิกสักรวมที่เอาต์พุต  $V_{o1}$ ,  $V_{o2}$ ,  $V_{o3}$  และ  $V_{o4}$  แสดงดังรูปที่ ค.4 และจากรูปที่ ค.4 จะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความถี่เชิงเส้นทางฮาร์มอนิกสักรวมดังตารางที่ ค.1



รูปที่ ค.3 ผลการเลียนแบบการทำงานที่เอาต์พุต  $V_{o1}$ ,  $V_{o2}$ ,  $V_{o3}$  และ  $V_{o4}$  เทียบกับสัญญาณอินพุต



รูปที่ ค.4 องค์ประกอบฮาร์มอนิกสักรวมของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ค.1 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดฮาร์มอนิกสร่วม

ความถี่	%THD
2kHz	0.57%
3kHz	1.09%
4kHz	0.95%
5kHz	1.4%

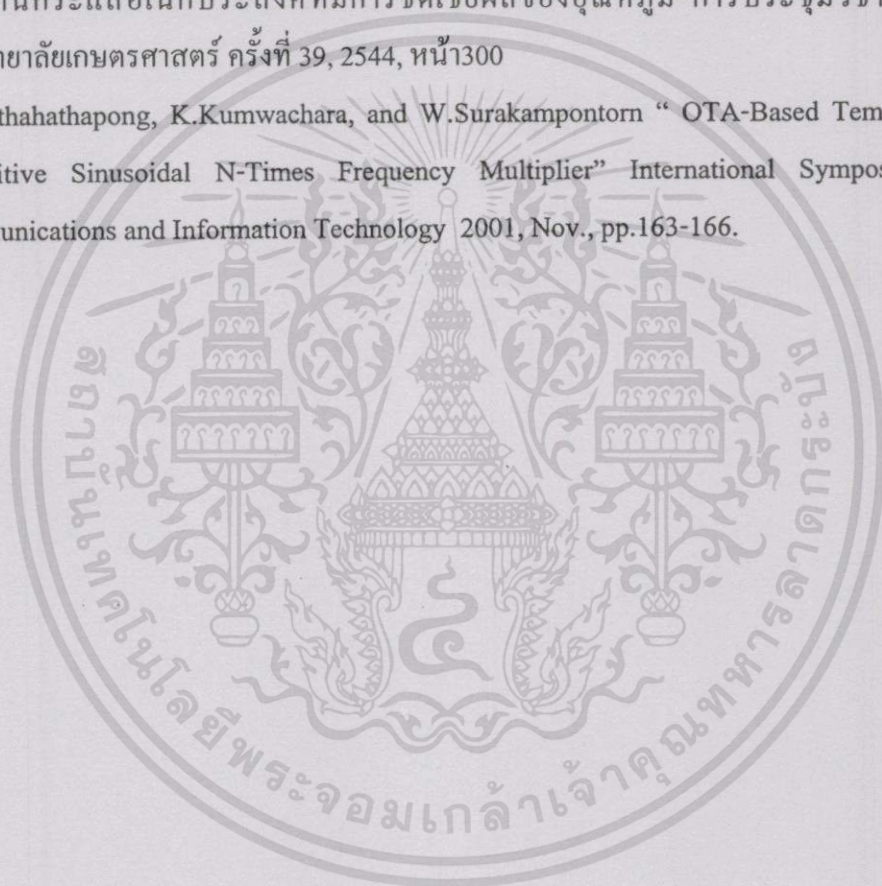
#### ค.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้แสดงแนวทางในการพัฒนาวงจรให้เป็นวงจรที่มีความถี่  $n$  เท่า โดยการออกแบบได้อาศัยความสัมพันธ์ทางฟังก์ชันตรีโกณ โดยวงจรที่ออกแบบประกอบด้วยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสและวงจรคูณ โดยใช้ไอทีเอทีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ นอกจากนั้นยังได้แสดงผลการเลียนแบบการทำงานวงจร เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรที่ออกแบบนั้นสามารถทำงานได้ตามทฤษฎี

## ภาคผนวก ง.

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสาร ในวิทยานิพนธ์นี้มี 3 บทความดังต่อไปนี้

- [1] พัชรารักษ์ นิปีทหัตถพงษ์ สกนธ์วรรณ ชาญณรงค์ เกียรติศักดิ์ คมวัชระ และวัลลภ สุระกำพล  
 ธร “วงจรวีความถี่ 3 เท่าโดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ” การประชุมวิชาการทาง  
 วิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23, 2543, หน้า 641-644
- [2] สุชาติ สงวนไว้, พัชรารักษ์ นิปีทหัตถพงษ์, เอกชัย ม่วงรอดภัย และเกียรติศักดิ์ คมวัชระ “วงจร  
 สายพานกระแสแอมป์ประสมที่ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ” การประชุมวิชาการของ  
 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 39, 2544, หน้า 300
- [3] P.Nipathahathapong, K.Kumwachara, and W.Surakamponorn “ OTA-Based Temperature-  
 Insensitive Sinusoidal N-Times Frequency Multiplier” International Symposium on  
 Communications and Information Technology 2001, Nov., pp.163-166.

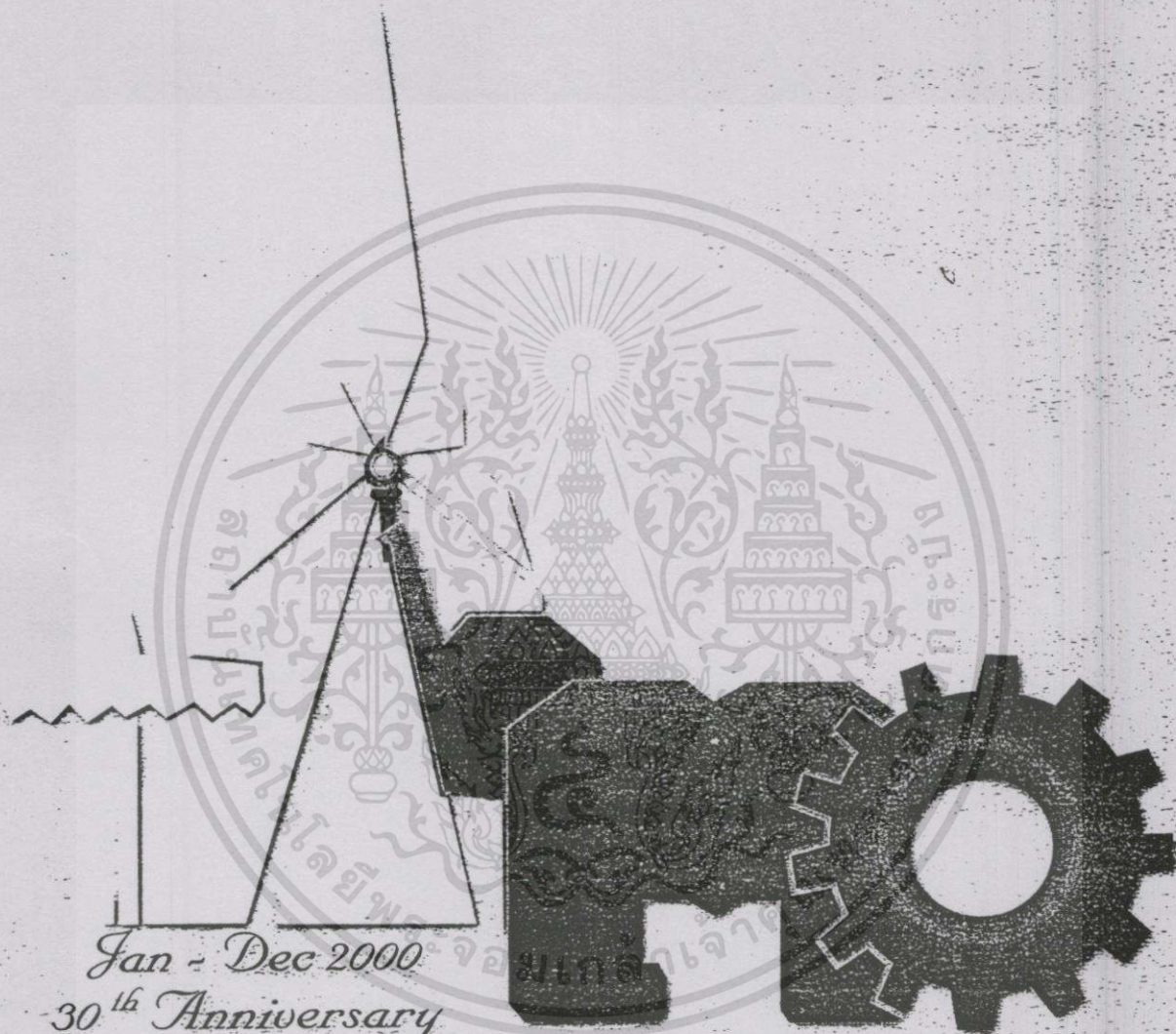




การประชุมวิชาการ  
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23

EECON  
62  
XXIII

23<sup>rd</sup> Electrical Engineering Conference  
(EECON-23)



Jan - Dec 2000

30<sup>th</sup> Anniversary

Faculty of Engineering, Chiang Mai University

วันที่ 23-24 พฤศจิกายน 2543 โรงแรมดิเอ็มเพรส เชียงใหม่

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# วงจรวทวีความถี่ 3 เท่า โดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

## OTA-based Temperature-Insensitive Sinusoidal Frequency Tripler

พัชรภรณ์ นีปัทมหัตถพงศ์ สกนธ์วรรณ ชาญณรงค์ เกียรติศักดิ์ คมวัชรระ วัลลภ สุระกำพาลธร  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ถ.ฉลองกรุง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร (02) 7391362 E-mail: s2061190@kmitl.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความนี้ได้เสนอวงจรวทวีความถี่สัญญาณรูปไซน์ขนาด 3 เท่า โดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ โดยหลักการของวงจรวทวีความถี่สร้างจากความสัมพันธ์ของฟังก์ชันตรีโกณมิติ โครงสร้างวงจรประกอบด้วยวงจรมัลติพลายและวงจรวทวี  $V_A$  ที่ได้รับการปรับปรุงช่วงปฏิบัติการของอินพุตให้มีย่านใช้งานที่กว้างและมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ซึ่งเป็นข้อดีที่ควรนำไปใช้งานจริง

คำสำคัญ : วงจรวทวีความถี่ 3 เท่า, โอทีเอ, การชดเชยอุณหภูมิ

### Abstract

This paper presents a sinusoidal frequency triple circuit based on OTA with temperature-insensitive. The conception of circuit design from relationship of trigonometry function. The proposed circuit consists of multipliers and voltage to current which it has temperature insensitive stability and improves dynamic range of signal input. All of these are this circuit advantages in practice

Keyword : Frequency Tripler, OTA, Temperature-insensitive

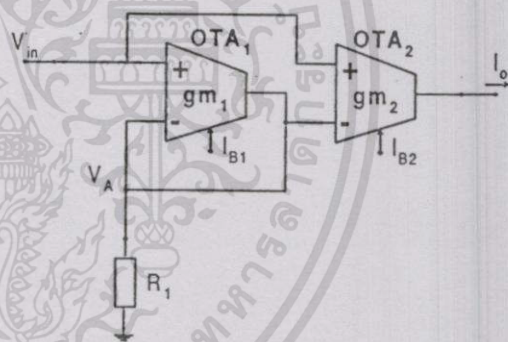
### 1. บทนำ

วงจรวทวีความถี่สัญญาณขนาดต่าง ๆ มีความสำคัญในการประยุกต์ใช้งานการประมวลผลสัญญาณ ด้านการสื่อสารเพื่อการมอดูเลตสัญญาณหรือสังเคราะห์ความถี่ ในระบบเครื่องมือวัดหรือในระบบควบคุม การสร้างวงจรวทวีความถี่ต่าง ๆ ดังกล่าวนั้นโดยทั่วไปแล้ว เป็นวงจรวทวีความถี่ 2 เท่า[1-3] แต่สำหรับกรออกแบบวงจรวทวีความถี่ 3 เท่า นั้นยังคงพบเห็นได้น้อยเช่นในบทความ[4-5] ซึ่งในบทความ[5]นั้นอาศัยการออกแบบวงจรวทวีความถี่จากความสัมพันธ์ของฟังก์ชันตรีโกณมิติและใช้ OTA (Operational Transconductance Amplifier) ในการออกแบบ แคว้งจรวทวีความถี่ ขอบการรบกวนทางค่านเสถียรภาพทางค่านอุณหภูมิ และยังมีส่วนการรับสัญญาณทางค่านอินพุตค่าอยู่ประมาณ 52 mV ดังนั้นในบทความนี้จะ

เป็นการนำเสนอวิธีการออกแบบวงจรวทวีความถี่ 3 เท่าโดยอาศัยการออกแบบวงจรวทวีความถี่จากความสัมพันธ์ของฟังก์ชันตรีโกณมิติเช่นเดียวกัน แคว้งจรวทวีความถี่ ออกแบบนั้นปราศจากผลกระทบเนื่องมาจากอุณหภูมิและสามารถปรับปรุงช่วงปฏิบัติการของอินพุตของอินพุตวงจรให้สูงขึ้นตลอดจนเพื่อให้วงจรวทวีความถี่มีเสถียรภาพและเหมาะสมในการนำไปใช้งานมากขึ้น

### 2. วงจรเบื้องต้นสำหรับใช้ออกแบบวงจรวทวีความถี่ 3 เท่า

#### 2.1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ และสามารถปรับปรุงช่วงปฏิบัติการได้[6]



รูปที่ 1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

จากรูปที่ 1 OTA<sub>1</sub> จะคือเป็นวงจรวทวีความถี่ตาม ทำให้แรงดันที่  $V_A$  มีค่าประมาณค่า  $V_{in}$  โดยมีความต้านทาน  $R_1$  เป็นตัวเปลี่ยนแรงดันให้เป็นกระแสและทำให้วงจรวทวีความถี่ของอุณหภูมิ และปรับปรุงช่วงปฏิบัติการอินพุต ส่วน OTA<sub>2</sub> ก็จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันต่างระหว่าง  $V_A$  กับ  $V_A$  ให้เป็นค่า  $I_o$  ดังนี้

$$V_A = \frac{gm_1 R_1}{1 + gm_1 R_1} V_{in} \quad (1)$$

และได้

$$I_o = gm_2(V_{in} - V_A) = \frac{gm_2 V_{in}}{1 + gm_1 R_1} \quad (2)$$

ถ้า  $gm_1 R_1 \gg 1$  กระแสเอาต์พุตประมาณได้คือ

$$I_o = \frac{gm_2}{gm_1} \frac{V_{in}}{R_1} \quad (3)$$

ในแต่ละตัวของ OTA ที่มีโครงสร้างภายในเป็นวงจรรวมความแตกต่าง

จะมี  $gm = \frac{I_B}{2V_T}$  ดังนั้น

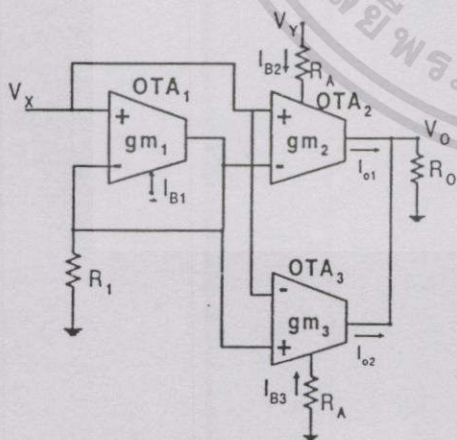
$$I_o = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_{in}}{R_1} \quad (4)$$

วงจรถูกกล่าวจะเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสพร้อมทั้งสามารถกำหนดค่าอัตราขยายได้โดยค่าอัตราส่วน  $I_{B2}/I_{B1}$  จากสมการจะเห็นได้ว่าค่า  $gm_2$  และ  $gm_1$  ที่เคยขึ้นกับอุณหภูมิ เมื่อประกอบเป็นวงจรถูกที่ 1 อุณหภูมิจะถูกชดเชยไปและสามารถกำหนดช่วงปฏิบัติการของวงจรถูกที่ 1 เป็น  $V_{in} \leq |2V_T + I_{B1}R_1|$  จะเห็นได้ว่าช่วงปฏิบัติการเพิ่มขึ้นจากเดิม  $2V_T$  เป็น  $2V_T + I_{B1}R_1$  ดังนั้นในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการให้กว้างขึ้นสามารถทำได้โดยการเพิ่ม  $I_{B1}$  หรือความต้านทาน  $R_1$

2.2 วงจรอุณหภูมิไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ และสามารถกำหนดช่วง

ปฏิบัติการได้

โดยการดัดแปลงวงจรถูกที่ 1 ซึ่งทำการเพิ่ม OTA<sub>3</sub> เข้าไปอีก 1 ตัว ทำหน้าที่คล้ายกับ OTA<sub>2</sub> และใช้ส่วนการจ่ายกระแสไบอัส  $I_{B2}$  มาเป็นส่วนอินพุต  $V_y$  ของวงจรถูกที่ 2 ดังนั้นจะได้วงจรรวมแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 วงจรอุณหภูมิไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

จากรูปที่ 2 พบว่า

$$I_{B2} = \frac{(V_y + V_{CC} - V_{BE})}{R_A} \quad (5)$$

และ

$$I_{B3} = \frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R_A} \quad (6)$$

ที่สมการ(4) เป็นสมการของวงจรถูกที่ 1 ซึ่งเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับรูปที่ 2 พบว่า  $V_{in} = V_x$  และ  $I_o = I_{o1}$  ดังนั้นจะได้

$$I_{o1} = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_x}{R_1} \quad (7)$$

ในทำนองเดียวกันที่ OTA<sub>2</sub> และ OTA<sub>3</sub> มี

$$I_{o2} = -\frac{I_{B3}}{I_{B1}} \frac{V_x}{R_1} \quad (8)$$

แทน (5) ใน (7)

$$I_{o1} = \frac{(V_y + V_{CC} - V_{BE}) V_x}{R_A I_{B1} R_1} \quad (9)$$

แทน (6) ใน (8)

$$I_{o2} = -\frac{(V_{CC} - V_{BE}) V_x}{R_A I_{B1} R_1} \quad (10)$$

ที่เอาต์พุต พบว่า

$$V_o = (I_{o1} + I_{o2}) R_o \quad (11)$$

ดังนั้น

$$V_o = \frac{R_o V_x V_y}{I_{B1} R_1 R_A} \quad (11)$$

หรือ

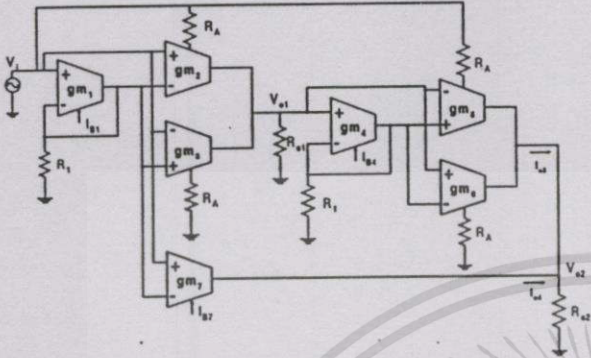
$$V_o = k V_x V_y, k = \frac{R_o}{I_{B1} R_1 R_A} \quad (12)$$

ดังนั้นจากรูปที่ 2 ซึ่งเป็นวงจรรวมจะพบว่าวงจรถูกที่ 2 ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิและสามารถกำหนดช่วงปฏิบัติการของวงจรถูกที่ 2 เช่นเดียวกับวงจรถูกที่ 1 คือ  $V_{in} \leq |2V_T + I_{B1}R_1|$

### 3. วงจรทวีความถี่ 3 เท่าที่ใช้งาน

จากความสัมพันธ์ของฟังก์ชันตรีโกณในการสังเคราะห์ความถี่ 3 เท่า กรณีของอินพุตที่เข้ามาเป็นสัญญาณไซน์ พบว่า

$$\sin 3A \approx 3 \sin A - 4 \sin^3 A \quad (13)$$



รูปที่ 3 วงจรทวีความถี่ 3 เท่าที่สมบูรณ์

ดังนั้นในการออกแบบวงจรทวีความถี่ 3 เท่าจะอาศัยหลักการตามสมการที่ (13) โดยสัญญาณอินพุตคือ  $\sin A$  และเอาท์พุตที่ต้องการคือ  $\sin 3A$  จึงได้ประกอบวงจรตามรูปที่ 1 และ 2 รวมกันเป็นวงจรทวีความถี่ 3 เท่า ดังแสดงในรูปที่ 3

จากวงจรที่ 3 OTA<sub>1</sub> ถึง OTA<sub>2</sub> คือรูปแบบของวงจรคูณสองแรกซึ่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรถักค่าลงสองเนื่องจากว่าใช้อินพุตทั้งสองเป็นอินพุตเดียวกัน ทำให้เกิดเอาท์พุตที่  $V_{o1}$  จากนั้นสัญญาณที่  $V_{o1}$  และ  $V_i$  จะถูกต่อเข้ากับวงจรคูณสองที่ 2 ที่ OTA<sub>3</sub> ถึง OTA<sub>4</sub> ทำให้เกิดเป็นสัญญาณเอาท์พุตที่  $V_{o2}$  ทำให้เกิดวงจรถักค่าลง 3 แต่การที่จะทำให้เกิดความถี่ 3 เท่า นั้น คือนำความถี่อินพุตไปลบออกอีกทีหนึ่งเสียก่อนดังสมการ (13) นั่นคือวงจรได้ใช้ OTA<sub>1</sub> กับ OTA<sub>2</sub> ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่นำความถี่อินพุตไปหักออก ทำให้ได้สัญญาณความถี่ขนาด 3 เท่า ดังการวิเคราะห์ต่อไปนี้

ที่ OTA<sub>1</sub> ถึง OTA<sub>2</sub> คือวงจรถูกคูณที่ 1 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรถักค่าลง 2 เนื่องจากว่าใช้อินพุตทั้งสองเป็นอินพุตเดียวกัน ดังนั้นจะได้

$$V_{o1} = \frac{R_{o1}}{I_{B1}R_1R_A} V_i^2 \quad (14)$$

ที่ OTA<sub>3</sub> ถึง OTA<sub>4</sub> คือวงจรถูกคูณที่ 2 จะได้

$$I_{o3} = -\frac{V_{o1}V_i}{I_{B4}R_1R_A} = -\frac{R_{o1}V_i^3}{I_{B1}I_{B4}(R_1R_A)^2} \quad (15)$$

ที่ OTA<sub>1</sub> กับ OTA<sub>2</sub> เป็นวงจรถักค่าลงสัญญาณ  $V_i$  เป็นกระแส  $I_{o4}$  เพื่อส่งค่าความถี่อินพุตไปลบออกจากวงจรถักค่าลง 3 เพื่อให้ได้ความถี่ 3 เท่า นั่นคือ

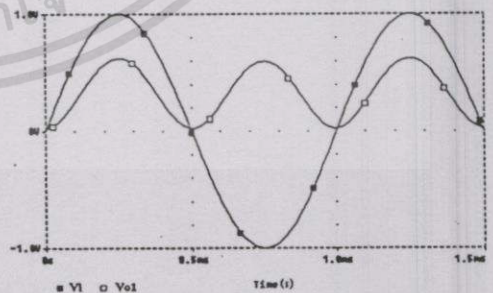
$$I_{o4} = \frac{I_{B7}}{I_{B1}} \frac{V_i}{R_1} \quad (16)$$

$$V_{o2} = \{I_{o3} + I_{o4}\}R_{o2} \quad (17)$$

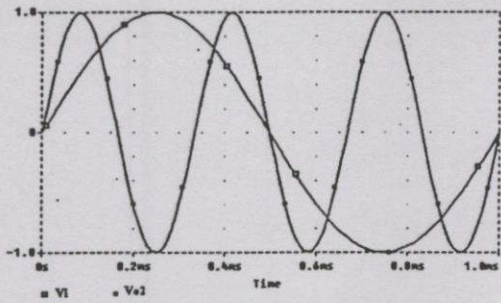
$$V_{o2} = \frac{R_{o2}I_{B7}}{R_1I_{B1}} V_i - \frac{R_{o1}R_{o2}}{(R_1R_A)^2 I_{B1}I_{B4}} V_i^3 \quad (18)$$

### 4. ผลการเขียนแบบการทำงานวงจรและสมรรถนะของวงจรที่ได้นำเสนอ

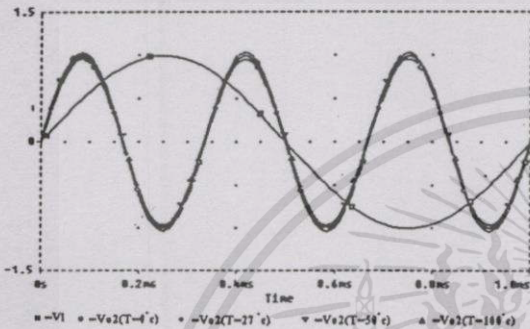
จากวงจรรูปที่ 3 จะใช้การเขียนแบบวงจรด้วยโปรแกรม PSpice โดยกำหนดค่า  $R_1=10k\Omega$   $R_A=50k\Omega$   $R_{o2}=300k\Omega$   $I_{B1}=I_{B4}=I_{B7}=100\mu A$   $R_{O1}=33k\Omega$  และให้สัญญาณอินพุตมีความถี่ 1 kHz ขนาด 2 V<sub>r</sub> นั่นคือ  $V_i = \sin(2\pi \times 10^3 t)$  รูปที่ 4 แสดงผลการเขียนแบบของสัญญาณที่  $V_{o1}$  ซึ่งเป็นสัญญาณที่ได้จากวงจรถักค่าลงสอง ดังนั้นสัญญาณที่ได้จะมีความถี่เป็น 2kHz ซึ่งเป็นความถี่ 2 เท่าของสัญญาณอินพุต รูปที่ 5 แสดงผลการเขียนแบบการทำงาน ของวงจรทวีความถี่ 3 เท่า จะเห็นได้ว่าวงจรสามารถผลิตความถี่ได้ 3 เท่าของสัญญาณอินพุตและสัญญาณมีขนาดเท่ากับสัญญาณอินพุต และเพื่อเป็นการทดสอบว่าวงจรมีผลต่ออุณหภูมิอย่างไร การทดสอบได้มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ โดยกำหนดค่าที่  $T=0^\circ$ ,  $T=27^\circ$ ,  $T=50^\circ$  และ  $T=100^\circ C$  ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6 สัญญาณที่ได้นั้นยังคงเป็นสัญญาณที่มีความถี่เป็น 3 เท่าเช่นเดิม แต่เปลี่ยนแปลงคาบของสัญญาณมีบ้างเพียงเล็กน้อยเท่านั้น รูปที่ 7 แสดงถึงการกำหนดค่าให้วงจรมีช่วงปฏิบัติการต่าง ๆ โดยการปรับเปลี่ยนค่า  $I_{B1}$  นั่นคือถ้าต้องการให้ช่วงปฏิบัติการกว้างขึ้นสามารถทำการเพิ่ม  $I_{B1}$  ให้กับ OTA<sub>1</sub> มากขึ้น



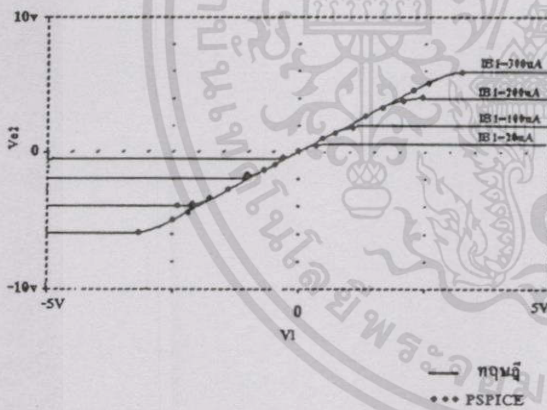
รูปที่ 4 ผลของสัญญาณเอาท์พุตที่  $V_{o1}$



รูปที่ 5 ผลของสัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{o2}$



รูปที่ 6 ผลของสัญญาณเอาต์พุตที่  $V_{o2}$  เมื่ออุณหภูมิเป็น  $T=0^{\circ}, T=27^{\circ}, T=50^{\circ}$  และ  $T=100^{\circ}C$



รูปที่ 7 ช่วงปฏิบัติงานของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนค่า  $I_{B1}$

5. สรุป

จากผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรนี้ได้แสดงให้เห็นว่า วงจรทวีความถี่ 3 เท่าที่ได้ออกแบบขึ้นจากความสัมพันธ์ของทั้งกัซัน ครีโฆนโคชได้นำ OTA มาออกแบบใช้งาน จะเห็นได้ว่าวงจรสามารถผลิตสัญญาณที่มีความถี่เป็น 3 เท่าได้ตามต้องการ วงจรที่ได้นี้มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิและมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้าง โยสามารถปรับเปลี่ยนได้

ตามต้องการด้วยค่า  $I_{B1}$  หรือค่า R, คัจพ้ันวงจรจึงมีความเหมาะสมมาก ในการนำไปประยุกต์ใช้งาน

6. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยชิ้นนี้ได้รับทุนอุดหนุนและเครื่องมือในการทำวิจัย จาก Japan International Cooperation Agency (JICA) ซึ่งคณะผู้จัดทำ การวิจัยขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] R. Genin and R. Kohn, "Sinusoidal frequency doubler", Electron.Lett., vol.15, pp.47-48, 1979.
- [2] R.W.J. Barker, "Translinear frequency doubler", Int. J. Electron., vol.44, pp.461-464, 1978.
- [3] A. Nedungadi, "Accurate translinear frequency doubler", Electron. Lett., vol.15, pp.228-229, 1979.
- [4] Alexandru A. Ciubotaru, "Sinusoidal Frequency Tripler Using Fundamental - Rejecting Feedback", IEEE Trans. Circuits Syst.I, vol.42, pp.388-392, July.1995.
- [5] นายวิวัฒน์ กิรานนท์ นายปราโมทย์ วาณิช และ นางสาวจริยา เลิศจรสรวามดี, "วงจรถับความถี่โดยใช้ OTA", วารสารประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่12, หน้า622-631, พ.ศ. 2532.
- [6] W. Surakamponthorn, V.Riewruja, K.Kumwachara, C.Surawatpunya and K. Anuntahirunrat, "Temperature - Insensitive Voltage - to - Current Converter and Its Applications", IEEE Trans. Instrument. Measure., vol.48, no.6, pp.1270-1277, Dec.1990.



การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

# ครั้งที่ 39

The 39<sup>th</sup> Kasetsart University Annual Conference

สาขาวิศวกรรมศาสตร์  
(Subject : Engineering)

5-7 กุมภาพันธ์ 2544

5-7 February 2001

จัดโดย

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

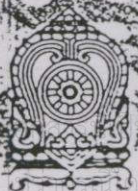
ร่วมกับ

กระทรวงศึกษาธิการ

กระทรวงเกษตรและสหกรณ์

กระทรวงวิทยาศาสตร์เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม

ทบวงมหาวิทยาลัย



## วงจรสายพานกระแสเอนกประสงค์ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

## Temperature-Insensitive Universal Current Conveyor

สุชาติ สงวนไว้ พัทชรพจน์ นีปัทหัตถพงษ์ เอกชัย ม่วงรอดภัย และ เกียรติศักดิ์ คมวัชระ

Suchat Sa-nguanwai, Patcharapom Nipathahathapong,

Ekkachai Muangrodpa, and Kiattisak Kumwachara

## บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรสายพานกระแสเอนกประสงค์ที่สามารถปรับเป็นวงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง และวงจรสายพานกระแสยุคที่สามได้ โดยไม่ต้องเพิ่มหรือเปลี่ยนอุปกรณ์ให้กับวงจร วงจรสายพานกระแสเอนกประสงค์นี้ยังสามารถปรับขนาดกระแสถ่ายโอน( $I_2$ )ได้ โดยใช้วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ให้ความถูกต้องแม่นยำสูง การออกแบบวงจรได้นำหลักการของโอทีเอ(OTA) มาปรับปรุง เพื่อให้วงจรมีคุณสมบัติแรงดันและกระแสของสายพานกระแสแต่ละยุค นอกจากนี้วงจรมังได้รับการปรับปรุงในด้านการทำงานอีกนั่นคือ วงจรมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้างขึ้น และวงจรมีเสถียรภาพโดยไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

## ABSTRACT

This paper presents Universal current conveyor which can be adapted to first, second, and third generation current conveyor without adding or modifying its elements. This Universal current conveyor can be electronically tuned transfer current magnitude, which give higher accurate result. In designing circuit, OTA concept was applied in order to give voltage and current property to each generation. Moreover, it has been improved to be insensitive to temperature change and to have wide dynamic range.

## คำนำ

วงจรสายพานกระแสได้ถูกนำเสนอขึ้น และได้รับการพัฒนาจากวงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง[1] เป็นยุคที่สอง[2] และยุคที่สาม[3] ซึ่งโดยทั่วไปวงจรสายพานกระแสสามารถนิยามในแผนภาพบล็อก (Block-diagram) ที่มี 3 ขั้วต่อ ที่อธิบายความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสของวงจรสายพานกระแส ในการออกแบบวงจรสายพานกระแสได้มีการนำเสนอหลักการต่าง ๆ มากมาย แต่สามารถสร้างขึ้นได้เป็นวงจรสายพานกระแสเฉพาะยุคเท่านั้น ดังนั้นบทความนี้จึงได้ออกแบบวงจรสายพานกระแสเอนกประสงค์ (Universal Current Conveyor : UCC) ที่สามารถแทนวงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง ยุคที่สอง และยุคที่สาม ที่มีอยู่เหล่านั้นได้ และวงจรสายพานกระแสเอนกประสงค์นี้ยังสามารถปรับขนาดของกระแสถ่ายโอนได้โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่า ให้ค่าที่แม่นยำสูงกว่าปรับค่าโดยวิธีทางกล การออกแบบวงจรได้นำหลักการของ OTA มาสร้าง แต่ OTA มีข้อเสียคือมีช่วงปฏิบัติงานที่แคบ(ประมาณ 52mV) และไม่เสถียรเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไปนั้นจึงได้มีการปรับปรุงวงจรสายพานกระแสเอนกประสงค์นี้ให้มีช่วงปฏิบัติงานที่กว้างขึ้นและวงจรมีเสถียรภาพโดยไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Faculty Engineering King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นิยามของวงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง ยุคที่สอง และยุคที่สาม ที่ได้นำเสนอ

แผนภาพบล็อกสายพานกระแสเอกประสงค์

แผนภาพบล็อกสายพานกระแสเอกประสงค์ ประกอบด้วยแรงดันขาเข้า 1 ขั้วต่อที่  $V_Y$  กระแสขาเข้า 1 ขั้วต่อที่  $V_X$  และกระแสขาออก 4 ขั้วต่อ ที่  $I_X^+$ ,  $I_X^-$  และ  $I_Z^+$ ,  $I_Z^-$  โดยที่กระแสขาออก  $I_X^+$   $I_Z^+$  จะมีทิศตรงข้ามกับ  $I_X^-$   $I_Z^-$  ตามลำดับ

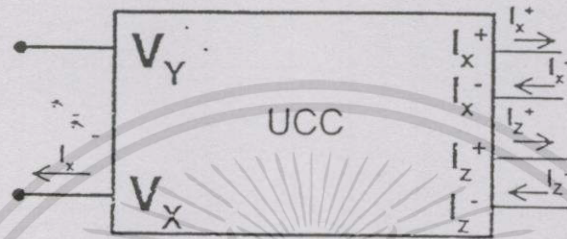


Figure 1 Block-diagram representation of Universal current conveyor

จากแผนภาพบล็อกสายพานกระแสเอกประสงค์นี้สามารถปรับเป็นสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง สายพานกระแสยุคที่สอง และสายพานกระแสยุคที่สามได้โดยต่อขั้วระหว่างขั้วต่อของสายพานกระแสเอกประสงค์ดังนี้

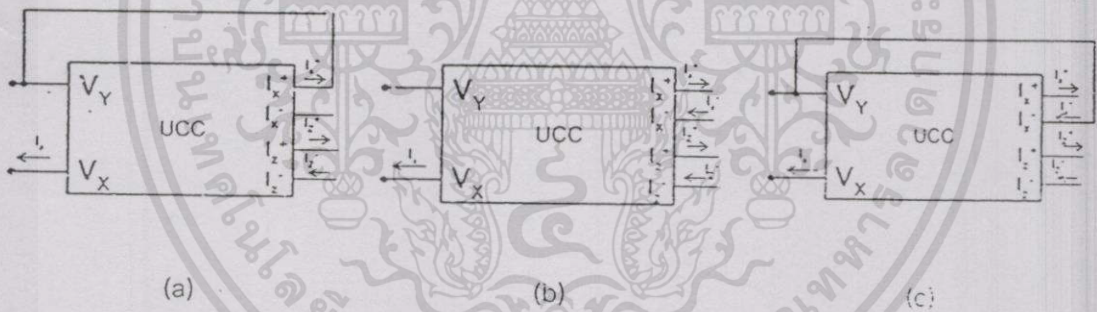


Figure 2 Realisation of current conveyor

- (a) First-generation current conveyor
- (b) Second-generation current conveyor
- (c) Third-generation current conveyor

วงจรถูกใช้งานจริง

ในการออกแบบวงจรถูกนำหลักการของ OTA มาสร้าง ซึ่งวงจรสายพานกระแสเอกประสงค์นี้สร้างขึ้นจากวงจรถูก 2 ชุด ที่มีขั้วต่อ  $V_X$  และ  $V_Y$  ร่วมกัน และให้กระแสขาออก  $I_X^+$   $I_X^-$   $I_Z^+$   $I_Z^-$  การทำงานของวงจรถูกกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กัน  $I_{E1}$  และ  $I_{E2}$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ วงจรถูกประกอบด้วยวงจรถูกขยายความแตกต่าง 2 ชุด ( $Q_1$  และ  $Q_2$ ,  $Q_3$  และ  $Q_4$ ) และวงจรถูกสะท้อนกระแสแบบคดโคสที่มีอัตราเกาส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง ( $Q_5$ - $Q_6$ ) จากวงจรถูกสามารถอธิบายความสัมพันธ์กระแสและแรงดันดังนี้

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของ OTA ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรถูกขยายความแตกต่างที่ได้มีการวิเคราะห์ไว้แล้ว [4] ดังนั้นวงจรถูกดังรูปที่ 2 จะมีความสัมพันธ์กันนั้น ไม่น่าแปลกใจที่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณ ไม่ว่าจะเป็นการคูณ การหาร การหาอนุพันธ์ การหาอินทิกรัล การหาฟังก์ชันตรีโกณมิติ และการหาฟังก์ชันลอการิทึม ฯลฯ อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาขาวิศวกรรมศาสตร์

$$V_x = \frac{g_{m1} R_x}{1 + g_{m1} R_x} V_y \tag{1}$$

$$I_z = g_{m2} (V_y - V_x) \tag{2}$$

โดยที่  $g_{m1} = I_{B1} / 2V_T$  และ  $g_{m2} = I_{B2} / 2V_T$

$$I_z = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m1} R_x} V_y \tag{3}$$

เนื่องจาก  $g_{m1} R_x \gg 1$  ดังนั้นสมการที่ 3 ได้

$$I_z \approx \frac{g_{m2}}{g_{m1} R_x} V_x \approx \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \cdot I_x \tag{4}$$

และจากสมการที่ 1 พบว่า

$$V_x \approx V_y \tag{5}$$

จากสมการจะเห็นได้ว่า  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  ที่เคยขึ้นกับอุณหภูมิ เมื่อประกอบเป็นวงจรดังรูปที่ 3 อุณหภูมิจะถูกชดเชยไปและสามารถกำหนดช่วงปฏิบัติการวงจรได้เป็น  $V_m \leq |2V_T + I_{B1} R_x|$  จะเห็นว่า ช่วงปฏิบัติการเพิ่มขึ้นจากเดิม  $2V_T$  เป็น  $|2V_T + I_{B1} R_x|$  ดังนั้นในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการให้กว้างขึ้นสามารถทำได้โดยการเพิ่ม  $I_{B1}$  หรือความต้านทาน  $R_x$  และจากสมการที่ 4  $I_z$  เป็นกระแสตัวไอออนที่สามารถปรับขนาดกระแสได้โดยการปรับกระแส  $I_{B1}$  หรือ  $I_{B2}$  แต่ในที่นี้จะสังเกตได้ว่า การปรับกระแส  $I_{B1}$  นั้นจะส่งผลกระทบถึงช่วงปฏิบัติการ ดังนั้นการปรับกระแส  $I_{B2}$  จึงเหมาะสมกว่า

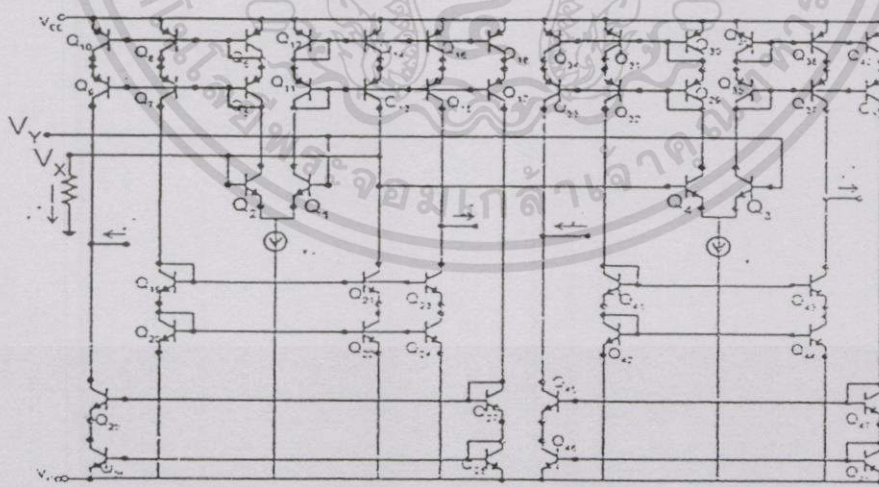


Figure 3 Proposed Universal current conveyor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการข้างต้นสามารถสรุปความสัมพันธ์แรงดันและกระแสตามคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง ยุคที่สอง และยุคที่สาม โดยให้วงจรสายพานกระแสเอนกประสงค์ได้ดังนี้

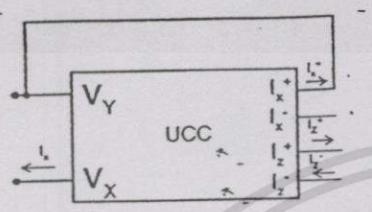
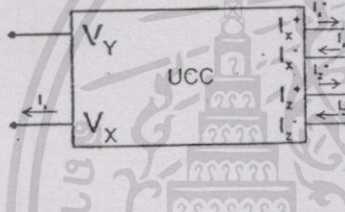
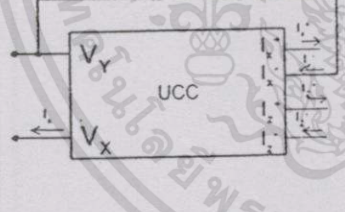
<p>สายพานกระแสยุคที่ 1</p> 	<p>ความสัมพันธ์แรงดันและกระแสของสายพานกระแสยุคที่ 1</p> $I_Y = I_X$ $V_X \cong V_Y$ $I_Z \cong \frac{I_{B2}}{I_{B1}} I_X$
<p>สายพานกระแสยุคที่ 2</p> 	<p>ความสัมพันธ์แรงดันและกระแสของสายพานกระแสยุคที่ 2</p> $I_Y = 0$ $V_X \cong V_Y$ $I_Z \cong \frac{I_{B2}}{I_{B1}} I_X$
<p>สายพานกระแสยุคที่ 3</p> 	<p>ความสัมพันธ์แรงดันและกระแสของสายพานกระแสยุคที่ 3</p> $I_Y = -I_X$ $V_X \cong V_Y$ $I_Z \cong \frac{I_{B2}}{I_{B1}} I_X$

Figure 4 Block-diagram and relationship of current conveyor

### ผลการเลียนแบบการทำงานและสมรรถนะของวงจร

จากวงจรดังรูปที่ 3 ใช้การเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยกำหนดค่า  $R_X=10k$  ซึ่งผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรจะแสดงความคุณสมบัติแรงดันและกระแสของวงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง ยุคที่สอง และยุคที่สาม โดยรูปที่ 5 แสดงแรงดันถ่ายโอนระหว่าง  $V_Y$  และ  $V_X$  เมื่อให้แรงดันขาเข้าที่ขั้วต่อ  $V_X$  ขนาด 1 โวลต์ รูปที่ 6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_Z$  และ  $I_X$  จะเห็นว่าสำหรับวงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่งกระแส  $I_Z$  และ  $I_X$  จะมีทิศทางเดียวกัน และวงจรสายพานกระแสยุคที่สองมีทิศตรงกันข้าม รูปที่ 7 แสดงกระแสถ่ายโอน ซึ่งจะมีขนาดเปลี่ยนไปเมื่อมีกระแสรับแหล่งจ่ายกระแส  $I_{B2}$  และเพื่อเป็นการทดสอบว่าวงจรสายพานกระแสเอนกประสงค์นี้มีเสถียรภาพเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ การทดสอบได้มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ โดยกำหนดที่  $T=0^\circ C$ ,  $T=27^\circ C$ ,  $T=50^\circ C$  and  $T=100^\circ C$  ผลการทดสอบดังรูปที่ 8 จะเห็นได้ว่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาขาวิศวกรรมศาสตร์

เมื่อให้แรงดันขาเข้าที่ขั้วต่อ  $V_x$  เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไปแรงดัน  $V_x$  ยังมีขนาดเช่นเดิมแต่จะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิบ้างเพียงเล็กน้อย รูปที่ 9 แสดง การกำหนดให้วงจรมีช่วงปฏิบัติงานต่าง ๆ โดยการปรับเปลี่ยนค่า  $I_{B1}$  นั่นคือถ้าต้องการให้ช่วงปฏิบัติงานกว้างขึ้นสามารถทำได้โดยการเพิ่มแหล่งจ่ายกระแส  $I_{B1}$  ให้กับวงจร

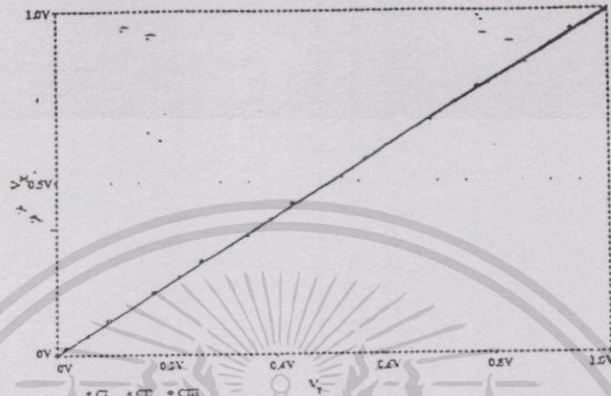


Figure 5 Voltage transfer ( $V_y$  and  $V_x$ ) characteristic with  $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu A$

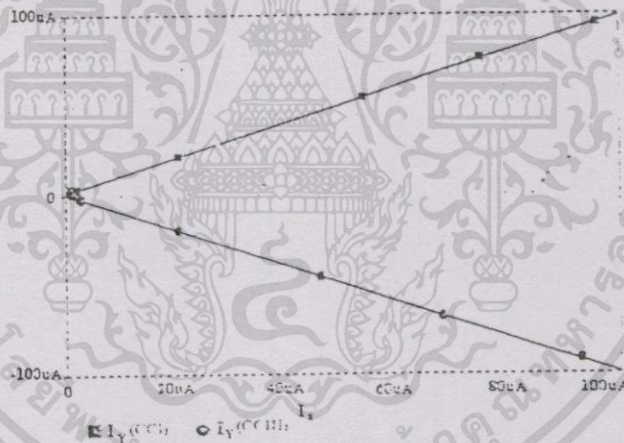


Figure 6  $I_y$  against  $I_x$  characteristic with  $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu A$

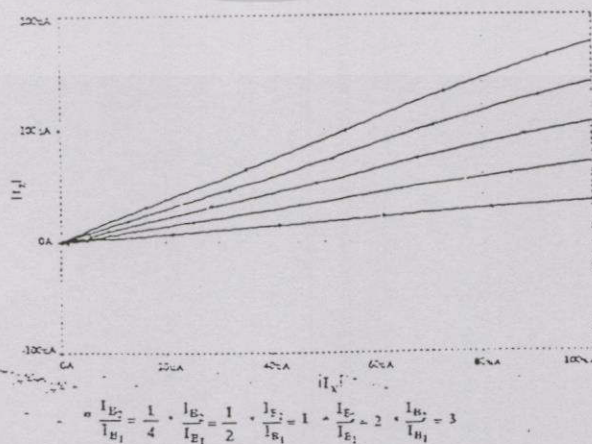


Figure 7 Current transfer ( $I_y$  and  $I_x$ ) characteristic with variation of  $I_{B2}/I_{B1}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาขาวิศวกรรมศาสตร์

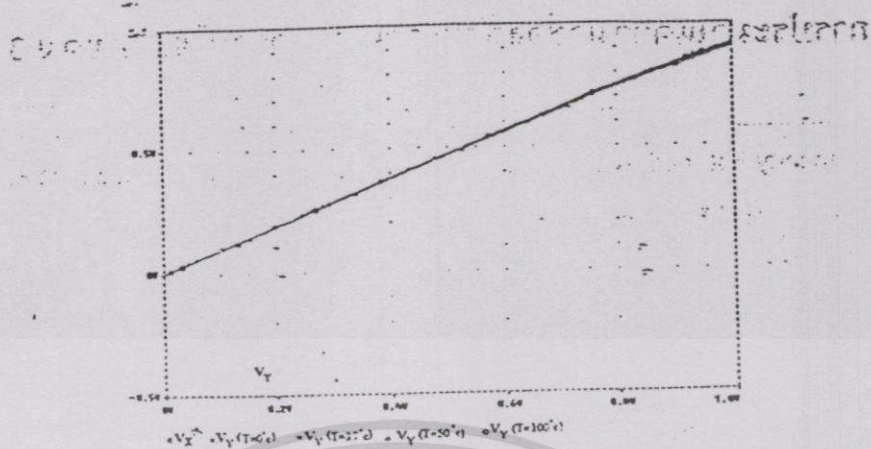


Figure 8 Voltage transfer ( $V_Y$  and  $V_X$ ) characteristic with variation of temperature ( $T=0^\circ\text{C}$ ,  $T=27^\circ\text{C}$ ,  $T=50^\circ\text{C}$  and  $T=100^\circ\text{C}$ )

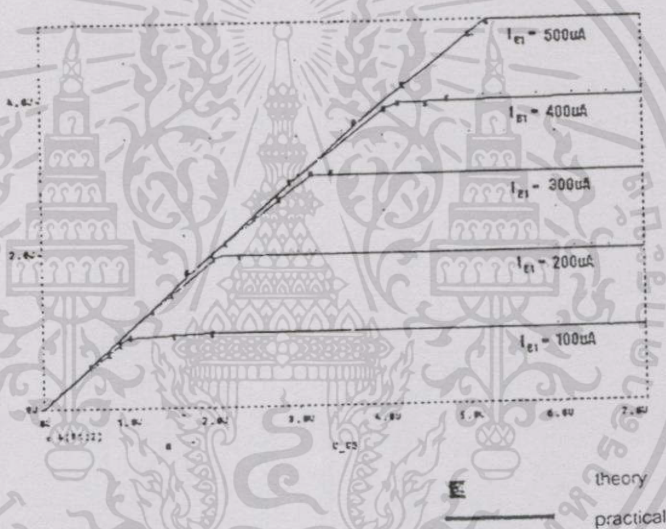


Figure 9 Dynamic range with variation of  $I_{B1}$

จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรนี้แสดงให้เห็นว่า วงจรสายพานกระแสแอมป์ประสงค์ที่ได้ออกแบบนี้สามารถปรับเป็นวงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง และวงจรสายพานกระแสยุคที่สามได้ โดยสามารถปรับขนาดกระแสไอออนได้ตามต้องการโดยปรับเปลี่ยนค่า  $I_{B1}$  วงจรที่ได้นี้ยังมีเสถียรภาพเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ และวงจรมีช่วงปฏิบัติการที่กว้างโดยสามารถปรับเปลี่ยนด้วยค่า  $I_{B1}$  และ  $R_X$

เอกสารอ้างอิง

Sedra, A. and Smith, K.C., "The current conveyor: A new circuit building block," Proc. IEEE, Vol.56, pp.1368-1369, Aug. 1968  
 Sedra, A. and Smith, K.C., "A second generation current conveyor and its application," IEEE Trans., 1970, CT-17, pp.132-134  
 Fabre, A., "Third-generation current conveyor: A new helpful active element", Elec. Letters, Vol.31, No. 5, pp.336-338, Mar.1995

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ โดยที่เอกสารนี้ถูกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้เผยแพร่ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้ง

# PROCEEDINGS

## 2001 International Symposium on Communications and Information Technology ISCIT 2001



The Merging Decade of  
Communication Systems and Information Technology

November 14 - 16, 2001

Chiang Mai Orchid Hotel, Chiang Mai, Thailand



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# OTA-BASED TEMPERATURE-INSENSITIVE SINUSOIDAL N-TIMES FREQUENCY MULTIPLIER

*Patcharaporn Nipathahathapong, Kiattisak Kumwachara and Wanlop Surakampontrorn*  
 Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology(ReCCIT)  
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),  
 Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND  
 E-mail: s2061190@kmitl.ac.th, Kswanlop@kmitl.ac.th

### ABSTRACT

A sinusoidal frequency multiplication by any integer factor based on OTA temperature-insensitive is presented. The conception of circuit designs from relationship of trigonometry function. The proposed circuit consists of multiplier and voltage to current which it has temperature insensitive stability and improves dynamic range of signal input. All of these are this circuit advantage in practice. To illustrate this approach, the circuit is simulated in HSPICE.

### 1. INTRODUCTION

Recently, frequency multiplication is received considerable attention because it's used in analogue signal processing, communications and control system design. There appear researches to frequency multiplication base on application of analogue multiplier[1]-[5], translinear principle[6]-[7]and fundamental-rejecting feedback[8]. Most of researches realize the frequency multipliers that are primarily used to extend the output frequency by multiplying the source's fundamental frequency by a specific factor. And it exactly, the output contain besides the desired harmonic output, unwanted signal. These unwanted signals consist of the fundamental input signal leakage, and lower and higher order harmonics generated in the multiplier. Frequency multiplier is typically include of OPAMP and transistor and very few approaches include of OTA[8]. Notice that designed frequency multiplier circuits has disadvantage. The design circuits depend on the absolute temperature.

The major intention of this paper is to present an approach for realizing frequency multiplier using OTA. The proposed circuit can be generate output at n times the input frequency. Trigonometric identities are used to design circuit[2]. In addition, we know that the characteristic of the OTA dependent on the temperature and input voltage is limited to less than 50 mV for linear operation. Thus, the circuit is improved dynamic range and it has temperature insensitive stability[9]

### 2. REALIZATION OF SINUSOIDAL FREQUENCY MULTIPLIERS

Using the trigonometric identity of cosine term

$$\cos 2\theta = 2 \cos^2 \theta - 1 \tag{1}$$

$$\cos 3\theta = 2 \cos 2\theta \cos \theta - \cos \theta \tag{2}$$

$$\cos 4\theta = 2 \cos 3\theta \cos \theta - \cos 2\theta \tag{3}$$

$$\cos 5\theta = 2 \cos 4\theta \cos \theta - \cos 3\theta \tag{4}$$

From above equation we can express a general building block in Fig. 1. The Fig. 1 composes of analog multiplier and summing amplifier. The frequency multiplying is straightforward and with out any mathematical approximation.

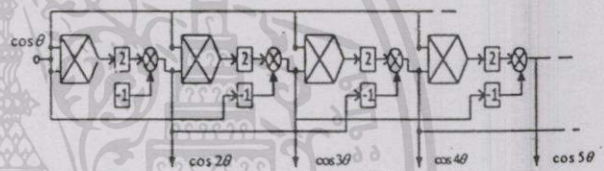


Fig. 1 Block diagram of n-time frequency multiplier

### 3. PRINCIPLE OF OPERATION

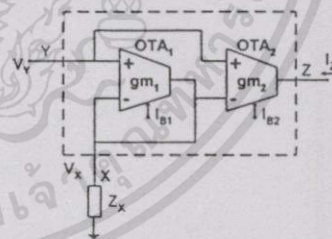


Fig. 2 Circuit of the temperature-insensitive V/I

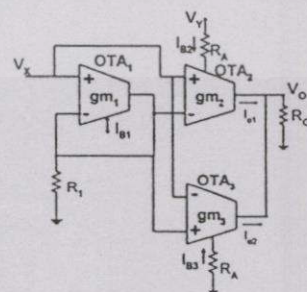


Fig. 3 Temperature-insensitive OTA-based analogue multiplier

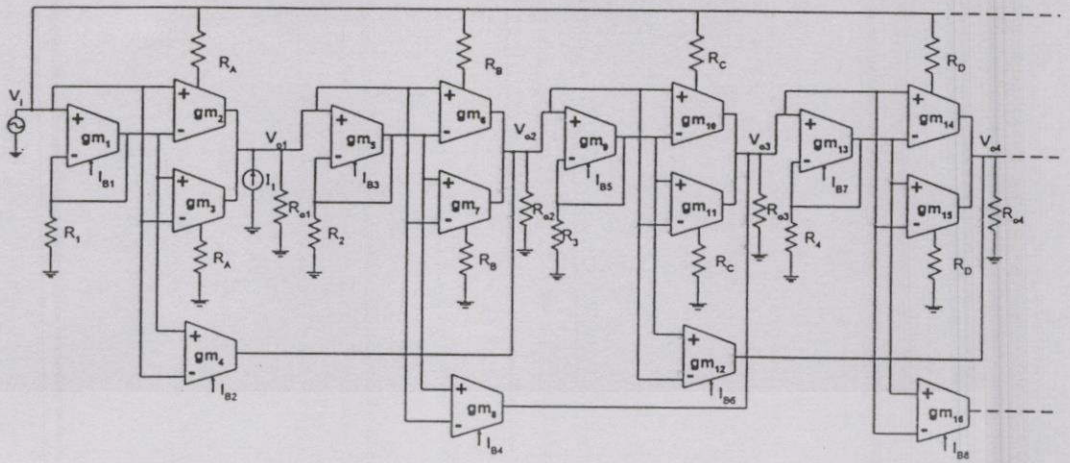


Fig. 4 Proposed circuit of n-time frequency multiplier

Fig. 2 is temperature-insensitive voltage to current converter. We let  $gm_1 Z_x \gg 1$  then output current can be approximately given by [9]

$$I_z = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_y}{Z_x} \quad (5)$$

From eqn.(5), the output current  $I_z$  can be settled by bias current ratio between  $I_{B2}$  and  $I_{B1}$ . The  $gm_1$  and  $gm_2$  which vary according to the temperature change is compensated its value in the equation. In addition, the dynamic range of input voltage can approximately be given by  $V_{in} \leq |2V_T + I_{B1} Z_x|$ . So the dynamic range can be improved by increasing  $I_{B1}$  or  $Z_x$ .

Apply input voltage  $V_y$  to provide current bias  $I_{B2}$  and adding OTA3 which acts as OTA2, we get the analog multiplier in Fig. 3

The output voltage can be expressed as[9]

$$V_o = \{I_{o1} + I_{o2}\} R_o \quad (6)$$

$$= \frac{R_o}{I_{B1} R_x R_A} V_x V_y \quad (7)$$

$$V_o = k V_x V_y \quad (8)$$

Therefore  $k = \frac{R_o}{I_{B1} R_x R_A}$

From eqn. (8) shows that the circuit of Fig. 3 provides the function of analog multiplier and k is the multiplication constant

#### 4. CIRCUIT DESCRIPTION

In the Fig. 4, the circuit is relationship of trigonometry function eqn. (1) to eqn. (4) and building block in Fig. 1, we let express  $\cos 2\theta$ ,  $\cos 3\theta$ ,  $\cos 4\theta$  and  $\cos 5\theta$ .

$$V_{o1} = \frac{R_{o1}}{I_{B1} R_1 R_A} V_{i1}^2 - 1 \quad (9)$$

$$V_{o2} = \frac{R_{o2}}{I_{B3} R_2 R_B} V_{o1} V_{i1} - \frac{R_{o2} I_{B2}}{I_{B1} R_1} V_{i1} \quad (10)$$

$$V_{o3} = \frac{R_{o3}}{I_{B5} R_3 R_C} V_{o2} V_{i1} - \frac{R_{o3} I_{B4}}{I_{B3} R_2} V_{o1} \quad (11)$$

$$V_{o4} = \frac{R_{o4}}{I_{B7} R_4 R_D} V_{o3} V_{i1} - \frac{R_{o4} I_{B6}}{I_{B5} R_4} V_{o2} \quad (12)$$

#### 5. SIMULATION RESULT

The performance of the proposed circuit is verified by HSPICE circuit simulation program. CA3080-type OTA's is used to construct schematic diagram of OTA. From eqn. (1) to eqn. (4) define  $R_{o1}/I_{B1} R_1 R_A = R_{o2}/I_{B3} R_2 R_B = R_{o3}/I_{B5} R_3 R_C = R_{o4}/I_{B7} R_4 R_D = 2$  and  $R_{o2} I_{B2}/I_{B1} R_1 = R_{o3} I_{B4}/I_{B3} R_2 = R_{o4} I_{B6}/I_{B5} R_4 = 1$ . So we set  $I_{B1} = I_{B3} = I_{B5} = I_{B7} = 100\mu A$ ,  $I_{B2} = I_{B4} = I_{B6} = I_{B8} = 10\mu A$ ,  $R_A = R_B = R_C = R_D = 10k\Omega$ ,  $R_{o1} = R_{o2} = R_{o3} = R_{o4} = 100k\Omega$  and  $I_1 = 10\mu A$ . The response of the n-times frequency multiplier of Fig. 4 is shown in Fig. 5. For  $2V_{p-p}$  with 1 kHz frequency input signal, the output signal with nearly to  $2V_{p-p}$  amplitude and 2kHz, 3kHz, 4kHz and 5kHz sinusoidal frequency can be simulated. The spectrum of the output  $V_{o1}$   $V_{o2}$   $V_{o3}$  and  $V_{o4}$

are shown in Fig. 6. The total harmonic distortion (THD) of output signal (Vo1, Vo2, Vo3 and Vo4) was calculated by program HSPICE. It was shown in table 1. In Fig. 7 shows the amplitude of output which vary according to the change of temperature -30°C to 100°C. It is clearly seen that the temperature insensitive for the amplitude output signal.

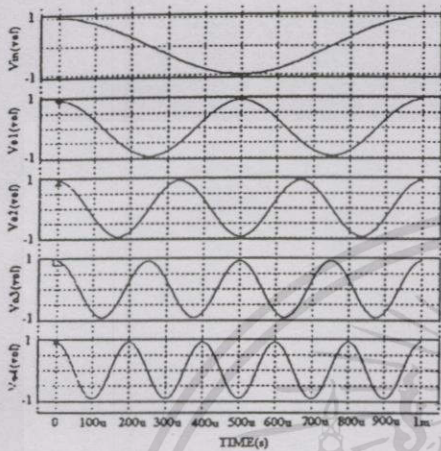


Fig. 5 Input and output signal of the frequency multiplier

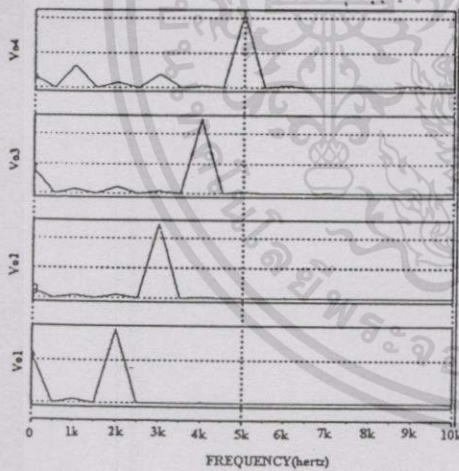


Fig. 6 Spectrum of the output of the frequency multiplier

Frequency	%THD
2kHz	0.57%
3kHz	1.09%
4kHz	0.95%
5kHz	1.4%

Table 1. Total harmonic distortion

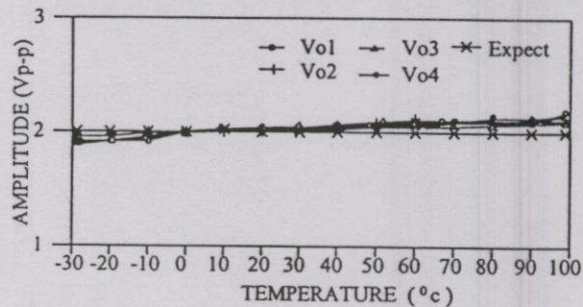


Fig.7 Amplitude of output versus temperature

6. CONCLUSION

OTA-based temperature-Insensitive Sinusoidal n-time frequency multiplier can be built by using relationship of trigonometry function. This principle is exploited by employing the temperature insensitive stability and wide dynamic range of voltage to current converter circuit, based on OTA. In addition, dynamic range of signal input can be increased by increasing  $I_B$  or  $R$ . The dynamic range of this circuit was designed approximately  $\pm 1$  V for  $I_B=100\mu A$  and  $R=10k\Omega$ . Simulation results have been used to confirm the performance of the proposed circuit.

ACKNOWLEDGMENT

This work is partly funded by the Thailand Research Fund(TRF) under the senior Research Scholar Program, grant number RTA/04/2543. The support provided by the Japan International Cooperation Agency(JICA) is also acknowledged.

REFERENCES

- [1] B. Gilbert: "New analog multiplier opens way to powerful function synthesis," *Microelectronics Journal*, vol.8, pp.26-36, 1976.
- [2] A.Cichocki: "A Sinusoidal Frequency Multiplying and Dividing technique," *International Journal of Electronics*, vol.54, no.3, pp. 427-436, 1983.
- [2] R.W.J. Barker and K.P.Corrin: "Sinusoidal-frequency-Halving Technique," *Electronics Letters* vol.13, no.7, pp.201-202, March 1977.
- [3] R. W. J. Barker and E. P. S. Reilly: "Odd-Order Frequency - Multiple - Generation Technique," *Electronics Letters*, vol.12, no.7, pp.158-159, 1976.
- [4] R. Konn and R. Genin : "High - performance periodic Frequency Multiplying," *Electronics Letters*, vol.15, no.6, pp.187-188, 1979.
- [5] R.W.J. Barker: "Translinear frequency doubler" *International Journal of Electronics*, vol.44,pp. 461-464, 1978.
- [6] M.T. Abuelma'Att and S.M. Abed: "A Translinear circuit for sinusoidal frequency multiplication," *International Journal of Electronics*, vol. 86, no.1, pp.35-41, 1999.

- [7] W. Surakamponorn, S. Jutaviriya and T. Apajinda : " Dual translinear sinusoidal frequency doubler and full - wave rectifier," International Journal of Electronics, vol. 65, pp. 1203-1208, 1988.
- [8] A. A.Ciubotaru: " Sinusoidal Frequency Tripler Using Fundamental-Rejecting Feedback," IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 42, pp. 388 - 392, 1995.
- [9] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunya and K.Anuntahirunrat : " Temperature - Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications," IEEE Trans. Instrument. Measure., vol.48, no. 6, pp. 1270-1277, 1990.



## ประวัติผู้เขียน

พัชรภรณ์ นิพิทธหัตถพงศ์ เกิดในปีพ.ศ. 2519 จังหวัดราชบุรี จบการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2541 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ในปีพ.ศ. 2542



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้