

วงจรรความต้านทานลบแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
โดยใช้วงจรรทรานสลิเนียร์

ELECTRONICALLY CONTROLLED NEGATIVE
RESISTANCE BASED ON TRANSLINEAR CIRCUITS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-511-3

วงจรรความต้านทานลบแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
โดยใช้วงจรถรานสลินีเยร์

ELECTRONICALLY CONTROLLED NEGATIVE
RESISTANCE BASED ON TRANSLINEAR CIRCUITS



เลขหม.....
เลขทะเบียน... 41515
วัน, เดือน, ปี 19 ก.พ. 2545

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2544

ISBN 974 - 648 - 511 - 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ELECTRONICALLY CONTROLLED NEGATIVE
RESISTANCE BASED ON TRANSLINEAR CIRCUITS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT 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 - 511 - 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2001

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรความต้านทานลบแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร
ทรานสลิเนียร์

ELECTRONICALLY CONTROLLED NEGATIVE RESISTANCE BASED
ON TRANSLINEAR CIRCUITS

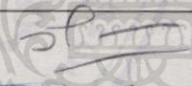
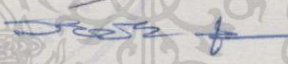
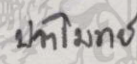
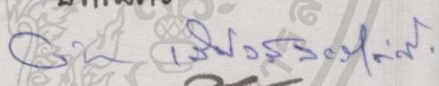
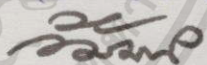
ชื่อนักศึกษา นางสาวนฤมล เกียรติวารินทร์

รหัสประจำตัว 42061038

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

| คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ | | ลายมือชื่อ |
|--------------------------|-----------------|--------------------------------------------------------------------------------------|
| ศ.ดร.วัลลภ | สุระกำพลธร |  |
| รศ.ดร.วันชัย | วีรุจา |  |
| รศ.ดร.ปราโมทย์ | วาดเขียน |  |
| ผศ.ดร.จริยา | เลิศจรัสรัมย์ดี |  |
| ศ.ดร.วิวัฒน์ | กิรานนท์ |  |

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 30 ตุลาคม 2544 เวลา 16.30-17.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-402)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ศจ.บุญวัฒน์ อัทธ)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่..... 7เดือน..... พ.ศ. 2544.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

วงจรรวมด้านทานลบแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทาง
อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรรานสลิเนียร์

นักศึกษา

นางสาวนฤมล เกียรติวารินทร์

รหัสประจำตัว

42061038

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2544

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ศาสตราจารย์ ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรรวมด้านทานลบแบบลบ ที่มีโครงสร้างพื้นฐานจากวงจรรูปทรานสลิเนียร์ที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์เพียง 4 ตัว โดยสามารถสร้างได้ทั้งความต้านทานชนิดลงกราวด์ และลอยตัว ซึ่งเหมาะสำหรับการนำไปสร้างในวงจรรวม การปรับค่าความต้านทานสามารถทำได้ง่ายด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และอาศัยการปรับเปลี่ยนวงจรเพียงเล็กน้อยก็จะทำให้ได้เป็นวงจรรวมด้านทานแบบบวก ทั้งนี้ยังได้มีการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิแบบใหม่ เพื่อทำการชดเชยอุณหภูมิสำหรับวงจรรวมด้านทานที่สร้างขึ้น วงจรดังกล่าวสร้างจากวงจรรูปทรานสลิเนียร์ต่อร่วมกับกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ ทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้วงจรที่ช่วยทำให้กระแสไหลก่อน ซึ่งมีผลทำให้ความต้านทานมีเสถียรภาพที่ดีต่ออุณหภูมิขณะทำงาน และยังช่วยให้ช่วงแรงดันของการทำงานของวงจรรวมกว้างขึ้นอีก ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมสไปซ์ และผลจากการทดสอบวงจรจริงได้ให้ผลสอดคล้องตามหลักการของทฤษฎีเป็นอย่างดี

| | |
|-----------------------|--------------------------------------------------------------------------------|
| Thesis Title | Electronically controlled negative resistance based on translinear circuits |
| Student | Miss. Naruemol Keatwarin |
| Student ID | 42061038 |
| Degree | Master of Engineering |
| Programme | Electrical Engineering |
| Year | 2001 |
| Thesis Advisor | Professor Dr. Wiwat Kiranon |

ABSTRACT

This thesis presents a design of negative resistance based on a mixed translinear loop of only four transistors. This technique can be implemented both types: grounded and floating resistors without using any passive components. It is electronically tunable and suitable for fabrication in IC implementation process. The circuit can be easily modified to be a positive resistance.

In addition, the novel current source proportion to absolute temperature has been proposed for compensating the temperature of the resistance. It can be operated without the start-up current. The circuit offers an advantageous feature of temperature compensation and extension of input voltage range. Experimental and simulation results are obtained to show validity of the theoretical analysis.

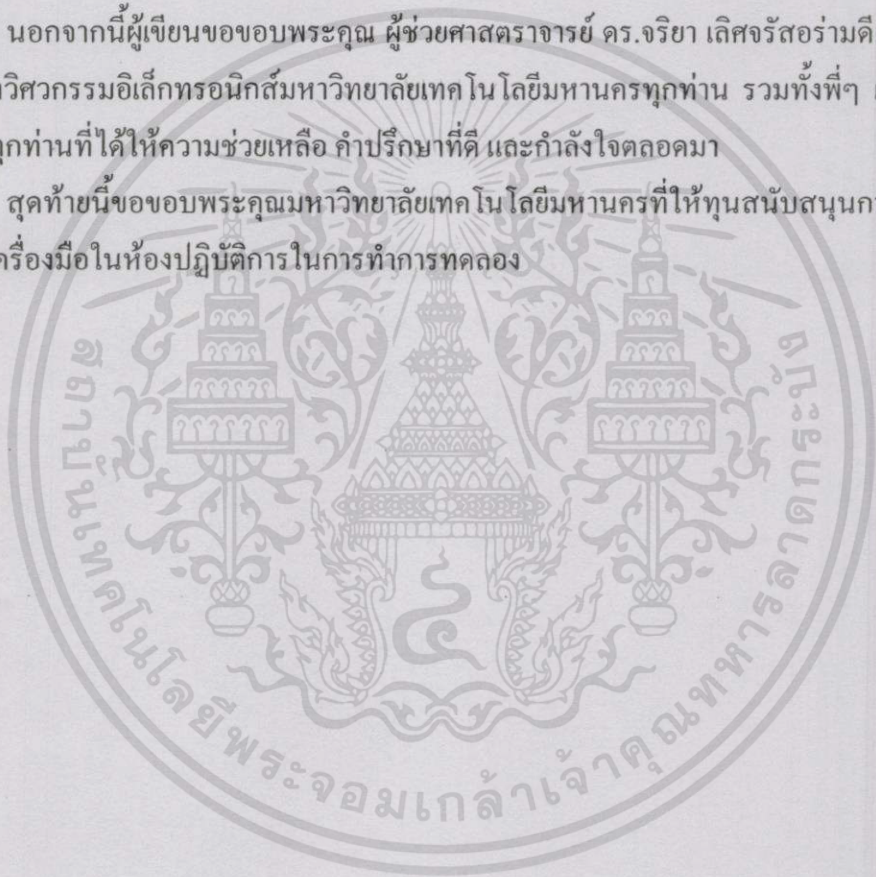
กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ เป็นอย่างสูงที่ท่านได้กรุณารับผู้เขียนเป็นลูกศิษย์ ซึ่งทำให้ผู้เขียนได้มีโอกาสในการทำงานวิจัยนี้ นอกจากนี้ท่านยังได้กรุณาอบรมสั่งสอนความรู้ทั้งทางด้านวิชาการ และจริยธรรมในการดำรงชีวิต ซึ่งเป็นคำสอนที่มีประโยชน์อย่างมากสำหรับผู้เขียน

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และน้องๆ ที่ห่วงใย และคอยเป็นกำลังใจให้กับผู้เขียนตลอดมา

นอกจากนี้ผู้เขียนขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.จริยา เลิศจรุสร่วมดี และอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครทุกท่าน รวมทั้งพี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ ทุกคนที่ได้ให้ความช่วยเหลือ คำปรึกษาที่ดี และกำลังใจตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครที่ให้ทุนสนับสนุนการเรียน และการใช้เครื่องมือในห้องปฏิบัติการในการทำการทดลอง



สารบัญ

| | หน้า |
|---------------------------------------------------------|-----------|
| บทคัดย่อภาษาไทย | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ | II |
| กิตติกรรมประกาศ | III |
| สารบัญ | IV |
| สารบัญภาพ | VII |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา | 1 |
| 1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา..... | 2 |
| 1.3 สมมติฐานของการศึกษา..... | 2 |
| 1.4 ขอบเขตของงานวิจัย | 3 |
| บทที่ 2 วจรทรานสลิเนียร์ และวจรสายพานกระแส | 5 |
| 2.1 บทนำ | 5 |
| 2.2 หลักการทรานสลิเนียร์ | 5 |
| 2.3 วจรสายพานกระแส | 9 |
| 2.3.1 วจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง | 10 |
| 2.3.2 วจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส | 12 |
| 2.4 วจรสะท้อนกระแส | 15 |
| 2.5 บทสรุป | 18 |
| บทที่ 3 วจรความต้านทานแบบลบ | 19 |
| 3.1 บทนำ | 19 |
| 3.2 หลักการสร้างวจรความต้านทานแบบลบ | 20 |
| 3.3 การสร้างวจรความต้านทานแบบลบ | 22 |
| 3.3.1 การสร้างวจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ | 22 |
| 3.3.2 การสร้างวจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว | 24 |
| 3.4 การจำลองการทำงานของวจรความต้านทาน | 28 |

สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 3.4.1 ความต้านทานแบบลชนิคลงกราวด์ | 28 |
| 3.4.2 ความต้านทานแบบบวชนิคลงกราวด์ | 31 |
| 3.4.3 ความต้านทานแบบลชนิคลอยตัว | 34 |
| 3.4.4 ความต้านทานแบบบวชนิคลอยตัว | 36 |
| 3.4.5 การประยุกต์ใช้งานวงจรความต้านทานแบบลบ | 39 |
| 3.5 ผลการทดลองจากการต่อวงจรแบบคิสิครีต | 42 |
| 3.5.1 วงจรความต้านทานแบบลชนิคลงกราวด์ | 42 |
| 3.5.2 วงจรความต้านทานแบบบวชนิคลงกราวด์ | 44 |
| 3.5.3 วงจรความต้านทานแบบลชนิคลอยตัว | 45 |
| 3.5.4 วงจรความต้านทานแบบบวชนิคลอยตัว | 47 |
| 3.5.5 การนำวงจรความต้านทานแบบลบไปปรับปรุงค่าคุณภาพของวงจร เรโซแนนซ์ | 48 |
| 3.6 บทสรุป | 50 |
| บทที่ 4 วงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิ | 51 |
| 4.1 บทนำ | 51 |
| 4.2 วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ใช้วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบวิคทัลาร์ | 51 |
| 4.3 วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ใช้วงจรทรานสลิเนียร์ต่อร่วมกับกิลเบิร์ต ทรานสลิเนียร์เซลล์ | 54 |
| 4.4 การจำลองการทำงานของวงจร | 57 |
| 4.5 ผลการทดลองจากการต่อวงจรแบบคิสิครีต | 60 |
| 4.6 บทสรุป | 63 |
| บทที่ 5 วงจรความต้านทานแบบลบที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ | 64 |
| 5.1 บทนำ | 64 |
| 5.2 หลักการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทาน | 64 |

สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|--------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 5.3 การทำงานของวงจรความต้านทานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ | 65 |
| 5.3.1 วงจรความต้านทานแบบลชนิคลงกราวด์ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ | 65 |
| 5.3.2 วงจรความต้านทานแบบวกชนิคลงกราวด์ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ | 67 |
| 5.3.3 วงจรความต้านทานแบบลชนิคลอยตัวที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ | 68 |
| 5.3.4 วงจรความต้านทานแบบวกชนิคลอยตัวที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ ... | 69 |
| 5.4 การจำลองการทำงานของวงจรความต้านทานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ | 70 |
| 5.4.1 วงจรความต้านทานแบบลชนิคลงกราวด์ที่มีวงจรถดเชยอุณหภูมิ..... | 71 |
| 5.4.2 วงจรความต้านทานแบบวกชนิคลงกราวด์ที่มีวงจรถดเชยอุณหภูมิ | 72 |
| 5.4.3 วงจรความต้านทานแบบลชนิคลอยตัวที่มีวงจรถดเชยอุณหภูมิ..... | 74 |
| 5.4.4 วงจรความต้านทานแบบวกชนิคลอยตัวที่มีวงจรถดเชยอุณหภูมิ | 76 |
| 5.5 การวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิ | 78 |
| 5.5.1 การวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานชนิด ลงกราวด์..... | 78 |
| 5.5.1.1 ค่าความผิดพลาดในการชดเชยอุณหภูมิของกระแส I_{II} | 83 |
| 5.5.1.2 ค่าความผิดพลาดในการชดเชยอุณหภูมิของกระแส I_V | 83 |
| 5.5.2 การวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานชนิด ลอยตัว..... | 86 |
| 5.5.2.1 ค่าความผิดพลาดในการชดเชยอุณหภูมิของกระแส I_{WF} | 90 |
| 5.5.2.2 ค่าความผิดพลาดในการชดเชยอุณหภูมิของกระแส I_{VF} | 90 |
| 5.6 บทสรุป..... | 93 |
| บทที่ 6 บทสรุป | 94 |
| 6.1 บทสรุป..... | 94 |
| 6.2 ข้อเสนอแนะ..... | 94 |

สารบัญรูป

| รูปที่ | หน้า |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| 2.1 วงจรสมมูลของรูปทรานสลิเนียร์..... | 7 |
| 2.2 วงจรสมมูลของ CCII | 10 |
| 2.3 สัญลักษณ์ของวงจร CCII (ก) CCII+ (ข) CCII- | 11 |
| 2.4 วงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์ (ก) CCII+ (ข) CCII- | 11 |
| 2.5 วงจรสมมูลของ CCCII..... | 12 |
| 2.6 วงจรรูปทรานสลิเนียร์เพื่อหาค่าความต้านทานภายในที่ขั้ว X..... | 13 |
| 2.7 สัญลักษณ์ของวงจร CCCII | 15 |
| 2.8 วงจรสะท้อนกระแสแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ | 16 |
| 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของตัวต้านทาน (ก) ความต้านทานแบบบวก (ข) ความต้านทานแบบลบ | 20 |
| 3.2 รูปแบบการทำงานของวงจร NIC | 20 |
| 3.3 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์..... | 23 |
| 3.4 วงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ | 24 |
| 3.5 ความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว (ก) วงจรความต้านทาน (ข) แบบจำลอง..... | 25 |
| 3.6 ความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัว (ก) วงจรความต้านทาน (ข) แบบจำลอง..... | 27 |
| 3.7 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน | 29 |
| 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสในวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ที่ กระแสไบแอส I_o มีค่าต่างๆ | 29 |
| 3.9 ค่าความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์จากการจำลองเปรียบเทียบกับการคำนวณ..... | 30 |
| 3.10 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ | 30 |
| 3.11 วงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน..... | 31 |
| 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสในวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ที่ กระแสไบแอส I_o มีค่าต่างๆ | 32 |
| 3.13 ค่าความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์จากการจำลองเปรียบเทียบกับการคำนวณ..... | 32 |
| 3.14 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ .. | 33 |
| 3.15 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวที่ใช้ในการจำลองการทำงาน..... | 34 |

สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| 3.16 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสในวงจรความต้านทานแบบลขชนิดลอยตัวที่ กระแสไบแอส I_0 มีค่าต่างๆ | 34 |
| 3.17 ค่าความต้านทานแบบลขชนิดลอยตัวจากการจำลองเปรียบเทียบกับกรคำนวณ | 35 |
| 3.18 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานแบบลขชนิดลอยตัว | 36 |
| 3.19 วงจรความต้านทานแบบวขชนิดลอยตัวที่ใช้ในการจำลองการทำงาน | 37 |
| 3.20 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสในวงจรความต้านทานแบบวขชนิดลอยตัวที่ กระแสไบแอส I_0 มีค่าต่างๆ | 37 |
| 3.21 ค่าความต้านทานแบบวขชนิดลอยตัวจากการจำลองเปรียบเทียบกับกรคำนวณ | 38 |
| 3.22 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานแบบวขชนิดลอยตัว | 39 |
| 3.23 วงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ที่มีการปรับค่า Q ด้วยความต้านทานแบบลข | 40 |
| 3.24 วงจรจำลองการทำงานของวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ที่มีการปรับค่า Q ด้วยความต้านทาน แบบลข | 40 |
| 3.25 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ที่ปรับปรุ่ค่า Q ด้วยความต้านทาน แบบลข | 41 |
| 3.26 วงจรทดสอบค่าความต้านทานแบบลขชนิดลงกราวด์ | 43 |
| 3.27 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างไบแอส I_0 กับค่าความต้านทานแบบลขชนิดลงกราวด์ที่ได้จาก การทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี | 43 |
| 3.28 วงจรทดสอบค่าความต้านทานแบบวขชนิดลงกราวด์ | 44 |
| 3.29 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างไบแอส I_0 กับค่าความต้านทานแบบวขชนิดลงกราวด์ที่ได้จาก การทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี | 45 |
| 3.30 วงจรทดสอบค่าความต้านทานแบบลขชนิดลอยตัว | 45 |
| 3.31 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างไบแอส I_0 กับค่าความต้านทานแบบลขชนิดลอยตัวที่ได้จาก การทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี | 46 |
| 3.32 วงจรทดสอบค่าความต้านทานแบบวขชนิดลอยตัว | 47 |
| 3.33 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างไบแอส I_0 กับค่าความต้านทานแบบวขชนิดลอยตัวที่ได้จาก การทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี | 48 |
| 3.34 วงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ที่ใช้ในการทดลอง | 49 |

สารบัญญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| 3.35 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ที่ปรับปรุ่ค่า Q ด้วยความต้านทานแบบลบที่ได้จากการทดลอง..... | 49 |
| 4.1 วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ใช้วงจรวิคต์ลาร์เป็นแหล่งกำเนิดกระแส..... | 52 |
| 4.2 วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่สร้างจากวงจรรูปทรานสลิเนียร์ และกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์..... | 55 |
| 4.3 วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่สร้างจากวงจรรูปทรานสลิเนียร์คู่ร่วมกับกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน..... | 58 |
| 4.4 ผลจำลองการทำงานเปรียบเทียบระหว่างวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT กับวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ที่อุณหภูมิต่างๆ..... | 58 |
| 4.5 ผลการจำลองความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R ที่อุณหภูมิต่างๆ..... | 59 |
| 4.6 ผลการจำลองความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับแรงดัน V_S ที่อุณหภูมิต่างๆ..... | 60 |
| 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R จากการทดลองที่อุณหภูมิ 27 °C..... | 61 |
| 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R จากการทดลองที่อุณหภูมิ 50 °C..... | 61 |
| 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R จากการทดลองที่อุณหภูมิ 100 °C..... | 62 |
| 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R จากการทดลองที่อุณหภูมิ 27 °C, 50 °C และ 100 °C ตามลำดับ..... | 63 |
| 5.1 หลักการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลจกราวด์..... | 65 |
| 5.2 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลจกราวด์ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ..... | 65 |
| 5.3 วงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลจกราวด์ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ..... | 67 |
| 5.4 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ..... | 68 |
| 5.5 วงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ..... | 69 |
| 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลจกราวด์ที่ไม่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ..... | 71 |
| 5.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลจกราวด์ที่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ..... | 71 |
| 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลจกราวด์ และแรงดัน V_S ที่อุณหภูมิต่างๆ..... | 72 |

สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลกราวด์ที่ไม่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ..... | 73 |
| 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลกราวด์ที่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ..... | 73 |
| 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลกราวด์ และแรงดัน V_s ที่อุณหภูมิต่างๆ..... | 74 |
| 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลยตัวที่ไม่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ..... | 74 |
| 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลยตัวที่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ..... | 75 |
| 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลยตัว และแรงดัน V_s ที่อุณหภูมิต่างๆ..... | 75 |
| 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลยตัวที่ไม่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ..... | 76 |
| 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลยตัวที่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ..... | 76 |
| 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลยตัว และแรงดัน V_s ที่อุณหภูมิต่างๆ..... | 77 |
| 5.18 กราฟกระแส I_w และ I_v เปรียบเทียบกับ I_T ที่อุณหภูมิ -25°C | 81 |
| 5.19 กราฟกระแส I_w และ I_v เปรียบเทียบกับ I_T ที่อุณหภูมิ 50°C | 81 |
| 5.20 กราฟกระแส I_w และ I_v เปรียบเทียบกับ I_T ที่อุณหภูมิ 100°C | 81 |
| 5.21 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_w และ I_v ที่อุณหภูมิ -25°C ... | 82 |
| 5.22 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_w และ I_v ที่อุณหภูมิ 27°C .. | 82 |
| 5.23 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_w และ I_v ที่อุณหภูมิ 100°C .. | 82 |
| 5.24 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_v เมื่อ V_s มีค่าต่างๆ | 84 |
| 5.25 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันของการทำงานของวงจร กับค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบระหว่าง I_w และ I_v ที่อุณหภูมิต่างๆ | 85 |

สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| 5.26 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันของการทำงานของ I_W และ I_V ที่อุณหภูมิต่างๆ ที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากับ 1% | 85 |
| 5.27 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันของการทำงานของ I_W และ I_V ที่อุณหภูมิต่างๆ ที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากับ 5% | 86 |
| 5.28 กราฟกระแส I_{WF} และ I_{VF} เปรียบเทียบกับ I_{TF} ที่อุณหภูมิ -25°C | 88 |
| 5.29 กราฟกระแส I_{WF} และ I_{VF} เปรียบเทียบกับ I_{TF} ที่อุณหภูมิ 27°C | 88 |
| 5.30 กราฟกระแส I_{WF} และ I_{VF} เปรียบเทียบกับ I_{TF} ที่อุณหภูมิ 100°C | 88 |
| 5.31 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิ -25°C ... | 89 |
| 5.32 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิ 27°C ... | 89 |
| 5.33 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิ 100°C .. | 89 |
| 5.34 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{VF} เมื่อ V_S มีค่าต่างๆ | 91 |
| 5.35 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันของการทำงานของวงจร กับค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบระหว่าง I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิต่างๆ | 92 |
| 5.36 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันของการทำงานของ I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิต่างๆ ที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากับ 1% | 93 |
| 5.37 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันของการทำงานของ I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิต่างๆ ที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากับ 5% | 93 |

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

จากการศึกษาที่ผ่านมาพบว่าการออกแบบวงจรแอนะล็อกที่ใช้สัญญาณกระแสประมวลผล (Current Mode) จะมีข้อดีในด้านความถี่ในการใช้งานที่กว้างกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรประเภทเดียวกันที่ทำงานในโหมดแรงดัน (Voltage Mode) [1] ซึ่งจะเห็นได้ว่าการพัฒนางจรต่างๆ ให้เป็นวงจรที่สามารถทำงานในโหมดกระแส เช่น วงจรทรานสลิเนียร์ (translinear) และ วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor : CC) ก็จัดเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสเป็นต้น วงจรทรานสลิเนียร์จะมีคุณสมบัติเด่นที่สำคัญคือ ผลคูณของกระแสผ่านรอยต่อระหว่างเบส กับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ในทิศทางตามเข็มนาฬิกาจะเท่ากับผลคูณของกระแสในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา [15] จึงสามารถนำไปประยุกต์สร้างวงจรที่เกี่ยวข้องกับการกระทำทางคณิตศาสตร์มากมาย ซึ่งจะทำให้ออกแบบวงจรได้ง่ายกว่าการใช้วงจรประเภทอื่น ในส่วนของวงจรสายพานกระแส นั้น Smith และ Sedra ได้เสนอหลักการครั้งแรกในปี ค.ศ. 1968 ซึ่งปัจจุบันเรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor : CCI) [10] เป็นวงจรซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสที่เกิดขึ้นทางด้านอินพุตไปยังด้านเอาต์พุต (convey) ต่อมาทั้งสองได้ทำการปรับปรุงวงจร และนำเสนอใหม่ในปี ค.ศ. 1970 เรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor : CCII) [11] วงจร CCII นี้ได้รับความสนใจ และมีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลายกว่าวงจร CCI จนกระทั่งในปี ค.ศ. 1990 A. Fabre ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบใหม่ที่สร้างขึ้นจากวงจรทรานสลิเนียร์ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส โดยเรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบทรานสลิเนียร์ (translinear CCII) [15] ซึ่งข้อดีของวงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์นี้ก็คือ ผลตอบสนองทางความถี่จะกว้างกว่าวงจร CCII ในรูปแบบต่างๆ ที่ได้นำเสนอมาก่อนหน้านี้ ต่อมา Fabre, และคณะ ได้วิเคราะห์วงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์อย่างละเอียดพบว่าสามารถเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานแฝงของวงจรที่ขั้ว X ได้ด้วยกระแสไบแอสของวงจร จึงได้นำเสนอวงจรนี้ในปี ค.ศ. 1995 และเรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (second generation current controlled conveyor : CCCII) [16] ซึ่งต่อมาได้มีการนำเอาความต้านทานแฝงที่ขั้ว X นี้ไปประยุกต์ใช้ในวงจรต่างๆ มากมาย เนื่องจากทำให้ไม่ต้องอาศัยอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกในการสร้างวงจร และยังสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์เหมาะในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม จากคุณสมบัติของวงจร CCCII ที่ได้กล่าวมาทำให้ผู้เขียนสนใจศึกษา และนำมาสร้างเป็นวงจรความต้านทานแบบลบ รวมทั้งวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิด้วย ซึ่งจะเป็นวงจรชดเชยอุณหภูมิสำหรับวงจรความต้านทานที่สร้างขึ้น

1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากการศึกษาพบว่าได้มีการนำเอาความต้านทานแบบลบไปประยุกต์ใช้งานต่างๆ มากมาย เช่นการนำความต้านทานแบบลบไปช่วยปรับปรุงค่าคุณภาพของตัวเหนี่ยวนำในวงจรเรโซแนนซ์ โดยจะไปทำให้เกิดความสมพียงกันของอิมพีแดนซ์ในวงจรมีผลทำให้ค่าประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรสูงขึ้น และการนำไปใช้ออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยวิธีการเลือกอิมพีแดนซ์ หรือสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของอุปกรณ์ต่อปลาย [25] ซึ่งก่อนหน้านี้ได้มีผู้เสนอวงจรความต้านทานแบบลบไว้มากมายทั้งในรูปแบบของวงจรที่ให้อินพุตอิมพีแดนซ์โดยตรง [19-21] และการใช้วงจรแปลงกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบ (negative impedance inverter) [22-23] ซึ่งวงจรประเภทนี้ต้องอาศัยอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ความต้านทานต่ออยู่ในวงจรด้วยทำให้เมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมแล้วจะเปลืองพื้นที่สารกึ่งตัวนำ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ จึงได้นำเสนอวงจรความต้านทานแบบลบที่สร้างขึ้นจากการนำเอาทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์มาประกอบรวมกันเป็นวงจรรูปทรานสลิเนียร์ ซึ่งมีลักษณะวงจรเหมือนกับวงจรตามแรงดันในวงจรสายพานกระแสของ A. Fabre [4] โดยมีข้อดีคือไม่จำเป็นต้องอาศัยอุปกรณ์พาสซีฟในการสร้างวงจรเลย และยังสามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เหมาะในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม โดยการออกแบบวงจรมันจะอาศัยวงจรรูปทรานสลิเนียร์เพียงหนึ่งรูปสำหรับวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์ ส่วนความต้านทานชนิดลอยตัวจะใช้วงจรรูปทรานสลิเนียร์สองรูปในการออกแบบ และอาศัยการปรับเปลี่ยนวงจรเพียงเล็กน้อยของวงจรมันจะกลายเป็นวงจรความต้านทานแบบบวกได้ จึงแสดงวงจรไว้ในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย อย่างไรก็ตามวงจรที่สร้างขึ้นนี้มีข้อเสียคือค่าความต้านทานมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage: V_T) ทำให้ค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน แต่ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้ไม่ยาก โดยการออกแบบแหล่งจ่ายกระแสไบแอสวงจรให้มีค่าแปรผันตามแรงดันเชิงอุณหภูมิ (current-source proportional to absolute temperature : PTAT) นำไปชดเชยกันทำให้วงจรมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิขณะทำงาน ซึ่งวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่สร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ มีข้อดีคือ ไม่จำเป็นต้องอาศัยวงจรที่ช่วยทำให้กระแสไหลก่อน (start-up current) เหมือนอย่างวงจรที่ได้เคยมีการนำเสนออยู่แล้ว [29] ทำให้สะดวกในการนำไปใช้งาน นอกจากนี้ยังทำให้ช่วงแรงดันของการทำงาน (input voltage range) ของวงจรความต้านทานกว้างขึ้นอีกด้วย

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในการสร้างวงจรความต้านทานแบบลบนั้น สามารถสร้างได้หลากหลายรูปแบบวงจร ดังที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น แต่อย่างไรก็ตามวงจรมันก็ยังมีข้อเสียอยู่ เช่น การสร้างโดยการออกแบบวงจรที่ให้อิมพุตอิมพีแดนซ์โดยตรง [19-20] จะมีข้อเสียที่สำคัญคือจะต้องสร้างทรานซิสเตอร์ชนิด

เอ็นพีเอ็น (NPN) และ พีเอ็นพี (PNP) บนซับสเตรด (substrate) เดียวกัน ซึ่งในการสร้างให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองชนิดมีคุณสมบัติที่ดีพร้อมกันนั้นทำได้ยาก [39] และในกรณีของวงจรที่สร้างโดยวิธีการแปลงกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบ [22-23] ก็จะต้องอาศัยอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ความต้านทานต่ออยู่ในวงจร และในวงจรที่สร้างขึ้นจากอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ชนิดมอส (MOS) ก็มักจะมีปัญหาเกี่ยวกับความเป็นเชิงเส้นระหว่างแรงดัน กับกระแสของตัวทรานซิสเตอร์เอง ดังนั้นจึงทำให้ผู้เขียนสนใจที่จะออกแบบวงจรความต้านทานแบบลบที่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ชนิด BJT โดยอาศัยวงจรรูปทรานสลิเนียร์ ซึ่งมีข้อดีคือมีความแม่นยำสูง เนื่องจากการทำงานของวงจรจะไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิขณะทำงาน และตัวแปรของขบวนการผลิต (process parameter) แต่จะขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์กันของ BJT ที่ต่อร่วมกันในรูป ซึ่งสามารถทำให้เกิดความสัมพันธ์กันได้เมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมจึงดูเหมาะสมที่จะนำมาใช้งาน ดังนั้นเมื่อนำไปใช้สร้างวงจรความต้านทานแบบลบ ค่าของความต้านทานที่ได้เมื่อทำการชดเชยอุณหภูมิแล้ว จะมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิขณะทำงาน นอกจากนี้การปรับค่ายังสามารถทำได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วย

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

สำหรับรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมีดังต่อไปนี้

บทที่ 2 จะกล่าวถึงหลักการของวงจรทรานสลิเนียร์ และวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญในการออกแบบวงจรความต้านทาน และวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิ ซึ่งเป็นวงจรชดเชยอุณหภูมิสำหรับความต้านทาน

บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการสร้างวงจรความต้านทาน การออกแบบวงจรความต้านทานโดยวงจรรูปทรานสลิเนียร์ การวิเคราะห์การทำงานของวงจร และผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมสไปซ์ พร้อมทั้งผลการทดลองจากการปฏิบัติจริงโดยการต่อวงจรแบบคิสดคริต

บทที่ 4 จะกล่าวถึงการออกแบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามแรงดันเชิงอุณหภูมิ ซึ่งเป็นวงจรชดเชยอุณหภูมิสำหรับวงจรความต้านทาน โดยวงจรที่ออกแบบนี้จะสร้างขึ้นจากวงจรรูปทรานสลิเนียร์ต่อร่วมกับวงจรกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ ซึ่งได้แสดงการวิเคราะห์วงจร และผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมสไปซ์ พร้อมทั้งผลการทดลองจากการปฏิบัติจริงโดยการต่อวงจรแบบคิสดคริต

บทที่ 5 จะเป็นการนำเอาวงจรชดเชยอุณหภูมิที่ได้ออกแบบไว้มาใช้เป็นแหล่งจ่ายกระแสไบแอสให้กับวงจรความต้านทานที่สร้างขึ้น ซึ่งได้แสดงการวิเคราะห์การทำงานของวงจร ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมสไปซ์ และการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทาน โดยเปรียบเทียบระหว่างการใช้แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ได้ออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้ กับแบบเดิมที่ได้มีผู้ออกแบบไว้ก่อนหน้านี้

บทที่ 6 จะเป็นบทสรุปของงานที่นำเสนอ และข้อเสนอแนะ นอกจากนี้ในภาคผนวก ก. จะเป็นรายละเอียดเกี่ยวกับพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ NR100N (NPN) และ PR100N (PNP) ซึ่งได้ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจร ในภาคผนวก ข. จะเป็นการวิเคราะห์กระแสของวงจรความต้านทานแบบลชนิคลอยตัว ในภาคผนวก ค. จะเป็นตัวอย่างข้อมูลในการใช้โปรแกรม Mathcad จำลองการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิ ภาคผนวก ง. จะเป็นการหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ (sinh) ภาคผนวก จ. จะเป็นข้อมูลของทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ CA3096 ที่ได้ใช้ทดลองในทางปฏิบัติ และสุดท้ายภาคผนวก ฉ. จะเป็นผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างการศึกษา



บทที่ 2

วงจรถานสลีเนียร์ และวงจรสายพานกระแส

2.1 บทนำ

ในปัจจุบันนี้วงจรถานสลีเนียร์ (translinear) และวงจรสายพานกระแส (Current Conveyor: CC) เป็นวงจรถานสลีเนียร์ที่นิยมนำมาใช้ออกแบบวงจรถานสลีเนียร์ที่ต้องการใช้สัญญาณกระแสมาประมวลผล หรือที่เรียกว่าวงจรถานสลีเนียร์ที่ทำงานในโหมดกระแส มีผู้ให้ความสนใจ และทำการวิจัยกันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากมีข้อดีในเรื่องของย่านความถี่ในการใช้งานที่กว้างกว่าวงจรถานสลีเนียร์ที่ทำงานในโหมดแรงดัน ซึ่งน่าจะเป็นผลมาจากความต้านทาน และตัวเก็บประจุแฝงที่โนดต่างๆ ของวงจรถานสลีเนียร์ที่ทำงานในโหมดกระแสที่มีค่าต่ำทำให้ค่าคงตัวเวลา (time constants) มีค่าน้อย จึงทำให้วงจรถานสลีเนียร์สามารถทำงานได้ในช่วงความถี่ที่กว้างขึ้น (high bandwidth) [1] โดยวงจรถานสลีเนียร์ทั้งสองนี้ได้ถูกนำไปประยุกต์สร้างเป็นวงจรถานสลีเนียร์ต่างๆ มากมาย เช่น ในกรณีของวงจรถานสลีเนียร์ที่มีคุณสมบัติเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้สร้างวงจรถานสลีเนียร์ที่เกี่ยวข้องกับการกระทำทางคณิตศาสตร์ เช่น วงจรถานสลีเนียร์ วงจรถานสลีเนียร์ วงจรถานสลีเนียร์ วงจรถานสลีเนียร์ [3] โดยจะทำให้การวิเคราะห์ และออกแบบวงจรถานสลีเนียร์ไม่ยุ่งยาก ในส่วนของวงจรสายพานกระแสก็จะเป็นวงจรถานสลีเนียร์ที่ประกอบกันขึ้นเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่มี 3 ขา ซึ่งมีคุณสมบัติทางด้านวงจรถานสลีเนียร์ที่คล้ายกับอุปกรณ์ออปแอมป์ที่ทำงานในโหมดแรงดัน แต่ต่างกันที่วงจรสายพานกระแสจะเป็นวงจรถานสลีเนียร์ที่สามารถใช้สัญญาณกระแสมาประมวลผลได้โดยตรง ในการประยุกต์ใช้งานนั้นมักจะนิยมนำเอา วงจรถานสลีเนียร์ CCII และวงจรถานสลีเนียร์ CCCII มาสร้างเป็นวงจรถานสลีเนียร์ ความถี่ วงจรถานสลีเนียร์ วงจรถานสลีเนียร์ แบบขดลวด [4] และวงจรถานสลีเนียร์ค่าอิมพีแดนซ์ [22] นอกจากนี้วงจรถานสลีเนียร์ทั้งสองยังเหมาะสำหรับการนำไปสร้างเป็นวงจรถานสลีเนียร์รวม ซึ่งในส่วนของวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรถานสลีเนียร์ CCCII ที่สร้างขึ้นจากหลักการของวงจรถานสลีเนียร์คู่ร่วมกับวงจรถานสลีเนียร์ที่ออกแบบโดย A. Fabre [16] มาสร้างเป็นวงจรถานสลีเนียร์ความถี่แบบลบ และวงจรถานสลีเนียร์แหล่งจ่ายกระแสแบบแปรผันตามอุณหภูมิ ดังนั้นในบทนี้จะได้กล่าวถึงหลักการของวงจรถานสลีเนียร์ และวงจรสายพานกระแสแบบต่างๆ เพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจในวงจรถานสลีเนียร์ที่จะได้ออกแบบต่อไป

2.2 หลักการทฤษฎีวงจรถานสลีเนียร์

วงจรถานสลีเนียร์เป็นวงจรถานสลีเนียร์ที่อาจจะกล่าวได้ว่าเป็นวงจรถานสลีเนียร์แบบของการนำเอาความสัมพันธ์อย่างไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ชนิดทรานซิสเตอร์มาประยุกต์ใช้ให้เกิดประโยชน์ [9] โดยการอาศัยความสัมพันธ์อย่างไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างกระแส และแรงดันของตัวอุปกรณ์ มาสร้างให้เป็นวงจรถานสลีเนียร์ที่มีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เป็นเชิงเส้นกับกระแส หรือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดัน โดยถ้าเป็นวงจรถานสลีเนียร์ที่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ชนิดสองรอยต่อ (BJT)

จะเป็นวงจรที่ให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เป็นเชิงเส้นกับกระแส (Transconductance linear with Current) ส่วนถ้าเป็นวงจรทรานสลิเนียร์ที่สร้างขึ้นจากมอส (MOS) จะเป็นวงจรที่ให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดัน (Transconductance linear with Voltage) โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเกี่ยวข้องกับวงจรทรานสลิเนียร์ ที่สร้างจาก BJT เท่านั้น

หลักการที่สำคัญในการสร้างวงจรทรานสลิเนียร์จาก BJT คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (G_m) มีความสัมพันธ์ในลักษณะที่เป็นเชิงเส้นกับค่ากระแส โดยแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$G_m = \frac{dI}{dV} = aI \quad (2.1)$$

โดยที่ a คือ ค่าคงที่

เมื่อทำการอินทิเกรตสมการที่ (2.1) จะได้

$$I = b \cdot \exp(aV) \quad (2.2)$$

โดยที่ b เป็นค่าคงที่

จากสมการที่ (2.2) จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ของกระแส (I) และแรงดัน (V) เป็นความสัมพันธ์แบบเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งสอดคล้องกับความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ (I_c) กับแรงดันที่เบส - อิมิตเตอร์ (V_{be}) ของอุปกรณ์ BJT ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$I_c = I_S \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \quad (2.3)$$

หรือ

$$V_{be} = V_T \ln\left(\frac{I_c}{I_S}\right) \quad (2.4)$$

เมื่อ I_S คือ ค่ากระแสย้อนกลับอิ่มตัว (reverse saturation current) ซึ่งมีค่าคงที่แปรผันตามพื้นที่อิมิตเตอร์ของ BJT

V_T คือ ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิต (thermal voltage) มีค่าเท่ากับ (KT/q) ซึ่งมีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27° C

K คือ ค่าคงที่โบลท์ซแมนน์ (Boltzmann) มีค่าประมาณ 1.38×10^{-23} จูลต่อองศาเคลวิน

T คือ ค่าอุณหภูมิในหน่วยองศาเคลวิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

q คือ ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} คูลอมป์

ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (G_m) ของ BJT คือ

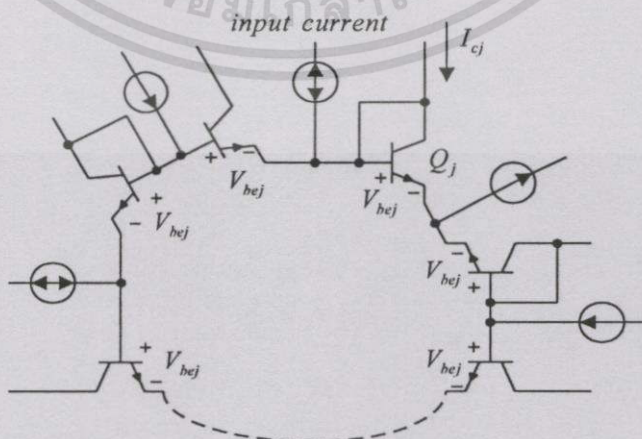
$$G_m = \frac{\partial I_c}{\partial V_{be}}$$

ซึ่งจะได้ว่า

$$G_m = \frac{I_S}{V_T} \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) = \frac{I_c}{V_T} \quad (2.5)$$

จากสมการ (2.5) จะเห็นได้ว่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ BJT เป็นเชิงเส้นกับกระแสคอลเลกเตอร์ จากคุณสมบัตินี้เมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรที่ประกอบไปด้วยรอยต่อของสารพีเอ็น (p-n junction) ที่เป็นจำนวนคู่ที่ถูกไบแอสตรง (forward bias) โดยที่รอยต่อพี-เอ็น แต่ละตัวจะถูกต่อเข้ากับขั้วของรอยต่ออื่นๆ เรียงกันไปเป็นลูปปิด (close loop) ซึ่งเรียกวจรที่ต่อกันในลักษณะนี้ว่าวงจรทรานสลิเนียร์รูป [2] ซึ่งโดยปกติแล้ววงจรรูปทรานสลิเนียร์จะมีเพียงหนึ่งรูป แต่จากหลักการนี้จะเห็นได้ว่าจะมีกี่รูปก็ได้ ดังนั้นเมื่อนำเอา BJT มาสร้างเป็นวงจรรูปทรานสลิเนียร์จะต้องให้แรงดันตรงรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ (V_{be}) ถูกไบแอสตรง โดยที่แรงดัน V_{be} ของ BJT จะถูกแบ่งเป็นแรงดัน V_{be} ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (Clockwise: CW) และแรงดัน V_{be} ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (Anticlockwise: ACW) ซึ่งพิจารณาจากทิศทางการไหลของกระแสที่ไหลผ่านรอยต่อ [1] โดยที่สามารถใช้ได้ทั้ง BJT ชนิดเอ็นพีเอ็น (npn) หรือ BJT ชนิดที่เป็นพีเอ็นพี (pnp) ก็ได้

จากข้อกำหนดดังกล่าวจะแสดงวงจรสมมูลของวงจรทรานสลิเนียร์ได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลของลูปทรานสลิเนียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.1 เมื่อพิจารณาอุปกรณ์ที่ประกอบด้วยแรงดันตรงรอยต่อรอยต่อเบส - อิมิตเตอร์ของ BJT ถูกไบแอสตรง โดยจะแบ่งแรงดัน V_{be} ได้ออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนแรกจะเป็นแรงดัน V_{be} ที่มีทิศทางตามเข็มนาฬิกา และในส่วนที่สองจะเป็นแรงดัน V_{be} ที่มีทิศทางทวนเข็มนาฬิกา โดยให้แหล่งจ่ายกระแสต่างๆ มีค่าคงที่ และกระแสคอลเล็กเตอร์สามารถเป็นได้ทั้งจุดอินพุต และเอาต์พุต ดังนั้นผลรวมของแรงดันเบส-อิมิตเตอร์รอบอุปกรณ์จะมีค่าเท่ากับ

$$\sum_{j=1}^N V_{bej} = 0$$

หรือ

$$\sum_{CW} V_T \ln\left(\frac{I_{cj}}{I_s}\right) = \sum_{ACW} V_T \ln\left(\frac{I_{cj}}{I_s}\right) \quad (2.6)$$

โดยที่ I_s สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของความหนาแน่นของกระแส (J_s) ได้ว่า $I_s = J_s A_j$

$$\sum_{CW} V_T \ln\left(\frac{I_{cj}}{J_s A_j}\right) = \sum_{ACW} V_T \ln\left(\frac{I_{cj}}{J_s A_j}\right) \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.7) เมื่อสมมติว่า BJT ทั้งหมดถูกสร้างขึ้นจากกระบวนการที่ทำในเวลาเดียวกัน และทำงานที่อุณหภูมิเท่ากัน และ J_s ของ BJT มีค่าเท่ากันทุกตัว ดังนั้นผลของ V_T และ J_s จะถูกจัดออกไป ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของกระแสคอลเล็กเตอร์ว่า

$$\prod_{CW} \frac{I_{cj}}{A_j} = \prod_{ACW} \frac{I_{cj}}{A_j} \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) ถ้าให้พื้นที่อิมิตเตอร์ของ BJT ทุกตัวในรูปมีค่าเท่ากันหมดจะได้ว่า

$$\prod_{CW} I_{cj} = \prod_{ACW} I_{cj} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) จะสรุปได้ว่าหลักสำคัญของวงจรทรานสดีนีย์ร์ที่สร้างขึ้นจาก BJT คือ ผลคูณของกระแสในทิศทางตามเข็มนาฬิกาต้องเท่ากับผลคูณของกระแสในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าวงจรทรานสดีนีย์ร์เป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสเป็นหลัก มีความเอกลक्षणนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกต้องแม่นยำสูง เนื่องจากการทำงานของวงจรจะไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิขณะทำงาน และตัวแปรของขบวนการผลิต (process parameters) แต่จะขึ้นอยู่กับความสมพียงของ BJT (matching of transistors) ที่ต่อร่วมกันในรูป ดังนั้นวงจรทรานสลิเนียร์จึงเหมาะสำหรับการสร้างเป็นวงจรรวม ซึ่งสามารถทำให้เกิดความสมพียงกันของ BJT ได้มากกว่า BJT ที่เป็นอุปกรณ์เดี่ยวๆ (discrete device) และเป็นที่น่าสังเกตว่าไดโอดเองก็เป็นอุปกรณ์ที่ให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันอยู่ในรูปของความสัมพันธ์แบบเอกซ์โปเนนเชียลเช่นเดียวกับ BJT แต่เนื่องจากไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่มี 2 ขา จึงไม่สามารถนำเอากระแสเอาต์พุตออกมาใช้งานได้ แต่สำหรับ BJT นั้นจะมีขาคอลเลกเตอร์ทำให้สามารถนำเอากระแสที่เกิดขึ้นมาใช้งานได้

2.3 วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor)

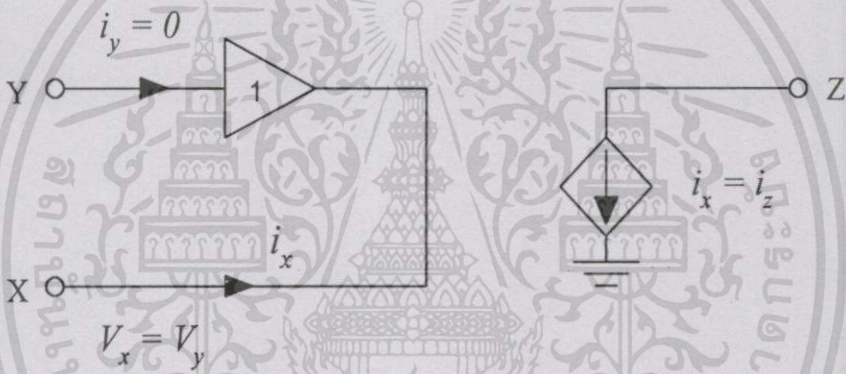
นับตั้งแต่ปี ค.ศ. 1968 ที่ A.S. Sedra และ K.C. Smith ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor: CCI) [10] ขึ้น โดยเป็นวงจรที่ประกอบกันขึ้นเป็นอุปกรณ์ (circuit building-block) ที่มี 3 ขั้ว เป็นขั้วอินพุต 2 ขั้ว คือขั้ว X และขั้ว Y และขั้วเอาต์พุต 1 ขั้ว คือขั้ว Z โดยมีหลักการทำงานที่สำคัญคือ ทำหน้าที่ในการส่งผ่านกระแสที่เกิดขึ้นทางด้านอินพุตไปยังด้านเอาต์พุต (current conveyor) โดยจะมีคุณสมบัติทางวงจรคล้ายกับอุปกรณ์ออปแอมป์ เพียงแต่มีข้อแตกต่างคือวงจรสายพานกระแสเป็นวงจรที่สามารถใช้สัญญาณกระแสมาประมวลผลได้โดยตรง (Current Mode) ในขณะที่อุปกรณ์ออปแอมป์ไม่สามารถทำได้ เนื่องจากสัญญาณที่จะนำมาประมวลผลจะต้องอยู่ในรูปของสัญญาณแรงดัน (Voltage Mode) ในระยะแรกๆ มีผู้นำวงจร CCI ไปประยุกต์ใช้งานไม่มากนัก แต่ต่อมาในปี ค.ศ. 1970 A.S. Sedra และ K.C. Smith ได้ทำการปรับปรุงวงจร CCI ให้มีพีแอมป์ที่ขั้วอินพุต Y มีค่ามากขึ้น ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขั้วอินพุต Y และเรียกวงจรสายพานกระแสรุ่นนี้ว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor: CCII) [11] ซึ่งวงจรนี้เองมีผู้นำไปประยุกต์ใช้สร้างวงจรต่างๆ มากมายจนถึงปัจจุบันนี้ การสร้างวงจร CCII สามารถสร้างได้หลากหลายรูปแบบ ซึ่งก็ได้มีการสร้างวงจรและพัฒนาขึ้นมาเรื่อยๆ จนกระทั่งในปี ค.ศ. 1990 A.Fabre ได้นำเสนอวงจร CCII ที่สร้างขึ้นจากการนำเอาวงจรทรานสลิเนียร์มาต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส และเรียกวงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์ (translinear CCII) [15] ซึ่งมีข้อดีคือจะมีช่วงความถี่ที่ใช้งานกว้างขึ้นกว่าวงจรที่ได้นำเสนอมาก่อนหน้านี้ [12-14] และยังใช้อุปกรณ์ในการสร้างวงจรที่น้อยกว่า ทำให้ประหยัดพื้นที่ในการสร้างเป็นวงจรรวม ซึ่งต่อมาในปี ค.ศ. 1995 A.Fabre ได้วิเคราะห์วงจรทรานสลิเนียร์ที่เป็นส่วนประกอบหลักของวงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์ แล้วพบว่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X ของวงจรสามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอสของวงจรทรานสลิเนียร์เอง ดังนั้น A.Fabre จึงได้กำหนดและเรียกวงจรสายพานกระแสที่มีคุณสมบัติดังกล่าวนี้ว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมได้ด้วยกระแส (second generation current controlled conveyor : CCCII) [16] ซึ่งในวิทยา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นิพจน์นี้จะสร้างวงจรความต้านทานแบบลบโดยมีรูปแบบวงจร และการทำงานเหมือนกับวงจร CCCII ที่นำเสนอโดย A.Fabre ดังนั้นจึงจะอธิบายวงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์ และวงจร CCCII ที่นำเสนอโดย A.Fabre ไว้ด้วยพอสังเขปเพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจวงจร

2.3.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor)

ในปี ค.ศ. 1970 A.S.Sedra และ K.C.Smith ได้ทำการปรับปรุงวงจร CCI ที่ได้นำเสนอไปแล้วให้มีคุณสมบัติทางด้านอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่ขั้วอินพุต Y ให้มีค่ามากขึ้น แต่คุณสมบัติของวงจรในด้านอื่นๆ ยังคงเหมือนเดิม และเรียกวงจรสายพานกระแสรุ่นนี้ว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor: CCII) [11] ซึ่งวงจรมีผู้สนใจและนำไปประยุกต์สร้างเป็นวงจรต่างๆ มากมาย โดยแสดงวงจรมูลของ CCII ได้ดังรูปที่ 2.2



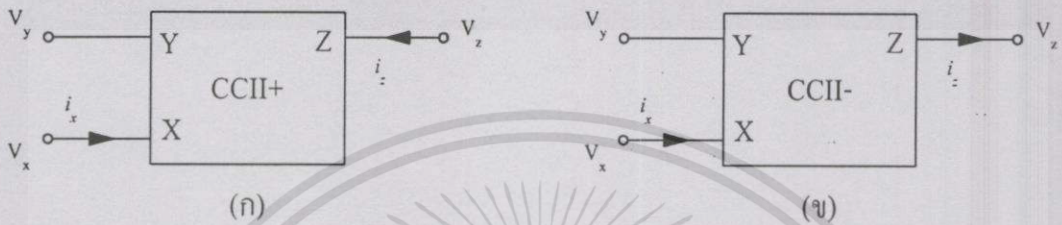
รูปที่ 2.2 วงจรมูลของ CCII

จากรูปที่ 2.2 สามารถแสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน และกระแสที่ขั้วทั้ง 3 ของวงจรมูล CCII ได้ด้วยสมการไฮบริดเมตริกซ์ (hybrid matrix) อย่างง่าย ๆ ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

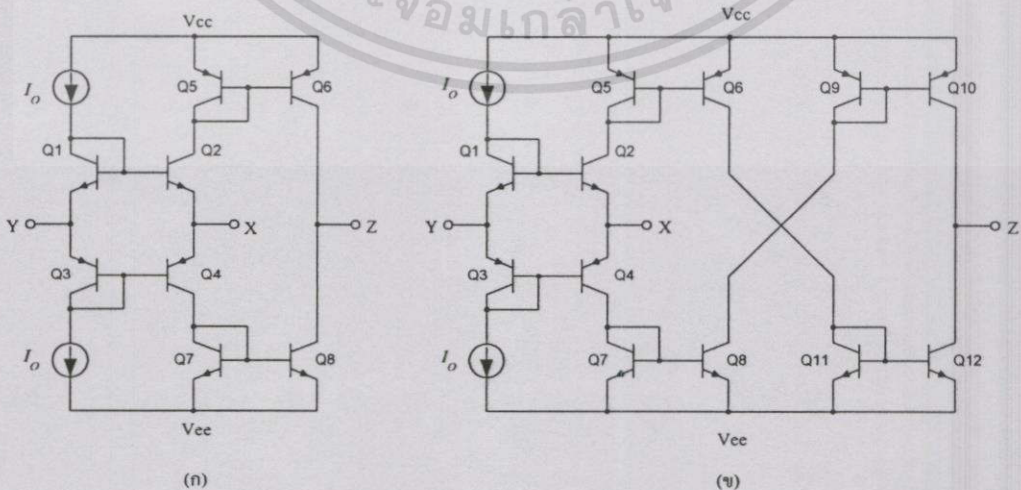
จากสมการที่ (2.10) จะได้สมการที่อธิบายคุณสมบัติของวงจรมูล CCII ดังนี้คือ กระแสไม่ไหลเข้าที่ขั้ว Y นั่นคือ $i_y = 0$, แรงดันที่ขั้ว X และขั้ว Y จะเท่ากัน ซึ่งก็คือ $V_x = V_y$, และกระแสที่ไหลที่ขั้ว Z จะเท่ากับกระแสที่ส่งมาจากขั้ว X โดยเท่ากับ $i_z = \pm i_x$ ซึ่งเครื่องหมายบวกจะแสดงถึงทิศทางของกระแสที่ขั้ว Z ซึ่งสามารถกำหนดได้จากวงจรสะท้อนกระแส โดยถ้าเป็นวงจรมูล

สายพานกระแสชนิดบวก (CCII+) ทิศทางของกระแสที่ขั้ว Z จะไหลในทิศทางเดียวกันกับทิศทางกระแสที่ขั้ว X คือถ้ากระแส i_x ไหลเข้า CCII กระแส i_z ก็จะไหลเข้า CCII ด้วยเช่นกัน แต่ถ้าเป็น วงจรสายพานกระแสชนิดลบ (CCII-) ทิศทางของกระแสที่ไหลที่ขั้ว Z จะไหลตรงกันข้ามกับกระแสที่ขั้ว X คือถ้ากระแส i_x ไหลเข้า CCII กระแส i_z ก็จะไหลออกจาก CCII สำหรับสัญลักษณ์ที่ใช้แทนวงจร [8] แสดงได้ในรูปที่ 2.3 ทั้ง CCII+ และ CCII-



รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์ของวงจร CCII (ก) CCII+ (ข) CCII-

ในการออกแบบวงจร CCII สามารถทำได้หลายรูปแบบ แต่สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะสนใจวงจร CCII ที่สร้างขึ้นจากการนำเอาวงจรทรานสลิเนียร์มาต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) เพื่อสร้างเป็นวงจรสายพานกระแส ซึ่งนำเสนอโดย A. Fabre ในปี 1990 [15] และเรียกว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์ (translinear CCII) ซึ่งมีข้อดีคือจะมีช่วงความถี่ที่ใช้งานที่กว้างขึ้นกว่าวงจรที่ได้นำเสนอมาก่อนหน้านี้ [12-14] และยังใช้จำนวนอุปกรณ์ในการสร้างวงจรมีน้อย ทำให้ประหยัดพื้นที่ในการสร้างเป็นวงจรรวม โดยจะแสดงวงจร CCII+ และ CCII- ที่นำเสนอโดย A. Fabre ได้ดังรูปที่ 2.4

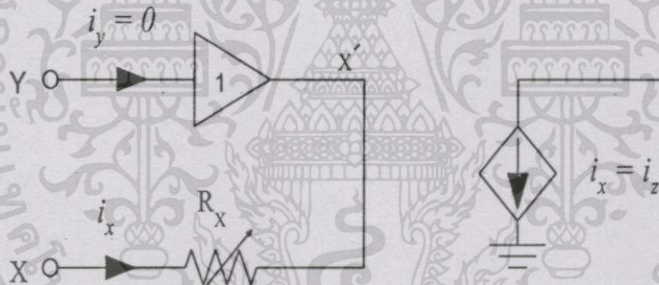


รูปที่ 2.4 วงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์ (ก) CCII+ (ข) CCII-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second Generation Current Controlled Conveyor: CCCII)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) ได้ถูกนำเสนอขึ้นในปี ค.ศ. 1995 โดย A. Fabre ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์ห้วงจรทรานสลิเนียร์ที่เป็นส่วนประกอบหลักของวงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 แล้วพบว่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X ของวงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอสของวงจรทรานสลิเนียร์เอง ดังนั้น A. Fabre จึงได้กำหนดและเรียกวจรสายพานกระแสที่มีคุณสมบัติดังกล่าวนี้ว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสขึ้น [16] โดยรูปแบบของวงจร การทำงาน และคุณสมบัติพื้นฐานของวงจรมีลักษณะเหมือนกับวงจร CCII เพียงแต่วงจร CCCII นี้จะมีข้อแตกต่างจาก CCII ในเรื่องของค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X เท่านั้น ดังนั้นในการวิเคราะห์การทำงานของวงจร CCCII นี้ เราจะสนใจพิจารณาค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X เป็นหลัก ดังนั้นจึงสมมติให้ BJT ทุกตัวที่ใช้ในวงจรมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุดมคติ และละทิ้งผลของค่าอิมพีแดนซ์แฝงต่างๆ ที่ขั้ว Y และ Z ซึ่งแสดงวงจรมูลของวงจร CCCII ได้ดังรูปที่ 2.5



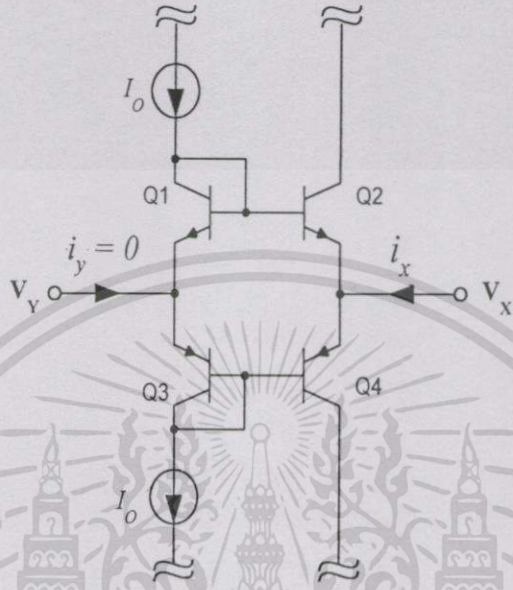
รูปที่ 2.5 วงจรมูลของ CCCII

จากวงจรมูลรูปที่ 2.5 สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันในรูปของสมการไฮบริดจ์เมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.11) จะเห็นได้ว่าข้อแตกต่างระหว่าง CCII และ CCCII ก็คือความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่ขั้ว X หรือแสดงอยู่ในรูปของความต้านทาน R_x โดยที่วงจร CCCII นี้

เป็นวงจรที่ต้องการใช้ประโยชน์จากค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X เป็นหลัก ดังนั้นการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝง R_x ในวงจร CCII รูปที่ 2.4 จึงไม่พิจารณาส่วนของวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งจะวิเคราะห์ค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X ของวงจร CCCII แบบทรานสลิเนียร์ได้ดังนี้



รูปที่ 2.6 วงจรทรานสลิเนียร์เพื่อหาค่าความต้านทานภายในที่ขั้ว X

จากรูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ของ Q_2 มีค่าเท่ากับ

$$V_{be2} = V_{be1} + V_y - V_x$$

และจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ กับแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ของ Q_2 มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_{c2} &= I_s e^{\frac{(V_{be1} + V_y - V_x)}{V_T}} \\ &= I_s e^{\frac{\left(V_T \ln\left(\frac{I_o}{I_s}\right) + V_y - V_x \right)}{V_T}} \\ &= I_o e^{\left(\frac{V_{yx}}{V_T}\right)} \end{aligned} \tag{2.12}$$

เมื่อ $V_{yx} = V_y - V_x$

ในทำนองเดียวกันความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ ของ Q_4 คือ

$$V_{be4} = V_{be3} + V_x - V_y$$

ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเล็กเตอร์ กับแรงดันที่ตกคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_4 คือ

$$I_{c4} = I_o e^{\frac{-V_{yx}}{V_T}} \quad (2.13)$$

เมื่อพิจารณาผลรวมของกระแสที่โนด X จะได้ว่า

$$i_x = I_{c2} - I_{c4}$$

เมื่อแทนค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ของ Q_2 และ Q_4 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} i_x &= I_o e^{\left(\frac{V_{yx}}{V_T}\right)} - I_o e^{\left(\frac{-V_{yx}}{V_T}\right)} \\ &= 2I_o \left\{ \frac{e^{\left(\frac{V_{yx}}{V_T}\right)} - e^{\left(\frac{-V_{yx}}{V_T}\right)}}{2} \right\} \end{aligned} \quad (2.14)$$

และจากความสัมพันธ์ของ $\sinh x = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$ ดังนั้นจะสามารถเขียนสมการที่ (2.14) ใหม่ได้ว่า

$$i_x = 2I_o \sinh\left(\frac{V_{yx}}{V_T}\right) \quad (2.15)$$

โดยที่ $i_y = 0$

และจากอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor series) ของ $\sinh x = x + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} + \dots$

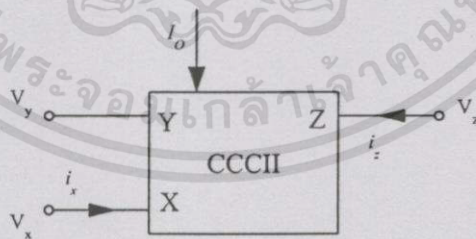
เมื่อกำหนดให้ $V_{yx} \ll V_T$ หรือ $i_x \ll 2I_0$ จะทำให้ละทิ้งพจน์ที่มีกำลังมากกว่า 1 ของอนุกรม $\sinh\left(\frac{V_{yx}}{V_T}\right)$ ได้ เนื่องจากมีค่าน้อย ดังนั้นสามารถประมาณ $\sinh\left(\frac{V_{yx}}{V_T}\right) \cong \frac{V_{yx}}{V_T}$ ดังนั้น

$$i_x = \frac{2I_0 V_{yx}}{V_T}$$

และเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของกระแส และแรงดันที่ขั้ว X จะได้ว่า

$$R_x = \frac{V_{yx}}{i_x} = \frac{V_T}{2I_0} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ 2.16 จะพบว่าความต้านทานที่ขั้ว X นี้สามารถปรับค่าได้ และมีค่าขึ้นอยู่กับกระแสไบแอส I_0 ของวงจร ดังนั้นสำหรับวงจร CCII จึงต้องให้กระแสไบแอสของวงจรมีค่าสูง เพื่อให้ค่าความต้านทานที่ขั้ว X มีค่าน้อย ซึ่งจะทำให้แรงดันที่ขั้ว X และขั้ว Y มีค่าเท่ากันตามคุณสมบัติของ CCII ในขณะที่ วงจร CCCII ต้องการนำค่าความต้านทานที่ขั้ว X นี้ไปประยุกต์ใช้ให้เกิดประโยชน์ เช่นในวงจรที่ต้องการความต้านทานที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ จะเห็นได้ว่าความแตกต่างของวงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์ กับวงจร CCCII ก็คือค่าความต้านทานที่ขั้ว X นี้เอง เพื่อแสดงถึงความแตกต่างระหว่างวงจร CCCII และวงจร CCII ดังนั้นสัญลักษณ์ของวงจร CCCII จะมีขั้วของกระแสไบแอสอยู่ด้วยดังแสดงในรูปที่ 2.7



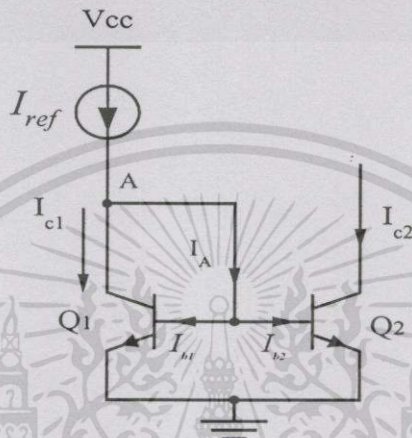
รูปที่ 2.7 สัญลักษณ์ของวงจร CCCII

2.4 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror)

เนื่องจากส่วนประกอบหลักที่สำคัญเป็นอย่างมากอีกส่วนหนึ่งของวงจรสายพานกระแส ก็คือวงจรสะท้อนกระแสที่ทำหน้าที่ในการจ่ายกระแส (sourcing) หรือดึงกระแส (sinking) ในวงจร ดังนั้นจะกล่าวถึงวงจรสท้อนกระแสไว้ด้วย เพื่อประกอบในการทำความเข้าใจกับวงจรสายพาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส โดยที่วงจระสะท้อนกระแสเหล่านั้นจะมีอยู่ด้วยกันหลายรูปแบบ แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจระสะท้อนกระแสอย่างง่าย คือใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว หรือแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ (diode transistor current mirror) เนื่องจากใช้อุปกรณ์น้อย และเป็นวงจระสะท้อนกระแสที่สามารถใช้หลักการทรานสลิเนียร์มาอธิบายได้โดยง่าย นอกจากนี้ยังเป็นวงจระสะท้อนกระแสที่ A. Fabre ได้ใช้ในวงจระ CCCII ด้วย โดยแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจระสะท้อนกระแสแบบไดโอดทรานซิสเตอร์

จากวงจระรูปที่ 2.8 เมื่อพิจารณาคูณสมบัติทางไฟตรง จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ Q_1 ที่ต่ออยู่ในลักษณะของไดโอด โดยต่อขาเบส-ขาคอลเลกเตอร์เข้าด้วยกัน ทำให้แรงดันระหว่างขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ (V_{CB}) มีค่าเป็นศูนย์ และแรงดันระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ (V_{CE}) มีค่าเท่ากับแรงดันระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ (V_{BE}) ซึ่งแรงดัน V_{CE} นี้มีค่าสูงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำงานอยู่ในย่านแอคทีฟ (active region) ได้ และจากการที่เราต่อขาเบสของ Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกันทำให้แรงดัน V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าเท่ากันนั่นคือ

$$V_{be1} = V_{be2}$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{c1}}{I_{S1}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{c2}}{I_{S2}}\right) \quad (2.17)$$

ในการวิเคราะห์ห้วงจระจะสมมติให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีคุณสมบัติสมพงษ์กันทุกประการ และทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน ดังนั้นจากสมการที่ (2.17) จะได้ว่า

$$I_{c1} = I_{c2} \quad (2.18)$$

เมื่อพิจารณาที่ โหนด A และใช้กฎ KCL จะพบว่า

$$I_{ref} - I_{c1} - I_A = 0 \quad (2.19)$$

โดยที่ I_A มีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ($I_A = I_{b1} + I_{b2}$) และ β_F คือค่าอัตราขยายไฟตรงของทรานซิสเตอร์ (I_C/I_B)

และถ้ากำหนดให้กระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าเท่ากันแล้วจะเขียนสมการ (2.19) ได้ว่า

$$I_{ref} - I_{c1} - 2 \frac{I_{c1}}{\beta_F} = 0 \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.18) จะได้ว่า

$$I_{c1} = \frac{I_{ref}}{1 + 2/\beta_F} = I_{c2} \quad (2.21)$$

หรือ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{I_{c2}}{I_{ref}} = \frac{1}{1 + 2/\beta_F} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) จะพบว่าถ้าค่า β_F ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าสูงมาก จะทำให้

$$I_{c2} \cong I_{ref} \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.23) จะสรุปได้ว่ากระแสเอาต์พุต I_{c2} จะมีค่าเท่ากับกระแสอินพุต I_{ref} หรือก็คือกระแสอินพุตสะท้อนไปยังเอาต์พุต โดยที่ค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตจะเกิดได้จากความไม่สมพียงกันระหว่างทรานซิสเตอร์ทั้งสอง และค่า β_F ซึ่งจะเห็นได้จากสมการที่ (2.17) และสมการที่ (2.22) ตามลำดับ นอกจากนี้แรงดันตกคร่อมระหว่างขาคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ (V_{CE}) ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q_1 และ Q_2 ที่มีค่าต่างกัน ก็จะทำให้กระแส I_c ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าต่างกันด้วย ซึ่งสมการของกระแสคอลเลกเตอร์เมื่อพิจารณาผลของ V_{CE} ด้วยจะแสดงได้ในสมการที่ (2.24)

$$I_c = I_S \left[\exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \right] \left[1 + \frac{V_{ce}}{V_A} \right] \quad (2.24)$$

โดย V_A คือ ค่าแรงดันเออร์ลีย์ (Early voltage) ของทรานซิสเตอร์ มีค่าระหว่าง 50-100 V

ดังนั้นถ้าพิจารณาอัตราส่วนของกระแสเอาต์พุตต่อกระแสอินพุตที่เกิดจากผลของแรงดัน V_{CE} เพียงอย่างเดียวจะแสดงค่าอัตราส่วนของวงจรสะท้อนกระแสได้ดังนี้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1 + \left(\frac{V_{ce2}}{V_A}\right)}{1 + \left(\frac{V_{ce1}}{V_A}\right)} \quad (2.25)$$

จากสมการที่ 2.25 จะเห็นได้ว่าถ้า V_A มีค่ามาก ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากผลของแรงดัน V_{CE} จะส่งผลต่อกระแสเอาต์พุตน้อยมาก

2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการของวงจรรูปทรานสลิเนียร์ และวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ จะเห็นได้ว่าหลักการของวงจรทรานสลิเนียร์ และวงจรสายพานกระแสเหล่านั้นสามารถสร้างได้หลายรูปแบบวงจร แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะสนใจเฉพาะวงจร CCCII ที่ออกแบบโดย A. Fabre ที่สร้างขึ้นจากวงจรรูปทรานสลิเนียร์ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส และสามารถปรับค่าความต้านทานแฝงได้ด้วยกระแสไบแอสวงจร ซึ่งจะเป็พื้นฐานเพื่อช่วยให้เกิดความเข้าใจในการนำเอาวงจร CCCII มาออกแบบวงจรความต้านทานทั้งแบบบวกและลบ ที่จะกล่าวในบทที่ 3 และการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิโดยใช้วงจรรูปทรานสลิเนียร์ในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 3

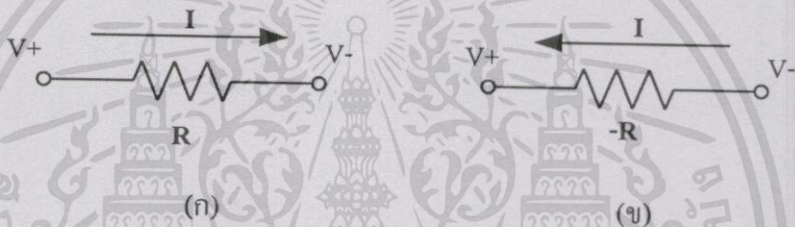
วงจรความต้านทานแบบลบ

3.1 บทนำ

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่เรียกว่า ความต้านทานเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่กำหนดแรงดัน หรือ จำกัดกระแสที่ไหลในวงจร ในอดีตการสร้างความต้านทานจะอาศัยคุณสมบัติของสารแต่ละชนิดที่มีความนำไฟฟ้าน้อยมาสร้างให้เกิดเป็นตัวต้านทาน ซึ่งจะได้ตัวต้านทานออกมาเป็นอุปกรณ์เดี่ยวๆ (discret device) แต่ในปัจจุบันนี้เนื่องจากเทคโนโลยีของสารกึ่งตัวนำได้พัฒนาไปอย่างมาก ทำให้เราสามารถสร้างวงจรรวม (Integrated Circuit) ที่ภายในประกอบไปด้วยอุปกรณ์ต่างๆ มากมายต่อรวมกันอยู่บนชิพ (chip) เล็กๆ เพียงชิพเดียว และเนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้พื้นที่ในชิพมากที่สุดก็ได้แก่ ความต้านทาน จึงมีผู้คิดวงจรเลียนแบบการทำงานของความต้านทานด้วยการใช้อุปกรณ์ประเภททรานซิสเตอร์ โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของอุปกรณ์ และเรียกความต้านทานที่สร้างขึ้นว่าความต้านทานแบบแอคทีฟ (active) ต่อมาก็ได้มีผู้สร้างวงจรรวมความต้านทานแบบลบขึ้น โดยประโยชน์ของความต้านทานแบบลบนี้มักจะนำไปใช้ในวงจรม่านัดสัญญาณ หรือนำไปช่วยปรับปรุงคุณภาพของวงจรกรอง [24] โดยจะไปช่วยหักล้างความต้านทานแฝงของตัวเหนี่ยวนำ (inductor) ก่อนหน้านี้ได้มีผู้ออกแบบวงจรรวมความต้านทานแบบลบไว้มากมาย ทั้งในรูปแบบของวงจรที่ให้อินพุตอิมพีแดนซ์เป็นความต้านทานแบบลบโดยตรง [19-21] และวงจรแปลงกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบ (negative impedance inverter) [22-23] แต่วงจรเหล่านี้ต้องอาศัยอุปกรณ์พาสซีฟในการสร้างวงจรทำให้เปลืองพื้นที่สารกึ่งตัวนำเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอวงจรรวมความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว (Floating negative resistance) ที่สร้างขึ้นจากหลักการของวงจรรูปทรานสลิเนียร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด BJT เป็นหลักในการสร้างวงจร ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานเหมือนวงจร CCCII แบบทรานสลิเนียร์ที่ออกแบบโดย Fabre โดยมีข้อดีคือ วงจรที่สร้างขึ้นไม่จำเป็นต้องมีอุปกรณ์พาสซีฟ (passive device) ใดๆ เลย มีความเป็นเชิงเส้นในย่านที่ใช้งาน เหมาะสำหรับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ซึ่งในบทนี้จะได้กล่าวถึงรายละเอียดในการออกแบบวงจร ผลการทำงานของวงจรทั้งจากการจำลองการทำงาน และจากการต่อวงจรแบบดิสครีต รวมทั้งจะได้กล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานของวงจรรวมความต้านทานที่สร้างขึ้นด้วย

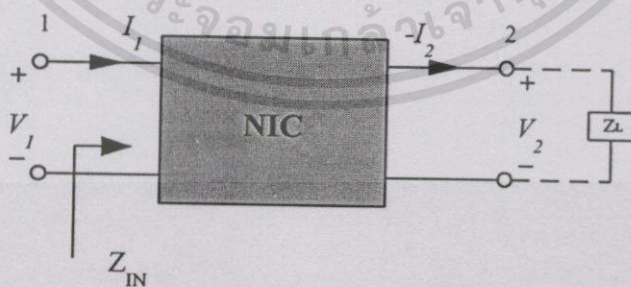
3.2 หลักการสร้างวงจรความต้านทานแบบลบ

วงจรเลียนแบบการทำงานของความต้านทานจะเป็นวงจรที่ให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่ขั้วเป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถแบ่งตามลักษณะของตัวต้านทานได้เป็น 2 ประเภท คือความต้านทานชนิดลงกราวด์ (Grounded Resistor) และความต้านทานชนิดลอยตัว (Floating Resistor) นอกจากนี้ยังสามารถแบ่งตามคุณสมบัติการทำงานได้เป็นความต้านทานแบบบวก และความต้านทานแบบลบ ทั้งนี้จะขึ้นอยู่กับทิศทางกระแสไหลของกระแส กับทิศทางของแรงดันที่ขั้วของความต้านทานเป็นสำคัญ โดยถ้าเป็นความต้านทานแบบบวก กระแสจะมีทิศทางไหลจากจุดที่มีแรงดันสูงไปยังจุดที่มีแรงดันต่ำ ส่วนในกรณีที่เป็นความต้านทานแบบลบ กระแสจะมีทิศทางไหลจากจุดที่มีแรงดันต่ำไปยังจุดที่มีแรงดันสูงกว่า ซึ่งแสดงทิศทางของกระแส และแรงดันที่ตัวต้านทานได้อย่างง่ายๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของตัวต้านทาน (ก) ความต้านทานแบบบวก (ข) ความต้านทานแบบลบ

ในการสร้างความต้านทานแบบลบนั้น สามารถสร้างได้โดยอาศัยหลักการของ Negative Impedance Converter (NIC) ซึ่งแสดงการทำงานของวงจรได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 รูปแบบการทำงานของวงจร NIC

จากรูปที่ 3.2 จะได้ว่า

$$Z_{in} = -Z_L$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$\frac{V_1}{I_1} = -\left(\frac{V_2}{-I_2}\right) \quad (3.1)$$

จากสมการที่ (3.1) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่โหนดทั้งสองดังนี้

$$V_1 = KV_2$$

$$I_1 = (-K)(-I_2) \quad (3.2)$$

หรือ

$$V_1 = -KV_2$$

$$I_1 = (K)(-I_2) \quad (3.3)$$

โดยที่ K คืออัตราขยายกระแส หรืออัตราขยายแรงดัน หรือเรียกว่า Conversion Ratio

จากสมการที่ (3.2) เพื่อให้ง่ายในการอธิบายจะกำหนดให้ K มีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งทำให้ได้ว่า เมื่อให้แรงดันที่พอร์ท 1 มีค่าเท่ากับ V_1 แรงดันนี้จะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ท 2 โดยไม่เปลี่ยนแปลงทิศทางซึ่งจะได้ว่า $V_1 = V_2$ ในขณะที่กระแส I_2 ซึ่งเป็นกระแสเดียวกับกระแสที่ไหลผ่านโหลด (Z_L) จะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ท 1 โดยมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแส I_1 หรือ $I_1 = -(-I_2)$ จากการทำงานในลักษณะนี้ บางครั้งจึงนิยมเรียกว่า Current NIC หรือเขียนอย่างย่อว่า INIC

ในทำนองเดียวกัน จากสมการที่ 3.3 เมื่อกำหนดให้ K มีค่าเท่ากับ 1 จะอธิบายได้ว่า เมื่อให้กระแส I_1 เข้าไปที่พอร์ท 1 กระแสนี้จะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ท 2 โดยไม่เปลี่ยนทิศทาง หรือ $I_1 = +(-I_2)$ ในขณะที่แรงดันที่พอร์ท 2 ซึ่งเป็นแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ท 1 โดยจะมีทิศทางของแรงดันตรงข้ามกับแรงดัน V_1 ที่พอร์ท 1 หรือ $V_1 = -V_2$ จากการทำงานในลักษณะดังกล่าว บางครั้งจึงนิยมเรียกว่า Voltage NIC หรือเขียนอย่างย่อว่า VNIC

จากสมการที่ (3.2) และสมการที่ (3.3) สามารถเขียนแสดงให้อยู่ในรูปของสมการไฮบริดจ์ เมตริกได้ตามลำดับดังนี้ [27]

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & K \\ K & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -K \\ -K & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

จากสมการไฮบริดจ์เมตริก (3.4) และ (3.5) จะเห็นได้ว่าวงจร NIC เมื่อกำหนดให้ K มีค่าเท่ากับ 1 จะได้ว่า $h_{11} = h_{22} = 0$ และ $h_{12}h_{21} = 1$ ซึ่งเป็นข้อกำหนดที่สำคัญสำหรับวงจร NIC [36] และโดยปกติแล้ววงจรเลียนแบบความต้านทานส่วนใหญ่ จะสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งการปรับค่าความต้านทานนั้นสามารถใช้สัญญาณควบคุมได้สองแบบ โดยแบบแรกจะเป็นการใช้สัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณควบคุมค่าความต้านทาน (Voltage Controlled Resistance) ส่วนแบบที่สองจะเป็นการใช้สัญญาณกระแสเป็นสัญญาณควบคุมค่าความต้านทาน (Current Controlled Resistance) ซึ่งจะเป็นแบบใดนั้น จะขึ้นอยู่กับกรอกแบบวงจรและการนำไปใช้งานเป็นหลัก

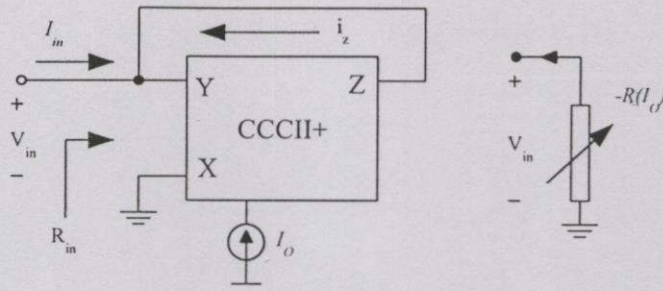
3.3 การสร้างวงจรความต้านทานแบบลบ

วงจรความต้านทานที่สร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ จะสร้างขึ้นจากวงจรรูปทรานสลิเนียร์ที่ประกอบจากทรานซิสเตอร์เพียง 4 ตัว ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสมีรูปแบบของวงจรเหมือนกับวงจร CCII แบบทรานสลิเนียร์ ที่แสดงในรูปที่ 2.4 และการทำงานของวงจรจะเหมือนกับวงจร CCCII ของ Fabre [16] คือสามารถที่จะปรับค่าความต้านทานได้ด้วยการปรับกระแสไบแอสของวงจร CCCII โดยในการออกแบบวงจรจะเริ่มจากความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ก่อน ซึ่งสร้างได้จากวงจรรูปทรานสลิเนียร์เพียงรูปเดียว ต่อจากนั้นจึงจะเป็นวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว ซึ่งสร้างโดยใช้วงจรรูปทรานสลิเนียร์ 2 รูป และในกรณีที่ต้องการปรับเปลี่ยนให้เป็นวงจรความต้านทานแบบบวกก็สามารถทำได้ง่ายด้วยการปรับเปลี่ยนวงจรเพียงเล็กน้อย ซึ่งจะได้แสดงให้เห็นการต่อวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวไว้ด้วย

เพื่อความง่ายในการอธิบาย และทำความเข้าใจ จะขอแทนวงจรรูปทรานสลิเนียร์ที่ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส ด้วยสัญลักษณ์ของ CCCII แบบทรานสลิเนียร์ที่แสดงในรูปที่ 2.7 เนื่องจากมีลักษณะการทำงานที่เหมือนกัน

3.3.1 การสร้างวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์

ในการสร้างวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์นั้น สามารถออกแบบโดยใช้วงจร CCCII+ แบบทรานสลิเนียร์เพียงวงจรเดียว ซึ่งสามารถแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์

จากรูปที่ 3.3 สามารถวิเคราะห์การทำงานได้ว่า

$$V_Y = V_X + I_X R_X \quad (3.6)$$

และเนื่องจากที่พอร์ท X ต่อลงกราวด์ทำให้ $V_X = 0$ ดังนั้น

$$V_Y = I_X R_X \quad (3.7)$$

แต่ $V_Y = V_m$ และ $i_X = i_Z = -I_m$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_m = -I_m R_X \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (2.16) จะได้ว่า $R_X = \frac{V_T}{2I_o}$

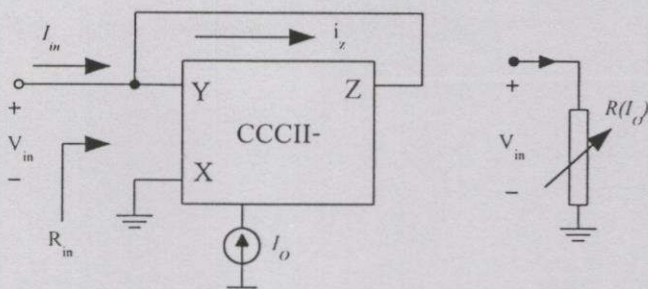
ดังนั้นจะได้ความต้านทานทางต้านเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$R_m = \frac{V_m}{I_m} = -\frac{V_T}{2I_o} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสที่พอร์ทอินพุต เป็นความต้านทานชนิดลบ และสามารถปรับค่าความต้านทานได้โดยการปรับกระแสไบแอส I_o

จากวงจรในรูปที่ 3.3 ในกรณีที่ต้องการความต้านทานแบบบวก สามารถทำได้ง่ายๆ โดยการเปลี่ยนจากวงจร CCCII+ เป็นวงจร CCCII- ซึ่งจะทำให้ $I_X = I_Z = I_m$ โดยจะแสดงวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ได้ดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์

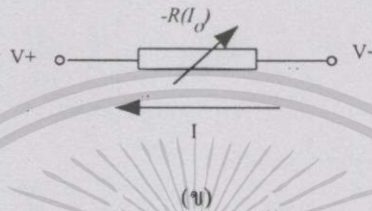
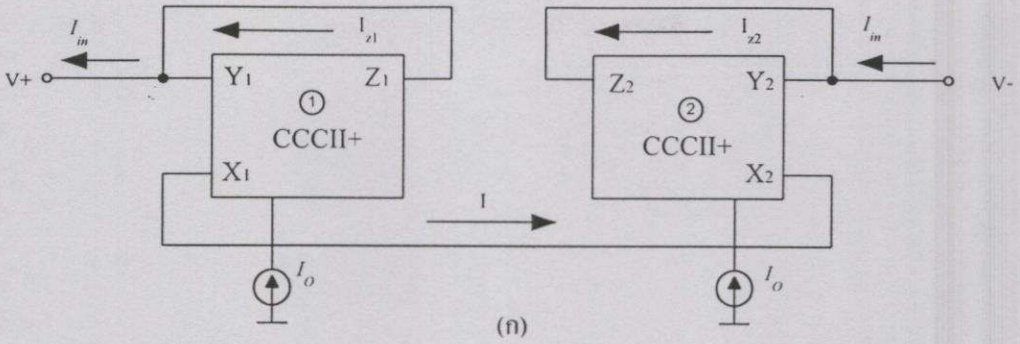
จากรูปที่ 3.4 เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรในลักษณะเดียวกันกับวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ เพียงแต่จะแตกต่างกันตรงทิศทางกระแส I_x ในสมการที่ 3.8 คือ $I_x = I_z = I_{in}$ ดังนั้นจะได้ว่าความต้านทานทางด้านเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$R_m = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_T}{2I_o} \tag{3.10}$$

จากสมการที่ (3.10) จะเห็นได้ว่าความต้านทานที่ได้จะมีค่าเป็นบวก และสามารถปรับค่าความต้านทานได้จากการปรับค่ากระแสไบแอส I_o

3.3.2 การสร้างวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว

เนื่องจากความต้านทานชนิดลงกราวด์นั้นมีข้อจำกัดในการใช้งาน จึงได้มีการออกแบบวงจรความต้านทานชนิดลอยตัวเพื่อเพิ่มความสะดวกในการนำไปใช้งาน โดยวงจรความต้านทานชนิดลอยตัวนั้นจัดเป็นวงจรประเภท 2 พอร์ต ซึ่งกระแส และแรงดันที่ขั้วทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กันอย่างเป็นเชิงเส้น ในการออกแบบวงจรมีได้นำแนวคิดมาจากการนำเอาความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์มาต่อร่วมกัน และกำหนดทิศทางของกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานภายในวงจร CCCII+ ทั้งสองให้มีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงดันที่ให้กับวงจร ซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว (ก) วงจรความต้านทาน (ข) แบบจำลอง

จากรูปที่ 3.5 และคุณสมบัติของวงจร CCCII จะวิเคราะห์วงจรได้ว่า

$$V_{Y1} = V_{X1} + I_{X1}R_{X1} \tag{3.11}$$

$$V_{Y2} = V_{X2} + I_{X2}R_{X2} \tag{3.12}$$

จากวงจรรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่ากระแส I_{in} กับกระแส I_x ของวงจร CCCII ทั้งสองเป็นกระแสเดียวกันแต่มีทิศทางสัมพันธ์กันดังนี้

$$I_{X1} = -I_{in} , I_{X2} = I_{in}$$

ดังนั้น

$$V_{Y1} = V_{X1} - I_{in}R_{X1} \tag{3.13}$$

$$V_{Y2} = V_{X2} + I_{in}R_{X2} \tag{3.14}$$

ทำการหาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมวงจรและกระแสที่ไหลเข้าวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{Y1} - V_{Y2} = V_{X1} - I_m R_{X1} - V_{X2} - I_m R_{X2} \quad (3.15)$$

จากวงจรจะเห็นว่าแรงดัน $V_{X1} = V_{X2}$ ดังนั้น

$$V_{Y1} - V_{Y2} = -I_m R_{X1} - I_m R_{X2} \quad (3.16)$$

$$V_{Y1} - V_{Y2} = -I_m (R_{X1} + R_{X2}) \quad (3.17)$$

ซึ่งจะให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่ขั้ว Y_1 และ Y_2 ดังนี้

$$\frac{V_{Y1} - V_{Y2}}{I_m} = -(R_{X1} + R_{X2}) \quad (3.18)$$

เมื่อให้กระแสไบแอสวงจร CCCII ของวงจรทั้งสองมีค่าเท่ากันจะทำให้ได้ว่า $R_{X1} = R_{X2}$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{V_{Y1} - V_{Y2}}{I_m} = -2R_{X1} \quad (3.19)$$

โดยที่ $R_x = \frac{V_T}{2I_O}$

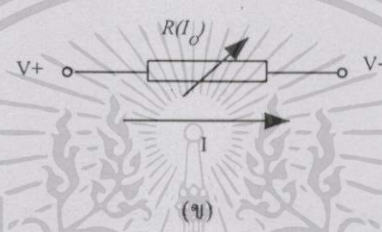
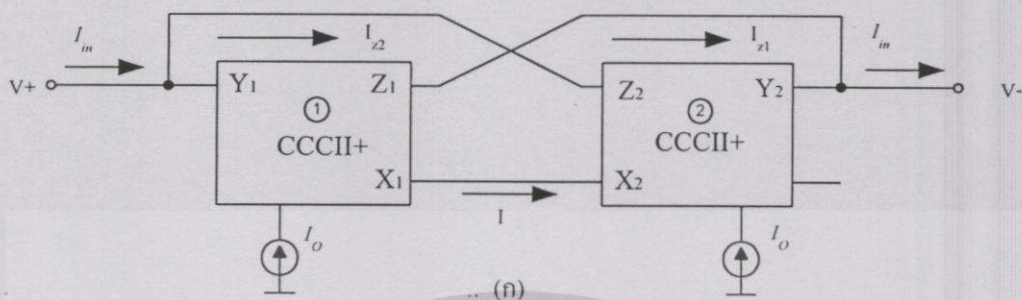
ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ 3.19 ได้ใหม่ว่า

$$R_m = \frac{V_{Y1} - V_{Y2}}{I_m} = -\frac{V_T}{I_O} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.20) จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของวงจรนี้ที่ขั้ว Y_1 และ Y_2 แสดงเป็นวงจรความต้านทานแบบลบ โดยสามารถปรับค่าความต้านทานได้จากกระแสไบแอส I_O ของวงจร

ในกรณีที่ต้องการความต้านทานลอคตัวแบบบวกสามารถทำได้ง่ายๆ โดยการกำหนดทิศทางกระแสที่ไหลในวงจร ให้มีทิศทางการไหลสอดคล้องกับแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานแบบบวก นั่นคือกระแสจะไหลจากจุดที่มีแรงดันสูงไปยังจุดที่มีแรงดันต่ำ สามารถทำได้โดยการเปลี่ยน

ทิศทางการไหลของกระแสในวงจรให้ไหลจากจุดที่มีแรงดันสูงไปยังจุดที่มีแรงดันต่ำกว่า ซึ่งแสดงรูปวงจรได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ความต้านทานแบบบวขนิดลอยตัว (ก) วงจรความต้านทาน (ข) แบบจำลอง

ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานสามารถทำได้ในลักษณะเดียวกับวงจรความต้านทานแบบลบ เพียงแต่จะต่างกันตรงทิศทางกระแส I_{X1} และ I_{X2} โดยวงจรความต้านทานแบบบวกจะมีทิศทางกระแสดังนี้คือ $I_{X1} = I_m$, $I_{X2} = -I_m$ ซึ่งเมื่อวิเคราะห์ห้วงจรจะได้ความต้านทานเท่ากับ

$$R_m = \frac{V_{Y1} - V_{Y2}}{I_m} = \frac{V_T}{I_o} \tag{3.21}$$

จากสมการที่ (3.21) จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของวงจรนี้ที่ขั้ว $Y1$ และ $Y2$ แสดงเป็นวงจรความต้านทานแบบบวก โดยสามารถปรับค่าความต้านทานได้จากกระแสไบแอส I_o ของวงจร

จากวงจรความต้านทานที่ได้สร้างขึ้นทั้ง 4 แบบ จะเห็นได้ว่าทุกวงจรจะมีข้อเสียที่สำคัญคือค่าความต้านทานที่ได้จะมีค่าแปรผันตามแรงดันเชิงอุณหภูมิ V_T ซึ่งมีผลทำให้ค่าความต้านทานมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงานด้วย แต่ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้ง่ายๆ โดยการจัดให้แหล่งจ่ายกระแสไบแอส I_o มีค่าแปรผันตาม V_T ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดการหักล้างกันระหว่าง V_T ทำให้ค่าความต้านทานมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน ซึ่งรายละเอียดของวงจรชดเชยอุณหภูมินี้จะได้กล่าวถึงในบทที่ 4 ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

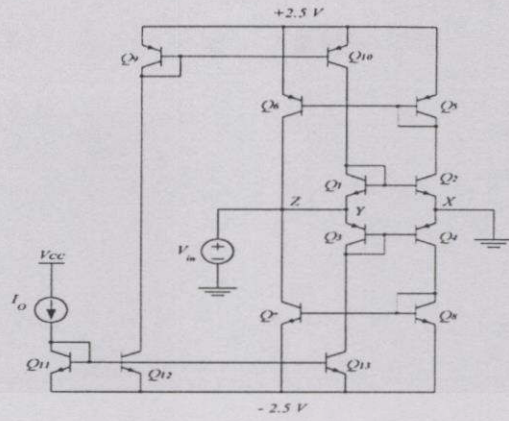
3.4 การจำลองการทำงานของวงจรความต้านทาน

เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ จึงได้จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมสไปซ์ (SPICE) โดยเริ่มจากวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ ต่อด้วยวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว และสุดท้ายวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวตามลำดับ โดยในการจำลองวงจรความต้านทานทุกวงจรจะเริ่มจากการทดสอบหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของวงจวก่อน โดยทดสอบที่กระแสไบแอส I_o มีค่าต่างๆ คือ $50 \mu\text{A}$, $100 \mu\text{A}$, $150 \mu\text{A}$ และ $200 \mu\text{A}$ เพื่อแสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของวงจร หรือก็คือค่าความต้านทานของวงจรจะมีการเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_o ต่อจากนั้นจะเป็นการแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าค่าความต้านทานของวงจรสามารถที่จะเปลี่ยนค่าได้จากการปรับค่ากระแสไบแอส I_o ของวงจร CCCII ซึ่งทดสอบโดยกำหนดให้แรงดัน V_{in} ของวงจรความต้านทานทุกวงจรมีค่าเท่ากับ 20 mV เนื่องจากเป็นค่าที่อยู่ในช่วงแรงดันการทำงาน ซึ่งมีความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกน้อยกว่า 1% และทำการปรับค่ากระแสไบแอส I_o ให้มีค่าต่างๆ เพื่อดูค่าของความต้านทานที่ได้ นอกจากนี้ยังได้หาค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (total harmonic distortion: THD) ของวงจร โดยจ่ายกระแสกลับที่มีขนาดของกระแสจากขั้วถึงขั้วมีค่าต่างๆ ให้กับวงจรความต้านทานแทนแหล่งจ่ายแรงดัน V_{in} เพื่อดูผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิก รวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน [28]

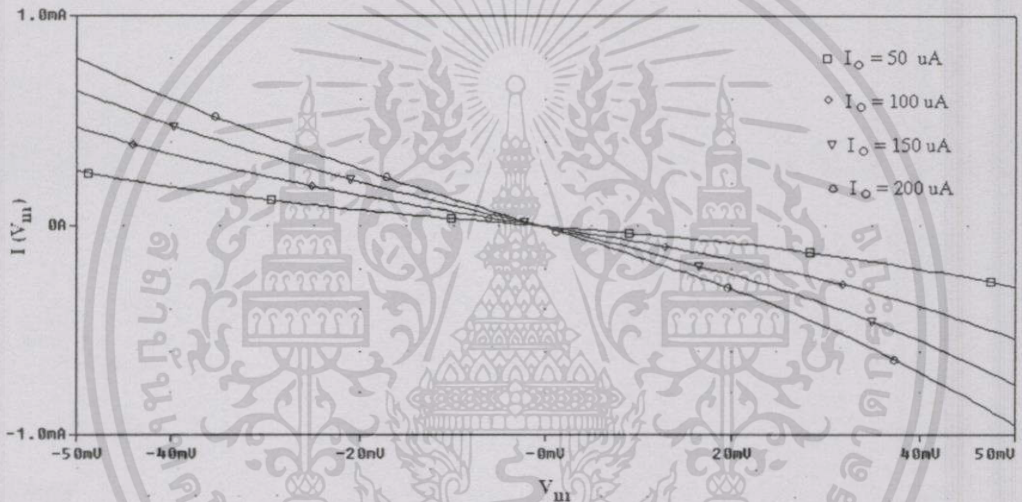
เนื่องจากวงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานจะเป็นวงจร CCCII แบบทรานสลิเนียร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด BJT ซึ่งในการจำลองการทำงานในวิทยานิพนธ์นี้ทุกวงจรได้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ NR100N และทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เบอร์ PR100N ซึ่งค่าตัวแปรต่างๆ (parameter) ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองสามารถดูได้จากภาคผนวก ก. และเอกสารอ้างอิง [17]

3.4.1 ความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์

วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ที่แสดงในรูปที่ 3.3 การต่อวงจรเพื่อจำลองการทำงานจะแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 โดยในการจำลองจะจ่ายไฟเลี้ยงวงจร $\pm 2.5 \text{ V}$ และเพื่อทดสอบหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสของวงจร จึงได้ปรับเปลี่ยนค่าแรงดัน V_{in} ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ -50 mV ถึง 50 mV ที่กระแสไบแอส I_o มีค่าต่างๆ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสที่ไหลในวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลกราวด์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

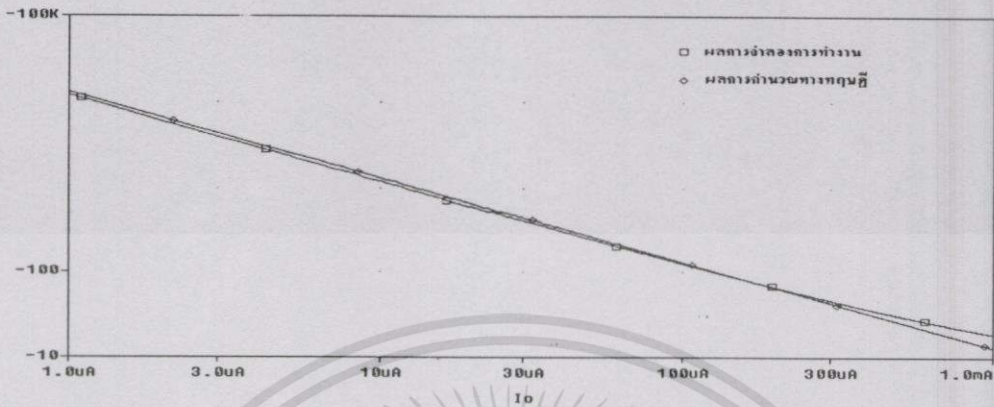


รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสในวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลกราวด์ ที่กระแสไบแอส I_O มีค่าต่างๆ

จากรูปที่ 3.8 จะเห็นได้ว่าทิศทางของกระแส และแรงดันจะมีทิศตรงข้ามกัน คือเมื่อแรงดัน V_{in} มีค่าเป็นบวกกระแสจะมีค่าเป็นลบ และเมื่อแรงดัน V_{in} มีค่าเป็นลบกระแสจะมีค่าเป็นบวก ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันในลักษณะนี้ก็คือความต้านทานแบบลบนั่นเอง นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อกระแสไบแอส I_O มีค่าเปลี่ยนแปลงจะมีผลทำให้ความชันระหว่างกระแส และแรงดันของวงจรมีค่าเปลี่ยนแปลง หรือค่าความต้านทานนั้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_O

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรความต้านทานที่สร้างขึ้นสามารถปรับค่าได้ โดยการปรับกระแสไบแอส I_O จึงได้เปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส I_O ของวงจร CCCII ตั้งแต่ $1 \mu A - 1 mA$ และดูความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอส I_O กับค่าความต้านทาน โดยกำหนดให้แรงดัน V_{in} คงที่

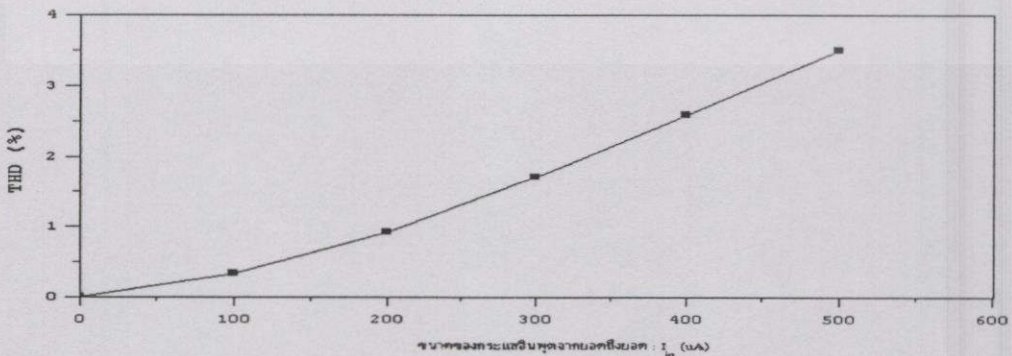
เท่ากับ 20 mV และเพื่อเป็นการยืนยันผลการจำลองการทำงาน จึงได้เปรียบเทียบค่าความต้านทานที่ได้จากการจำลองการทำงาน กับค่าที่คำนวณจากทฤษฎี ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ค่าความต้านทานแบบลชนิตลงกรวดจกการจำลองเปรียบเทียบกับการคำนวณ

จากรูปที่ 3.9 จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ได้จากการจำลองการทำงานเมื่อ เปรียบเทียบกับการคำนวณทางทฤษฎีจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้น โดยจะมีค่าความผิดพลาดมากขึ้นเมื่อกระแสไบแอส I_o มีค่ามากขึ้น ทั้งนี้ส่วนหนึ่งน่าจะเกิดมาจากผลของอัตราขยายไฟตรง (β) ของ BJT นั้น จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปเมื่อกระแสคอลเลกเตอร์ของ BJT มีค่ามากขึ้นนั่นเอง

สำหรับการหาค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของวงจรความต้านทานนั้นได้เลือกที่กระแสไบแอส I_o ของวงจรมีค่าเท่ากับ 100 μ A ซึ่งจะได้ค่าความต้านทานของวงจรมีค่าเท่ากับ 260 โอห์ม และจ่ายแหล่งจ่ายกระแสสลับ (I_m) ให้กับวงจรแทนแรงดัน V_{in} เพื่อดูผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน โดยทดสอบที่ความถี่ของแหล่งจ่ายกระแสสลับมีค่าเท่ากับ 1 KHz และปรับขนาดของกระแสอินพุตจากขอดีถึงขอดให้มีขนาดต่างๆ ซึ่งแสดงผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานได้ดังรูปที่ 3.10



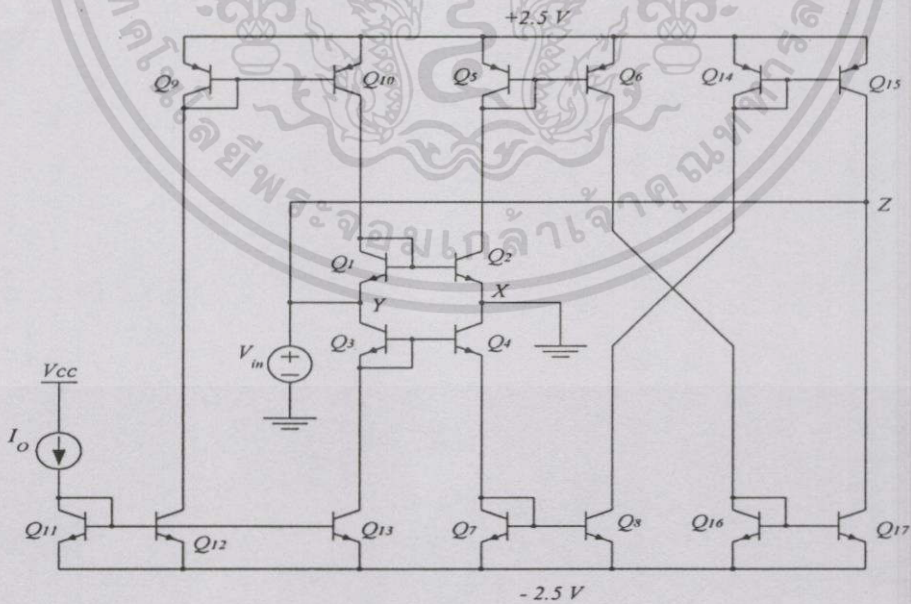
รูปที่ 3.10 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานแบบลชนิตลงกรวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

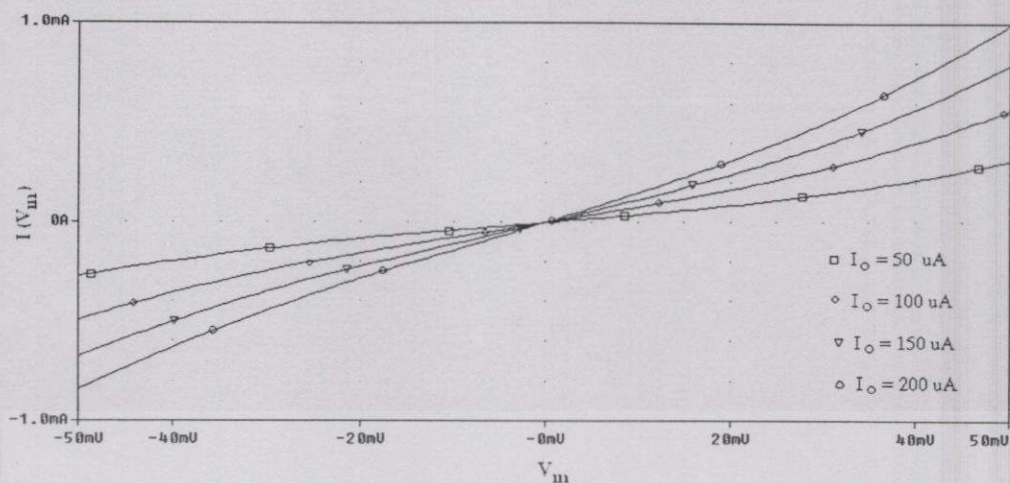
จากรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่าผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่คกร้อมความต้านทานจะมีค่าน้อยกว่า 1% เมื่อขนาดของกระแสอินพุตจากขอดถึงขอดมีค่าน้อยกว่า $2I_0$ และจะมากขึ้นเมื่อขนาดของกระแสอินพุตจากขอดถึงขอดมีค่ามากขึ้น ซึ่งเป็นผลมาจากการประมาณเทอมไฮเปอร์โบลิกไซน์ของกระแส I_x ของวงจรรูปทรานสลิเนียร์ดังแสดงในสมการที่ (2.15) และสำหรับกระแสไบแอส I_0 ที่ค่าต่างๆ ก็จะได้ผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันในลักษณะเดียวกันนี้ด้วย สำหรับช่วงแรงดันการทำงานที่เป็นเชิงเส้น (input voltage range) ของวงจรมันสามารถหาได้จากสมการกระแส I_{in} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $-I_x$ ของวงจรรูปทรานสลิเนียร์ดังแสดงในสมการที่ (2.15) โดยถ้าคิดที่ความเพี้ยนฮาร์มอนิกมีค่าประมาณเท่ากับ 1% หรือก็คือเมื่อ I_{in} มีค่าเท่ากับ $2I_0$ จะได้ว่าค่าแรงดันอินพุตจะมีค่าอยู่ในช่วงประมาณเท่ากับ ± 23 mV อย่างไรก็ตามจะเห็นได้ว่าถ้ากระแส I_{in} มีขนาดลดลงช่วงแรงดันการทำงานที่เป็นเชิงเส้นจะมีค่ากว้างขึ้น

3.4.2 ความต้านทานแบบบวชนิลงกราวด์

วงจรรวมความต้านทานแบบบวชนิลงกราวด์ที่แสดงในรูปที่ 3.4 ในการต่อวงจรจำลองการทำงานจะแสดงได้ดังรูปที่ 3.11 โดยในการจำลองจะจ่ายไฟเลี้ยง ± 2.5 V เพื่อทดสอบหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสของวงจร จึงได้ปรับค่าแรงดัน V_{in} ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ -50 mV ถึง 50 mV ที่กระแสไบแอส I_0 มีค่าต่างๆ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสที่ใหญ่ในวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.12



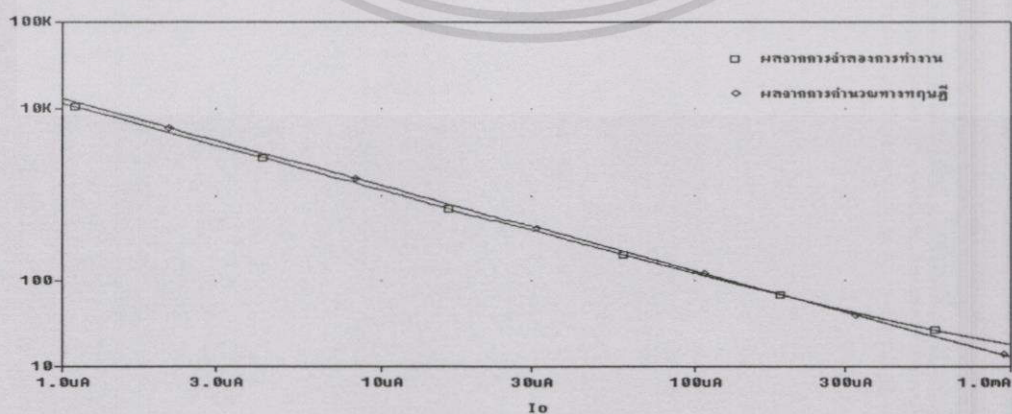
รูปที่ 3.11 วงจรรวมความต้านทานแบบบวชนิลงกราวด์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน



รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กับกระแสในวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ ที่กระแสไบแอส I_0 มีค่าต่างๆ

จากรูปที่ 3.12 จะเห็นได้ว่าทิศทางของกระแสจะมีทิศสอดคล้องกับแรงดันที่ให้กับวงจร คือเมื่อแรงดันมีค่าเป็นบวกกระแสจะมีค่าเป็นบวก และเมื่อแรงดันมีค่าเป็นลบกระแสจะมีค่าเป็นลบ ซึ่งความสัมพันธ์ของกระแส กับแรงดันนี้ก็คือความต้านทานแบบบวกนั่นเอง นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อกระแสไบแอส I_0 มีค่าเปลี่ยนแปลงจะมีผลทำให้ความชันระหว่างกระแส และแรงดันของวงจรมีค่าเปลี่ยนแปลง หรือก็คือค่าความต้านทานนั้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_0

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรความต้านทานที่สร้างขึ้นสามารถปรับค่าได้โดยการปรับกระแสไบแอสของวงจร CCCII ดังนั้นจึงได้เปลี่ยนค่ากระแสไบแอส I_0 ของวงจร CCCII ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $1 \mu\text{A} - 1 \text{mA}$ โดยกำหนดให้แรงดัน V_{in} คงที่เท่ากับ 20mV นอกจากนี้เพื่อยืนยันผลการจำลองการทำงาน จึงได้นำผลมาเปรียบเทียบกับระหว่างค่าความต้านทานที่ได้จากการจำลองการทำงาน กับค่าที่คำนวณจากทฤษฎี ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 3.13

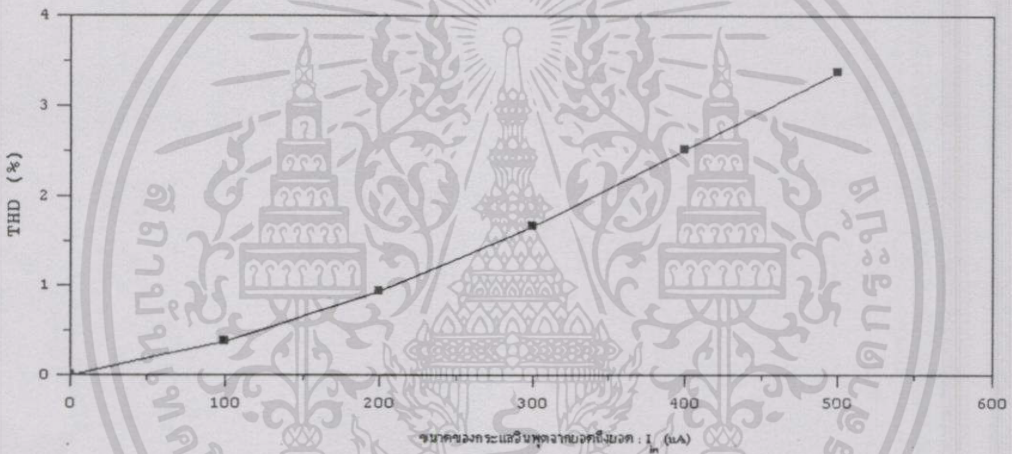


รูปที่ 3.13 ค่าความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์จากการจำลองเปรียบเทียบกับค่าคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.13 จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ได้จากการจำลองการทำงานเมื่อ เปรียบเทียบกับการคำนวณทางทฤษฎีจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้น โดยจะมีค่าความผิดพลาดมากขึ้นเมื่อกระแสไบแอส I_0 มีค่ามากขึ้น ทั้งนี้ส่วนหนึ่งน่าจะเกิดมาจากผลของอัตราขยายโพตรง (β) ของ BJT นั้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปเมื่อกระแสคอลเลกเตอร์ของ BJT มีค่ามากขึ้นนั่นเอง

สำหรับการหาค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของวงจรความต้านทานนั้น ได้เลือกที่กระแสไบแอส I_0 ของวงจรมีค่าเท่ากับ $100 \mu\text{A}$ ซึ่งจะได้ค่าความต้านทานของวงจรมีค่าเท่ากับ 260Ω และจ่ายแหล่งจ่ายกระแสสลับ (I_m) ให้กับวงจรแทนแรงดัน V_m เพื่อดูผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน โดยทดสอบที่ความถี่ของแหล่งจ่ายกระแสสลับมีค่าเท่ากับ 1 KHz และปรับขนาดของกระแสอินพุตจากขอดีถึงขอดีให้มีขนาดต่างๆ ซึ่งแสดงผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน ได้ดังรูปที่ 3.14

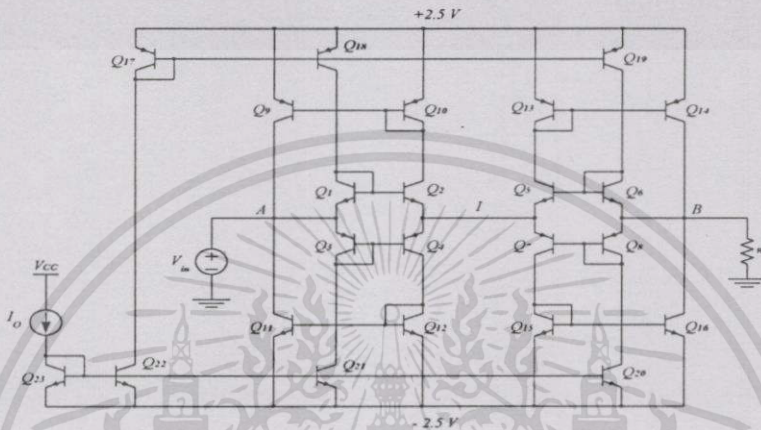


รูปที่ 3.14 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของแรงดันตกคร่อมความต้านทานแบบบวกลบชนิดลงกราวด์

จากรูปที่ 3.14 จะเห็นได้ว่าผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานจะมีค่าน้อยกว่า 1% เมื่อขนาดของกระแสอินพุตจากขอดีถึงขอดีมีค่าน้อยกว่า $2I_0$ และจะมากขึ้นเมื่อขนาดของกระแสอินพุตจากขอดีถึงขอดีมีค่ามากขึ้น ซึ่งเนื่องมาจากการประมาณเทอมไฮเปอร์โบลิกไซน์ของกระแส I_x ของวงจรรูปทรานสลิเนียร์ดังแสดงในสมการที่ (2.15) และสำหรับกระแสไบแอส I_0 ที่มีค่าต่างๆ ก็จะได้ผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของแรงดันในลักษณะเดียวกันนี้ด้วย สำหรับช่วงแรงดันการทำงานที่เป็นเชิงเส้นนั้น สามารถหาได้วิธีเดียวกับวงจรความต้านทานแบบบวกลบชนิดลงกราวด์ ดังนั้นช่วงแรงดันการทำงานที่เป็นเชิงเส้นของวงจร เมื่อคิดที่ความเพี้ยนฮาร์โมนิกมีค่าประมาณเท่ากับ 1% จะมีค่าอยู่ในช่วงแรงดันประมาณ $\pm 23 \text{ mV}$ เช่นเดียวกันถ้ากระแส I_m มีขนาดลดลงช่วงแรงดันการทำงานของวงจรก็จะมีค่ากว้างขึ้น

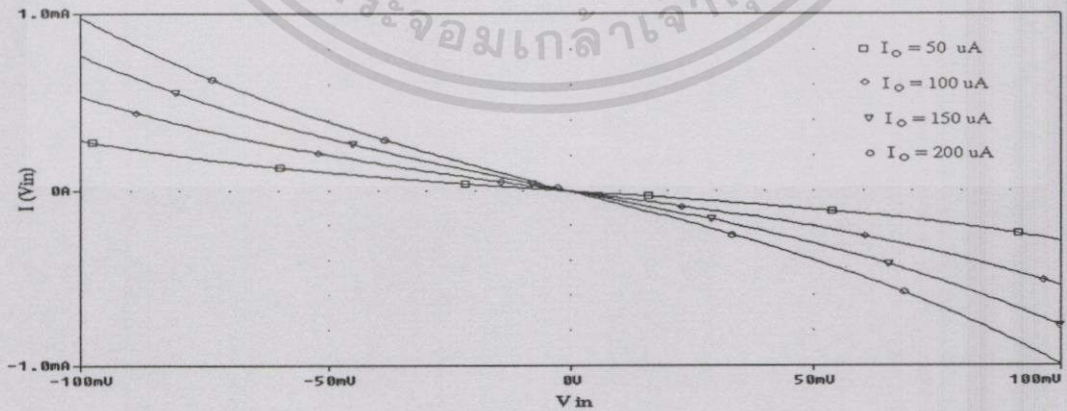
3.4.3 ความต้านทานแบบลชนนคลอยตัว

วงจรความต้านทานแบบลชนนคลอยตัวดังแสดงในรูปที่ 3.5 นั้น จะต่อวงจรเพื่อจำลองการทำงานได้ดังรูปที่ 3.15 โดยในการจำลองใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรมีค่าเท่ากับ $\pm 2.5\text{ V}$ และเพื่อทดสอบให้เห็นว่าเป็นความต้านทานแบบลชนนคลอยตัวจริง จึงได้นำความต้านทานที่มีค่าเท่ากับ 10 โอห์มต่อไว้ด้วย ซึ่งแสดงวงจรทดลองได้ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรความต้านทานแบบลชนนคลอยตัวที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

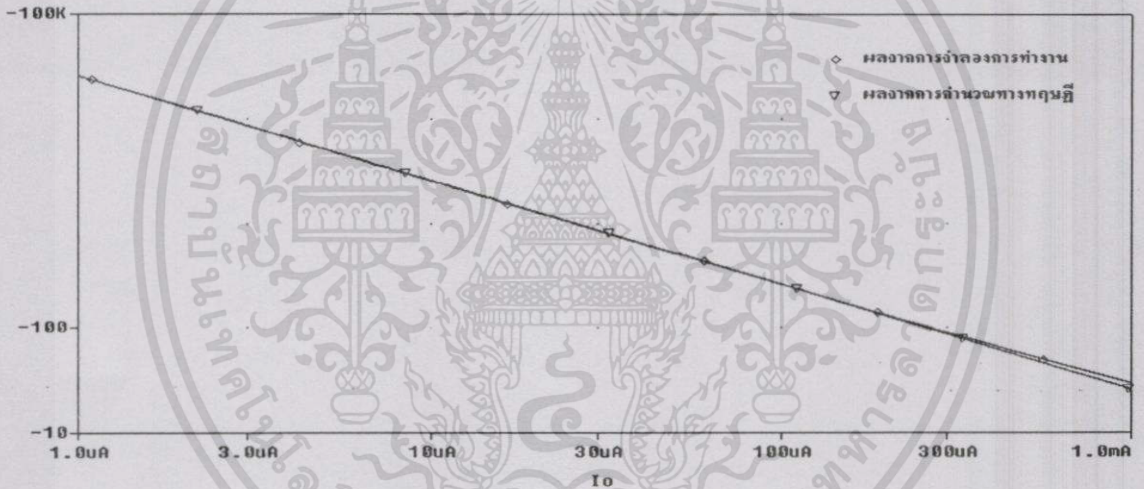
จากวงจรรูปที่ 3.15 จะสามารถหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กับกระแสที่ไหลผ่านขั้ว A และขั้ว B ซึ่งเป็นขั้วของความต้านทานที่กระแสไบแอส I_0 มีค่าต่างๆ ได้ โดยการปรับแรงดัน V_{in} ที่จ่ายให้กับวงจรมีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ -100 mV ถึง 100 mV ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสดังแสดงในรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กับกระแสในวงจรความต้านทานแบบลชนนคลอยตัวที่กระแสไบแอส I_0 มีค่าต่างๆ

จากรูปที่ 3.16 จะเห็นได้ว่าทิศทางของกระแสจะตรงกันข้ามกับแรงดันที่ให้กับวงจร ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดัน V_{in} มีค่าเป็นบวกกระแสจะมีค่าเป็นลบ และเมื่อแรงดัน V_{in} มีค่าเป็นลบกระแสจะมีค่าเป็นบวก ซึ่งความสัมพันธ์ของกระแสกับแรงดันนี้ก็คือความต้านทานแบบลบนั่นเอง นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อกระแสไบแอส I_o มีค่าเปลี่ยนแปลงจะมีผลทำให้ความชันระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรมีค่าเปลี่ยนแปลง หรือก็คือค่าความต้านทานนั้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_o นั้นเอง

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรความต้านที่สร้างขึ้นสามารถปรับค่าได้ โดยการปรับค่ากระแสไบแอส I_o ดังนั้นจึงได้เปลี่ยนค่าของกระแสไบแอส I_o ของวงจร CCCII ให้เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $1 \mu A - 1 mA$ โดยกำหนดให้ค่าแรงดัน V_{in} คงที่เท่ากับ $20 mV$ นอกจากนี้เพื่อยืนยันผลการจำลองการทำงานจึงได้ทำการเปรียบเทียบค่าความต้านทานที่ได้จากการจำลองการทำงาน กับค่าที่คำนวณได้จากทฤษฎี ซึ่งจะแสดงผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 3.17

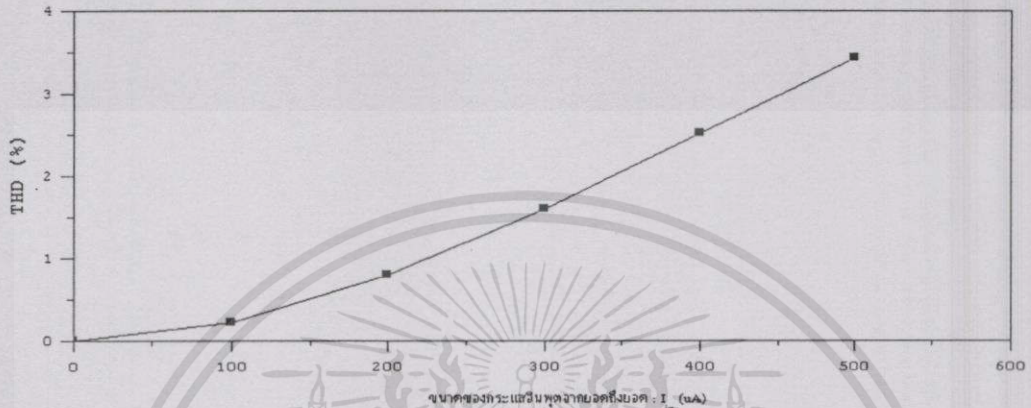


รูปที่ 3.17 ค่าความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวจากการจำลองเปรียบเทียบกับค่าคำนวณ

จากรูปที่ 3.17 ซึ่งเป็นผลของการเปรียบเทียบค่าความต้านทานที่ได้จากการจำลองการทำงาน กับค่าที่คำนวณจากทฤษฎี จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ได้จากการจำลองการทำงานเมื่อเปรียบเทียบกับค่าคำนวณทางทฤษฎีจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้น โดยจะมีค่าความผิดพลาดมากขึ้นเมื่อกระแสไบแอส I_o มีค่ามากขึ้น ทั้งนี้ส่วนหนึ่งน่าจะเกิดมาจากผลของอัตราขยายไฟตรง (β) ของ BJT นั้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปเมื่อกระแสคอลเลกเตอร์ของ BJT มีค่ามากขึ้นนั่นเอง

สำหรับการหาค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของวงจรความต้านทานนี้ ได้เลือกให้กระแสไบแอส I_o ของวงจรมีค่าเท่ากับ $100 \mu A$ ซึ่งจะได้ค่าความต้านทานของวงจรมีค่าเท่ากับ 130Ω และไม่ต่อความต้านทาน 10Ω เนื่องจากต้องการดูผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของ

แรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน โดยในการจำลองจะจ่ายแหล่งจ่ายกระแสสลับ (I_m) ให้กับวงจรแทนแรงดัน V_m โดยทดสอบที่ความถี่ของแหล่งจ่ายกระแสสลับมีค่าเท่ากับ 1 KHz และปรับขนาดของกระแสอินพุตจากขอดีถึงขอดีให้มีขนาดต่างๆ ซึ่งแสดงผลความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานได้ดังรูปที่ 3.18

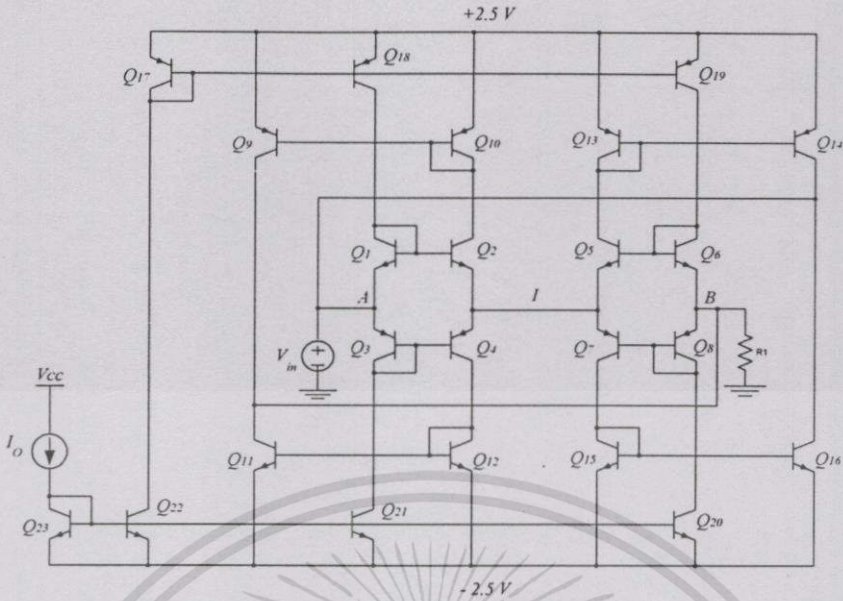


รูปที่ 3.18 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานแบบลชชนิดลอยตัว

จากรูปที่ 3.18 จะเห็นได้ว่าผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานจะมีค่าน้อยกว่า 1% เมื่อขนาดของกระแสอินพุตจากขอดีถึงขอดีมีค่าน้อยกว่า $2I_0$ และจะมากขึ้นเมื่อขนาดของกระแสอินพุตจากขอดีถึงขอดีมีค่ามากขึ้น ซึ่งเนื่องมาจากการประมาณเทอมไฮเปอร์โบลิกไซน์ของกระแส I_x ของวงจรรูปทรานสลิเนียร์ ดังแสดงในสมการที่ (2.15) และสำหรับกระแสไบแอส I_0 ที่มีค่าต่างๆ ก็จะได้ผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของแรงดันในลักษณะเดียวกันนี้ด้วย สำหรับช่วงแรงดันการทำงานที่เป็นเชิงเส้นนั้น สามารถหาได้วิธีเดียวกับวงจรความต้านทานแบบลชชนิดลงกราวด์ ซึ่งสมการกระแส I_m ของวงจรความต้านทานชนิดลอยตัวนั้น สามารถดูได้จากภาคผนวก ข ดังนั้นช่วงแรงดันการทำงานที่เป็นเชิงเส้นของวงจรเมื่อคิดที่ความเพี้ยนฮาร์โมนิกมีค่าประมาณเท่ากับ 1% หรือก็คือเมื่อกระแส I_m มีค่าประมาณเท่ากับ $2I_0$ จะมีค่าอยู่ในช่วงแรงดันประมาณ ± 46 mV เช่นเดียวกันถ้ากระแส I_m มีขนาดลดลงช่วงแรงดันการทำงานของวงจรจะมีค่ากว้างขึ้น

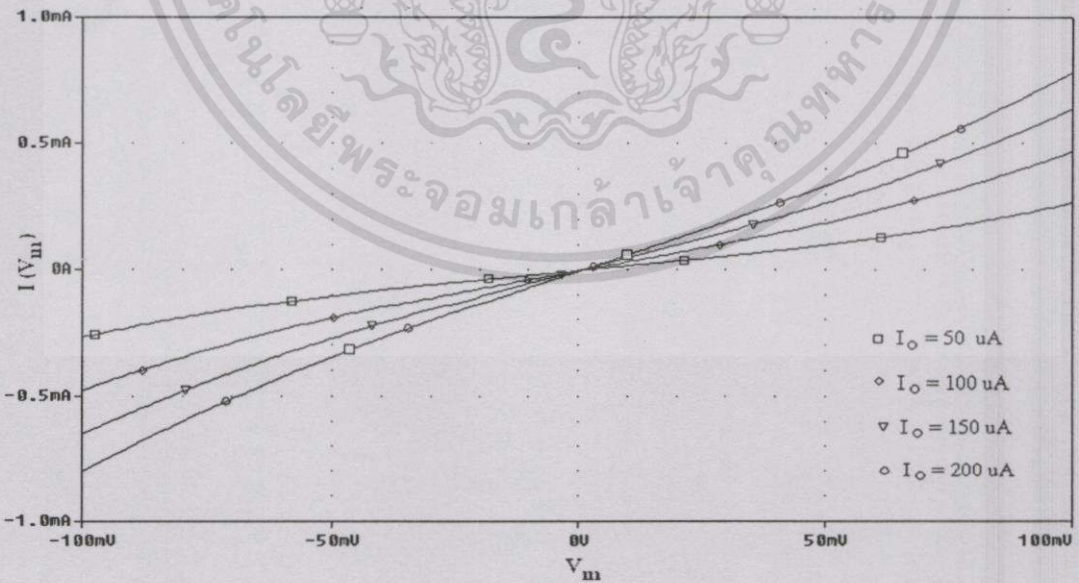
3.4.4 ความต้านทานแบบลชชนิดลอยตัว

วงจรความต้านทานแบบลชชนิดลอยตัวที่แสดงในรูปที่ 3.6 นั้น ในการจำลองการทำงานจะต่อวงจรได้ดังรูปที่ 3.19 โดยในการจำลองวงจรจะใช้ไฟเลี้ยงวงจร ± 2.5 V และเช่นเดียวกัน เพื่อทดสอบให้เห็นว่าเป็นความต้านทานลอยตัวจริงจึงได้นำความต้านทานที่มีค่าเท่ากับ 10 โอห์ม ต่อไว้ด้วย ซึ่งแสดงวงจรจำลองได้ดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 วงจรความต้านทานแบบบวชนิคลอยตัวที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

จากวงจรรูปที่ 3.19 จะสามารถหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กับกระแสที่ไหลผ่านขั้ว A และขั้ว B ซึ่งเป็นขั้วของความต้านทานที่กระแสไบแอส I_O ต่างๆ โดยการปรับแรงดัน V_{in} ที่ให้วงจรเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ -100 mV ถึง 100 mV ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กับกระแสดังแสดงในรูปที่ 3.20

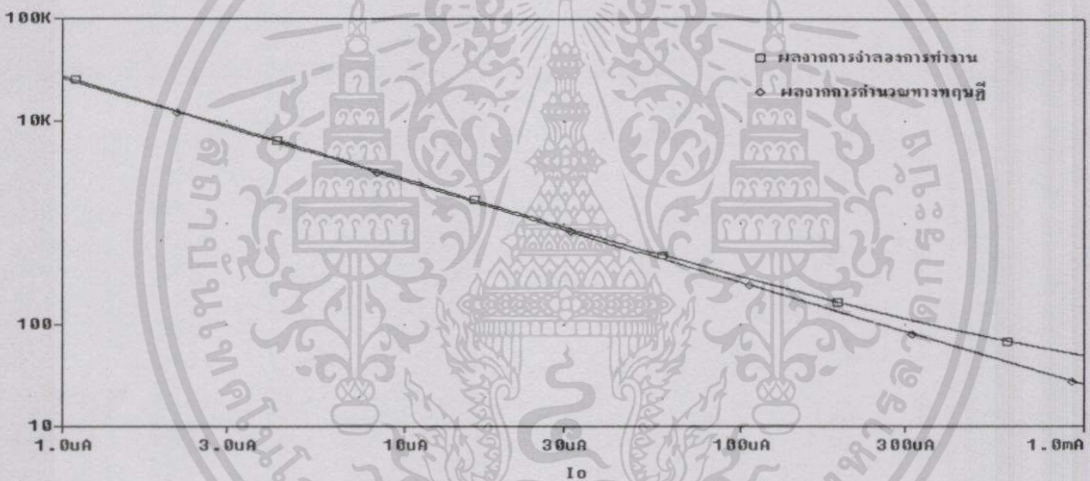


รูปที่ 3.20 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กับกระแสในวงจรความต้านทานแบบบวชนิคลอยตัว ที่กระแสไบแอส I_O มีค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.20 จะเห็นได้ว่าทิศทางของกระแสจะมีทิศทางสอดคล้องกันกับแรงดันที่ให้กับวงจร คือเมื่อแรงดันมีค่าเป็นบวกกระแสจะมีค่าเป็นบวก และเมื่อแรงดันมีค่าเป็นลบกระแสจะมีค่าเป็นลบ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกระแส กับแรงดันนี้ก็คือความต้านทานแบบบวกนั่นเอง นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อกระแสไบแอส I_o มีค่าเปลี่ยนแปลงจะมีผลทำให้ความชันระหว่างกระแส และแรงดันของวงจรมีค่าเปลี่ยนแปลง หรือก็คือค่าความต้านทานนั้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_o นั่นเอง

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรความต้านที่สร้างขึ้นสามารถปรับค่าได้ โดยการปรับเปลี่ยนกระแสไบแอส I_o ดังนั้นจึงได้เปลี่ยนค่าของกระแสไบแอส I_o ของวงจร CCCII ให้เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $1\mu\text{A} - 1\text{mA}$ โดยกำหนดให้ค่าแรงดัน V_{in} คงที่เท่ากับ 20mV นอกจากนี้เพื่อยืนยันผลการจำลองการทำงานจึงได้ทำการเปรียบเทียบค่าความต้านทานที่ได้จากการจำลองการทำงาน กับค่าที่คำนวณจากทฤษฎี ซึ่งจะได้ผลดังแสดงในรูปที่ 3.21

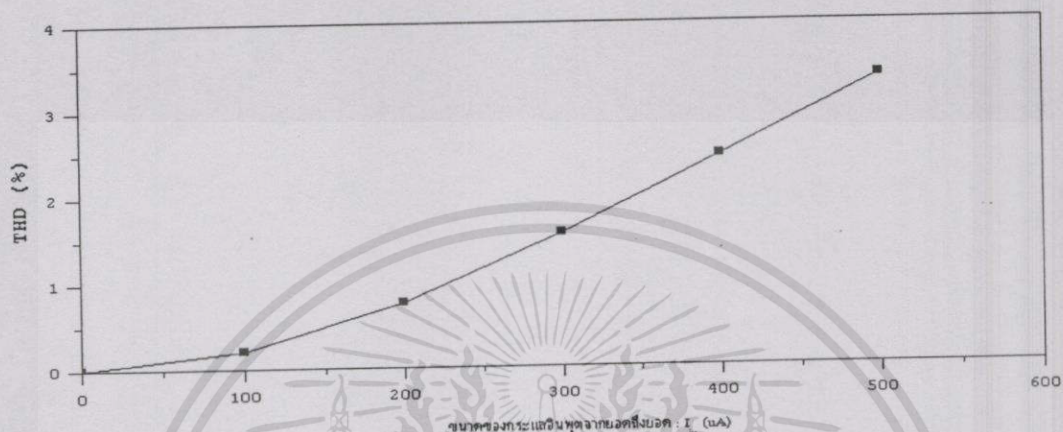


รูปที่ 3.21 ค่าความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวจากการจำลองเปรียบเทียบกับค่าคำนวณ

จากรูปที่ 3.21 ซึ่งเป็นผลของการเปรียบเทียบค่าความต้านทานที่ได้จากการจำลองการทำงาน กับค่าที่คำนวณจากทฤษฎี จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ได้จากการจำลองการทำงานเมื่อเปรียบเทียบกับค่าคำนวณทางทฤษฎีจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้น โดยจะมีค่าความผิดพลาดมากขึ้นเมื่อกระแสไบแอส I_o มีค่ามากขึ้น ทั้งนี้ส่วนหนึ่งน่าจะเกิดมาจากผลของอัตราขยายไฟตรง (β) ของ BJT นั้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปเมื่อกระแสคอลเลกเตอร์ของ BJT มีค่ามากขึ้นนั่นเอง

ในการหาค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของวงจรความต้านได้เลือกให้กระแสไบแอส I_o ของวงจรมีค่าเท่ากับ $100\mu\text{A}$ ซึ่งจะได้ค่าความต้านทานของวงจรมีค่าเท่ากับ 130Ω และไม่ต่อความต้านทาน 10Ω เนื่องจากต้องการดูผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของ

แรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน ในการจำลองจะจ่ายแหล่งจ่ายกระแสกลับ (I_{in}) ให้กับวงจรแทนแรงดัน V_{in} โดยทดสอบที่ความถี่ของแหล่งจ่ายกระแสกลับมีค่าเท่ากับ 1 KHz และปรับค่าของขนาดกระแสอินพุตจากขอดถึงขอดให้มีขนาดต่างๆ ซึ่งแสดงผลความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานได้ดังรูปที่ 3.22

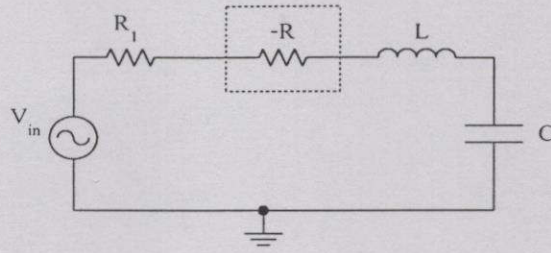


รูปที่ 3.22 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานแบบบวชนิคลอยตัว

จากรูปที่ 3.22 จะเห็นได้ว่าผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานจะมีค่าน้อยกว่า 1% เมื่อขนาดของกระแสอินพุตจากขอดถึงขอดมีค่าน้อยกว่า $2I_o$ และจะมากขึ้นเมื่อขนาดของกระแสอินพุตจากขอดถึงขอดมีค่ามากขึ้น ซึ่งเนื่องมาจากการประมาณเทอมไฮเปอร์โบลิกไซน์ของกระแส I_x ของวงจรรูปทรานสลิเนียร์ และสำหรับกระแสไบแอส I_o ที่มีค่าต่างๆ ก็จะได้ผลของความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดันในลักษณะเดียวกันนี้ด้วย สำหรับช่วงแรงดันการทำงานที่เป็นเชิงเส้นนั้นสามารถหาได้วิธีเดียวกับวงจรความต้านทานแบบบวชนิคลอยตัว ดังนั้นช่วงแรงดันการทำงานที่เป็นเชิงเส้นของวงจรเมื่อคิดที่ความเพี้ยนฮาร์มอนิกมีค่าประมาณเท่ากับ 1% หรือก็คือเมื่อ I_{in} มีค่าเท่ากับ $2I_o$ จะได้ว่าค่าแรงดันจะมีค่าอยู่ในช่วง ± 46 mV

3.4.5 การประยุกต์ใช้งานวงจรความต้านทานแบบลบ

ในการนำความต้านทานแบบลบไปประยุกต์ใช้งานนั้น สามารถทำได้หลากหลายแบบดังที่ได้กล่าวไปแล้วในบทนำ แต่ตัวอย่างการนำไปประยุกต์ใช้งานที่เห็นได้ง่ายและชัดเจนก็คือ การนำไปใช้ในการชดเชยค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำในวงจรกรองความถี่ และวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะมีผลทำให้ค่าคุณภาพ (Quality factor: Q) ของวงจรมีค่าสูงขึ้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการนำไปใช้ในการปรับค่า Q ของวงจรถนุกรรมเรโซแนนซ์ (resonant) ซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.23



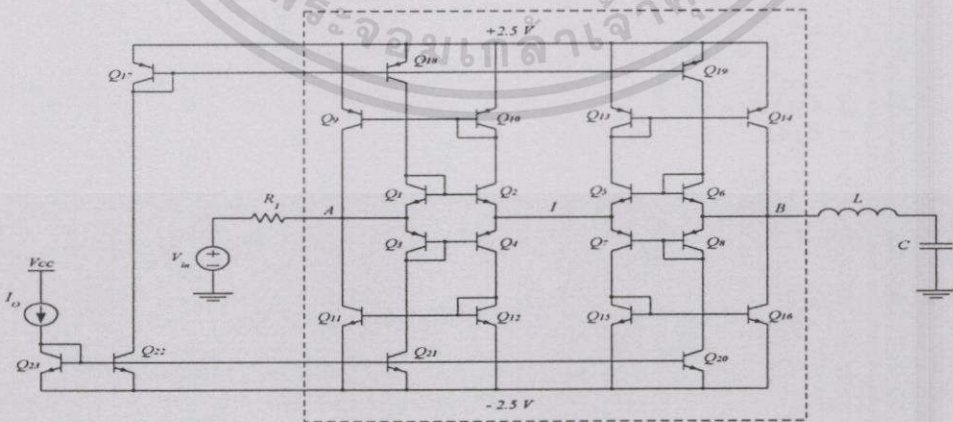
รูปที่ 3.23 วงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ที่มีการปรับค่า Q ด้วยความต้านทานแบบลบ

จากวงจรรูปที่ 3.23 จะได้ว่าค่า Q ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \tag{3.22}$$

โดยที่ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $R = R_1 + (-R)$

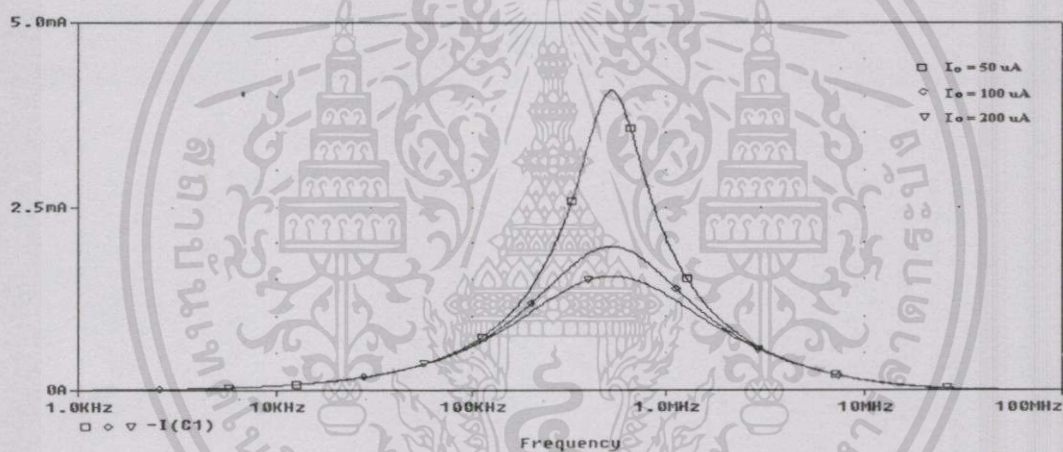
จากสมการที่ (3.22) เห็นได้ว่าถ้าค่าความต้านทานรวมของวงจรมีค่าลดลง จะมีผลทำให้ค่า Q ของวงจรมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นในการประยุกต์ใช้ความต้านทานแบบลบนี้ก็จะนำค่าความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวนี้ไปหักล้างกับค่าความต้านทาน R_1 (ซึ่งสมมติว่าเป็นความต้านทานแฝงภายในตัวเหนี่ยวนำ L) ซึ่งมีผลทำให้ความต้านทานรวมของวงจรมีค่าลดลงทำให้ค่า Q ของวงจรมีค่าสูงขึ้นเพื่อขึ้นชั้นการทำงานจึงได้จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรมสไปซ์ ซึ่งจะแสดงวงจรที่ใช้ในการจำลองได้ดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 วงจรจำลองการทำงานของวงจรมีการปรับค่า Q ด้วยความต้านทานแบบลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 3.24 ที่ใช้ในการจำลองการทำงานจะเห็นได้ว่าวงจรที่อยู่ในกรอบเส้นประก็คือวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว โดยในการจำลองจะใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร ± 2.5 V และกำหนดให้ค่า R_1 , L และ C มีค่าเท่ากับ 800Ω , 0.1mH , 1nF ตามลำดับ ดังนั้นจะได้ค่า Q ของวงจรในขณะที่ยังไม่มีการชดเชยด้วยความต้านทานแบบลบมีค่าเท่ากับ 0.395 ดังนั้นถ้านำเอาความต้านทานแบบลบต่อเข้าไปจะมีผลทำให้ค่าความต้านทานรวมของวงจรมีค่าลดลงทำให้ค่า Q ของวงจรมีค่าสูงขึ้น ซึ่งในการจำลองการทำงานได้ทดลองปรับค่ากระแสไบแอส I_0 ให้มีค่าต่างๆ ซึ่งจะมีผลทำให้ค่าความต้านทานแบบลบมีค่าเปลี่ยนแปลงไป โดยในการจำลองได้ทดสอบที่กระแสไบแอส I_0 มีค่าเท่ากับ $50 \mu\text{A}$, $100 \mu\text{A}$ และ $200 \mu\text{A}$ ซึ่งจะได้ความต้านทานแบบลบมีค่าประมาณเท่ากับ -520Ω , -260Ω และ -130Ω ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อคำนวณค่า Q ของวงจรแล้วจะได้ค่า Q มีค่าเท่ากับ 1.13 , 0.585 และ 0.472 ตามลำดับเช่นกัน ซึ่งจะแสดงผลการจำลองการทำงานเมื่อ Q ของวงจรมีค่าต่างๆ ได้ในรูปของผลตอบสนองทางความถี่ของกระแสที่ไหลในวงจรได้ดังรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ที่ปรับปรุ่ค่า Q ด้วยความต้านทานแบบลบ

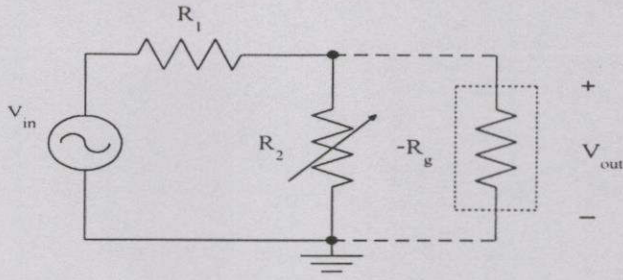
จากรูปที่ 3.25 จะเห็นได้ว่าค่า Q ของวงจรจะมีการเปลี่ยนแปลงเมื่อค่าความต้านทานรวมในวงจรมีการเปลี่ยนแปลง โดยจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อค่าความต้านทานรวมของวงจรมีค่าลดลง ซึ่งจากผลการจำลองจะได้ค่า Q ของวงจรเมื่อความต้านทานแบบลบมีค่าเท่ากับ -520Ω , -260Ω และ -130Ω มีค่าเท่ากับ 1.225 , 0.597 และ 0.476 ตามลำดับ ซึ่งจะมีค่าความผิดพลาดเมื่อเทียบกับค่าที่คำนวณได้ตามทฤษฎีสูงสุดประมาณ 8% คือที่ความต้านทานแบบลบมีค่าเท่ากับ -520Ω และมิต่ำสุดประมาณ 0.805% ที่ความต้านทานแบบลบมีค่าเท่ากับ -130Ω ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานนี้จะเห็นได้ว่าเป็นการประยุกต์ใช้งานแบบหนึ่งของความต้านทานแบบลบที่มีประโยชน์เป็นอย่างมากในการนำไปใช้งาน

3.5 ผลการทดลองจากการต่อวงจรแบบคิสคริต

เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรในการนำไปใช้งานจริง จึงได้ต่อวงจรแบบคิสคริตของวงจรความต้านทานทั้ง 4 แบบ คือวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ ความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ ความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว และความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัว โดยวงจรทั้งหมดที่กล่าวมานี้ ในการต่อวงจรจะใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ CA3096 เนื่องจากจะมีทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และ NPN อยู่ในไอซีเดียวกัน ซึ่งทำให้สะดวกในการใช้งาน นอกจากนี้ทรานซิสเตอร์ที่ใช้น่าจะมีความสมพียงกันมากเนื่องจากอยู่ในไอซีเดียวกัน ดังนั้นในการนำมาต่อวงจรจริงจะเลือกให้วงจรสะท้อนกระแส หรือวงจรที่ต้องการให้ทรานซิสเตอร์มีความสมพียงกันอยู่ในไอซีตัวเดียวกัน ซึ่งจะช่วยลดปัญหาในเรื่องของแรงดันออฟเซต (offset voltage) ของวงจรลง โดยในการทดลองวงจรความต้านทานทุกวงจรจะเกิดแรงดันออฟเซตของวงจรอยู่ในช่วงแรงดันประมาณ 5 mV - 12 mV โดยจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_0 ของวงจร และเนื่องจากในการทดลองจะให้สัญญาณแรงดันไฟสลับ และทำการหาค่าความต้านทานโดยนำความต้านทานแบบปรับค่าได้มาต่อเพื่อหาค่าขนาดของแรงดันไฟสลับที่ตกคร่อมความต้านทานเพื่อนำมาคำนวณหาค่าความต้านทานของวงจรที่ทำการทดลอง ดังนั้นจึงเลือกการวัดสัญญาณในโหมดแรงดันไฟสลับ (AC Mode) เป็นหลัก จึงมิได้พิจารณาผลของแรงดันออฟเซตของวงจร แต่อย่างไรก็ตามถ้าต้องการลดแรงดันออฟเซตของวงจรลงก็สามารถทำได้โดยการปรับแหล่งจ่ายกระแสไบแอสของวงจรให้มีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด โดยอาจจะเลือกใช้แหล่งจ่ายกระแสแบบอื่นที่มีความแม่นยำสูงกว่าแหล่งจ่ายกระแสแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ หรือทำการปรับกระแสไบแอสของวงจรรูปทรานสลิเนียร์ทั้งสองจนกระทั่งแรงดันออฟเซตมีค่าน้อยที่สุด สำหรับการต่อวงจรจะจ่ายแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรมีค่าเท่ากับ ± 2.5 V ส่วนผลการทดลองจะพิจารณาจากความสัมพันธ์ของกระแสไบแอส I_0 กับค่าความต้านทานที่ได้ และเพื่อตรวจสอบความถูกต้องในการทำงานจึงได้นำผลที่ได้จากการทดลองมาเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ตามทฤษฎี นอกจากนี้ยังได้ทำการทดลองการนำเอาความต้านทานแบบลบไปประยุกต์ใช้ในการปรับปรุค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์อีกด้วย ซึ่งขั้นตอนการทดลองวงจรต่างๆ แสดงได้ดังต่อไปนี้

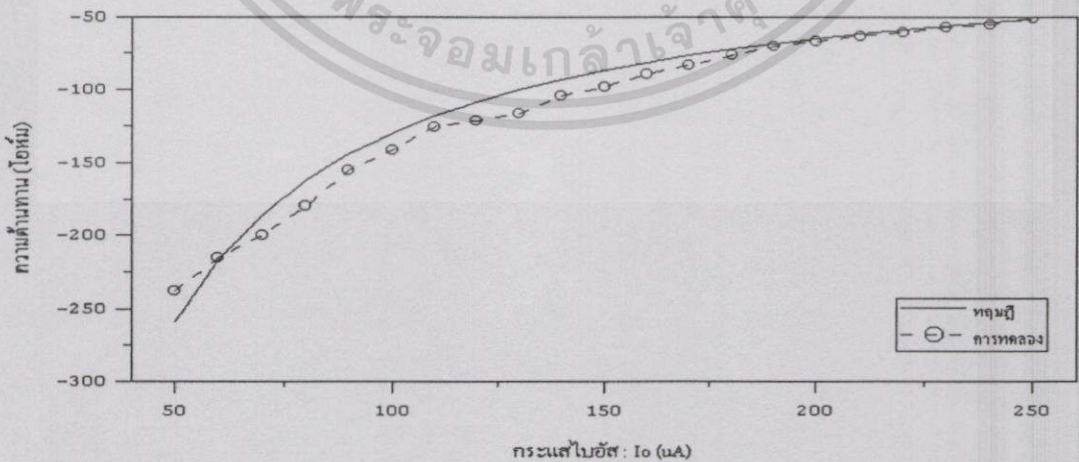
3.5.1 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์

ในการทดลองวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์นี้จะต่อวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.7 และเพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานสามารถปรับค่าได้โดยการปรับกระแสไบแอส I_0 ดังนั้นในการทดลองจึงได้ทำการปรับกระแส I_0 และหาค่าความต้านทานของวงจร โดยนำมาต่อเป็นวงจรเพื่อทำการทดลองดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 วงจรทดสอบค่าความต้านทานแบบลบบชนิดลงกราวด์

จากวงจรรูปที่ 3.26 เมื่อให้แหล่งจ่ายสัญญาณไฟสลับรูปไซน์มีขนาดเท่ากับ 50 mVp-p ความถี่ของสัญญาณเท่ากับ 1 KHz และกำหนดให้ค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 มีค่าเท่ากัน โดยที่ยังไม่ต่อความต้านทานแบบลบบชนิดลงกราวด์ ($-R_g$) จะทำให้ได้ว่าแรงดัน V_{out} มีค่าเท่ากับ $1/2 V_{in}$ ดังนั้นถ้าต่อความต้านทานที่มีค่าลบไปขนานกับความต้านทาน R_2 ในกรณีที่ค่าความต้านทาน R_2 มีค่าเท่ากับความต้านทานแบบลบจะมีผลทำให้แรงดัน V_{out} มีขนาดเท่ากับแรงดัน V_{in} ดังนั้นจึงสามารถหาค่าความต้านทานแบบลบได้ โดยการปรับค่าความต้านทาน R_2 จนกระทั่ง V_{out} มีขนาดเท่ากับแรงดัน V_{in} และวัดค่าความต้านทาน R_2 ที่ได้ ซึ่งก็จะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานแบบลบนั่นเอง ซึ่งในการทดลองได้ปรับค่ากระแสไบแอส I_0 ในวงจรรูปที่ 3.7 ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 50 μA - 250 μA และบันทึกผลของค่าความต้านทานที่ได้ ต่อจากนั้นนำผลที่ได้มาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอส I_0 กับค่าของความต้านทานที่ได้ และเพื่อตรวจสอบความถูกต้องในการทำงานจึงได้นำมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎีด้วย ดังแสดงในรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอส I_0 กับค่าความต้านทานแบบลบ

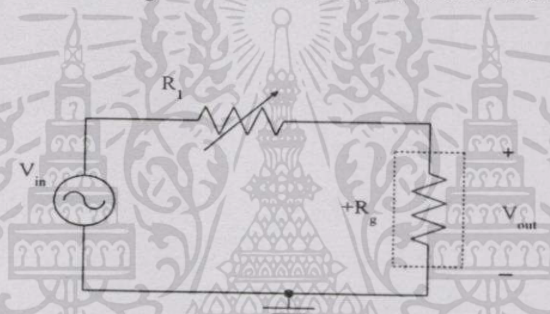
ชนิดลงกราวด์ที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 3.27 จะเห็นได้ว่าค่าของความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ที่ได้จากการทดลองจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณทางทฤษฎี โดยจะมีความผิดพลาดสูงสุดที่กระแสไบแอส I_0 มีค่าเท่ากับ $130 \mu\text{A}$ โดยมีค่าความผิดพลาดประมาณเท่ากับ 16% และค่าความผิดพลาดต่ำสุดที่กระแสไบแอส I_0 มีค่าเท่ากับ $60 \mu\text{A}$ โดยมีค่าความผิดพลาดประมาณเท่ากับ 0.5% แต่อย่างไรก็ตามจากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าที่กระแสไบแอส I_0 มีค่าตั้งแต่ $160 \mu\text{A}$ ค่าความผิดพลาดจะมีค่าน้อยลง โดยมีค่าความผิดพลาดไม่เกิน 10%

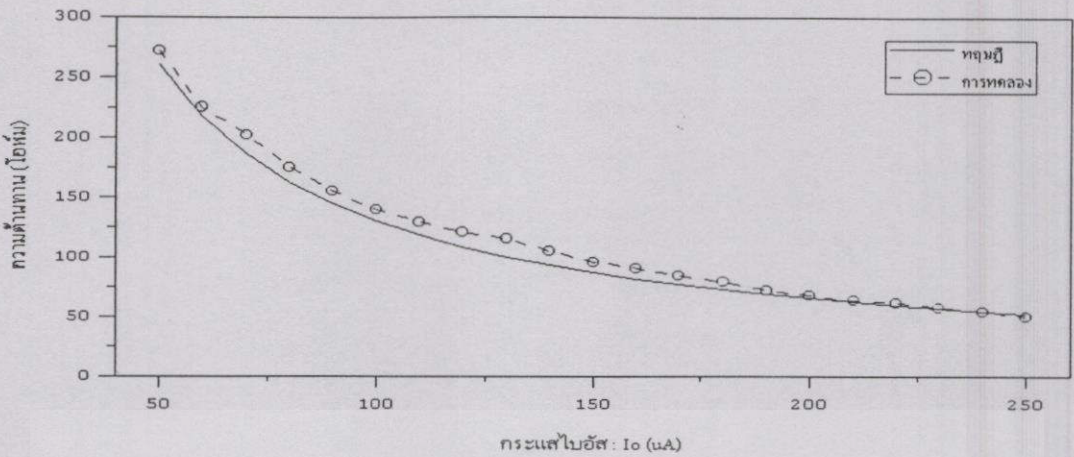
3.5.2 วงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์

ในการทดลองวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์นี้ จะต้องวงจรทดลองดังแสดงในรูปที่ 3.11 และเพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานสามารถปรับค่าได้โดยการปรับกระแสไบแอส I_0 ดังนั้นจึงได้ปรับกระแส I_0 และหาค่าความต้านทานของวงจรโดยนำมาต่อดังรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 วงจรทดสอบค่าความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์

จากวงจรรูปที่ 3.28 เมื่อให้แหล่งจ่ายสัญญาณไฟสลับรูปไซน์มีขนาดเท่ากับ 50 mVp-p ความถี่ของสัญญาณเท่ากับ 1 KHz สามารถหาค่าความต้านทานได้โดยการปรับค่าความต้านทาน R_1 จนกระทั่งแรงดัน V_{out} มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{2} V_{in}$ จากนั้นนำความต้านทาน R_1 ที่ได้มาวัดหาค่าความต้านทาน ซึ่งจะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ ($+R_g$) ที่ต้องการหาค่านั้นเอง โดยในการทดลองจะทำการปรับค่ากระแสไบแอส I_0 ในวงจรรูปที่ 3.11 ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $50 \mu\text{A} - 250 \mu\text{A}$ และบันทึกผลของค่าความต้านทาน จากนั้นนำผลที่ได้มาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอส I_0 กับค่าของความต้านทานที่ได้ เพื่อตรวจสอบความถูกต้องในการทำงาน จึงได้นำมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎีด้วยดังแสดงในรูปที่ 3.29

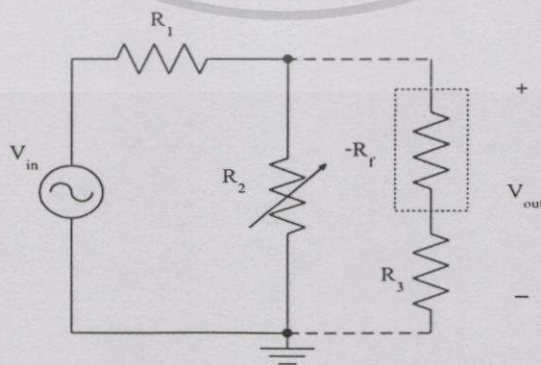


รูปที่ 3.29 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส I_o กับค่าความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี

จากผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 3.29 จะเห็นได้ว่าค่าของความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ที่ได้จากการทดลองจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณทางทฤษฎี โดยจะมีความผิดพลาดสูงสุดที่กระแสไบอัส I_o มีค่าเท่ากับ $130 \mu\text{A}$ โดยมีค่าความผิดพลาดประมาณเท่ากับ 15% และค่าความผิดพลาดต่ำสุดที่กระแสไบอัส I_o มีค่าเท่ากับ $240 \mu\text{A}$ โดยมีค่าความผิดพลาดประมาณเท่ากับ 1% แต่อย่างไรก็ตามจากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าที่กระแสไบอัส I_o มีค่าตั้งแต่ $170 \mu\text{A}$ ค่าความผิดพลาดจะมีค่าน้อยลง โดยมีค่าความผิดพลาดประมาณไม่เกิน 10%

3.5.3 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว

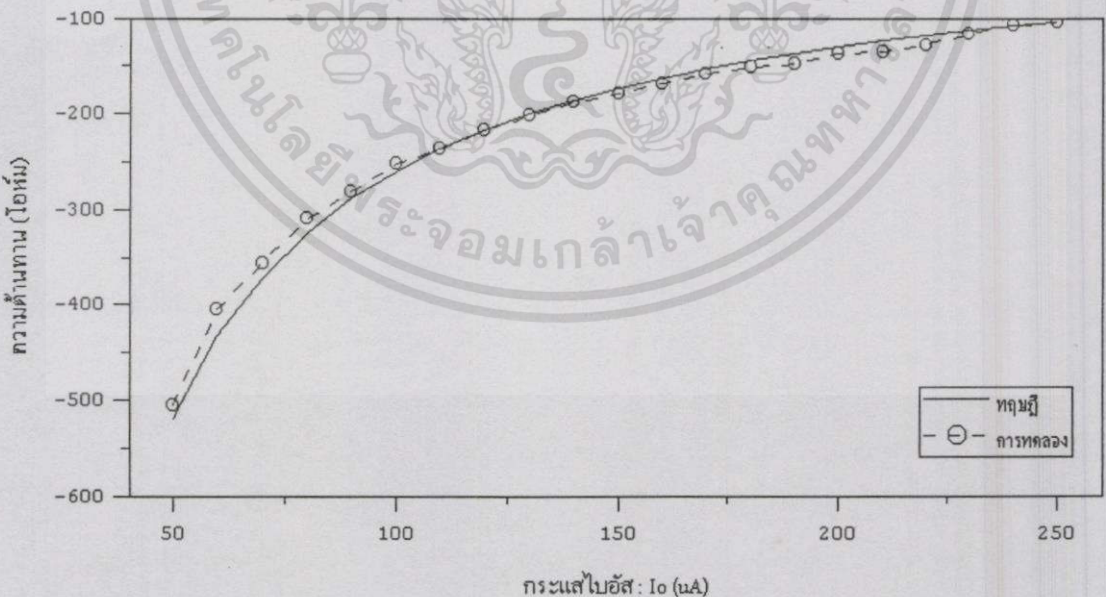
ในการทดลองวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวนี้ จะต้องวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.15 และเพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานสามารถปรับค่าได้โดยการปรับกระแสไบอัส I_o ดังนั้นจึงได้ปรับกระแส I_o ให้มีค่าต่างๆ และหาค่าความต้านทานของวงจรโดยนำมาต่อดังรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 วงจรทดสอบค่าความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 3.30 ซึ่งเป็นวงจรทดสอบค่าความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวนั้น จะเห็นได้ว่าจะมีการต่อความต้านทาน R_3 อนุกรมกับความต้านทานแบบลบ ($-R_p$) ด้วย เพื่อเป็นการแสดงให้เห็นว่าความต้านทานที่สร้างขึ้นเป็นความต้านทานชนิดลอยตัว ซึ่งได้ใช้ R_3 เท่ากับ 10Ω ในการทดสอบค่าของความต้านทานนั้น สามารถทำได้วิธีเดียวกับการทดสอบความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ นั่นคือเมื่อให้แหล่งจ่ายสัญญาณไฟสลับรูปไซน์มีขนาดเท่ากับ 50 mVp-p ความถี่ของสัญญาณเท่ากับ 1 KHz ถ้ากำหนดให้ค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 มีค่าเท่ากัน โดยที่ยังไม่ต่อความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว ($-R_p$) อนุกรมกับความต้านทาน R_3 จะทำให้ได้ว่าแรงดัน V_{out} มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{2} V_{in}$ ดังนั้นถ้าต่อความต้านทานที่มีค่าลบไปขนานกับความต้านทาน R_2 ในกรณีที่ค่าความต้านทาน R_2 รวมกับค่าของความต้านทาน R_3 มีค่าเท่ากับความต้านทานแบบลบจะมีผลทำให้แรงดัน V_{out} มีขนาดเท่ากับแรงดัน V_{in} ดังนั้นจึงสามารถหาค่าความต้านทานแบบลบได้ โดยการปรับค่าความต้านทาน R_2 จนกระทั่ง V_{out} มีขนาดเท่ากับแรงดัน V_{in} และวัดค่าความต้านทาน R_2 ที่ได้ และนำไปบวกด้วยค่าของความต้านทาน R_3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 10Ω จะทำให้ทราบค่าความต้านทานแบบลบที่ได้ทดสอบ ซึ่งในการทดลองจะได้ทำการปรับค่ากระแสไบแอส I_o ในวงจรรูปที่ 3.15 ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $50 \mu\text{A} - 250 \mu\text{A}$ และบันทึกผลของค่าความต้านทาน จากนั้นนำผลที่ได้มาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอส I_o กับค่าของความต้านทานที่ได้ และเพื่อตรวจสอบความถูกต้องในการทำงาน จึงได้นำมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎี ด้วยดังแสดงผลได้ในรูปที่ 3.31

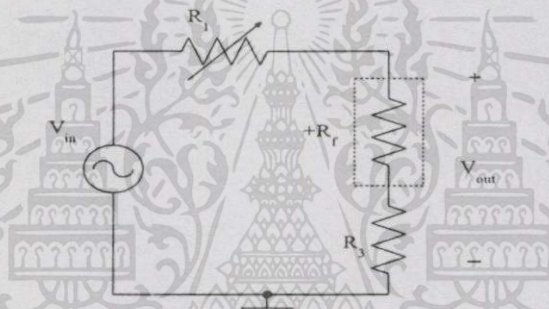


รูปที่ 3.31 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอส I_o กับค่าความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี

จากผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 3.31 จะเห็นได้ว่าค่าของความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวที่ได้จากการทดลอง จะมีความผิดพลาดเกิดขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณทางทฤษฎี โดยจะมีความผิดพลาดสูงสุดที่กระแสไบแอส I_0 มีค่าเท่ากับ $210 \mu\text{A}$ โดยมีค่าความผิดพลาดประมาณเท่ากับ 8.9% และค่าความผิดพลาดต่ำสุดที่กระแสไบแอส I_0 มีค่าเท่ากับ $110 \mu\text{A}$ โดยมีค่าความผิดพลาดประมาณเท่ากับ 0.1% แต่อย่างไรก็ตามจากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าค่าความผิดพลาดโดยเฉลี่ยจะมีค่าประมาณเท่ากับ 5%

3.5.4 วงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัว

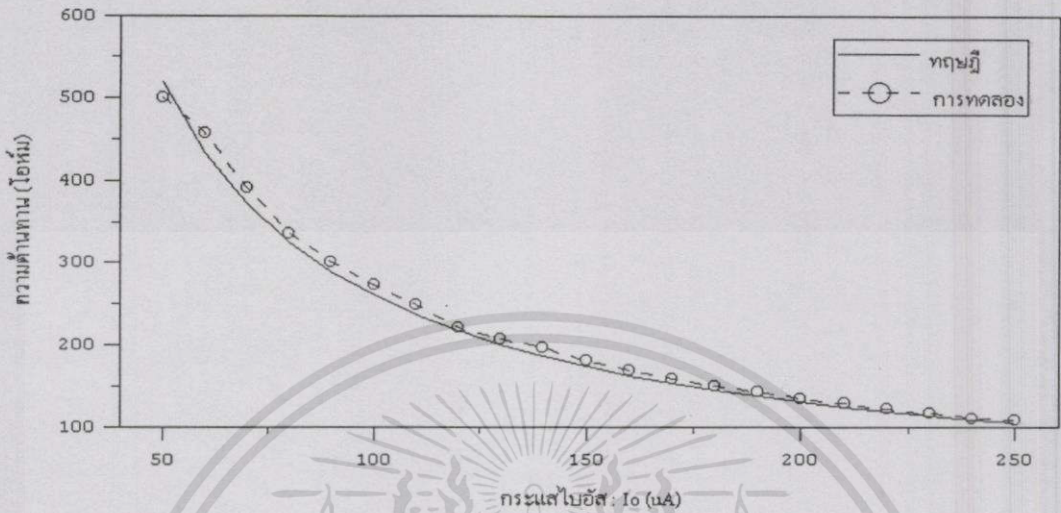
ในการทดลองวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวนี้จะต้องวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.19 และเพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานสามารถปรับค่าได้โดยการปรับกระแสไบแอส I_0 ดังนั้นจึงทำการปรับกระแส I_0 ให้มีค่าต่างๆ และหาค่าความต้านทานของวงจร โดยนำมาต่อดังรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.32 วงจรทดสอบค่าความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัว

จากวงจรรูปที่ 3.32 ซึ่งเป็นวงจรทดสอบค่าความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวนั้น จะเห็นได้ว่าจะมีการต่อความต้านทาน R_3 อนุกรมกับความต้านทานแบบลบ ($+R_f$) ด้วยเช่นกัน ซึ่งเหตุผลก็เหมือนกับวงจรความต้านทานลอยตัวแบบลบ คือเพื่อเป็นการแสดงให้เห็นว่าความต้านทานที่สร้างขึ้นเป็นความต้านทานชนิดลอยตัว ซึ่งใช้ R_3 เท่ากับ 10Ω เช่นกัน ในการทดสอบค่าของความต้านทานนั้น สามารถทำได้วิธีเดียวกับการทดสอบความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ นั่นคือเมื่อให้แหล่งจ่ายสัญญาณไฟสลับรูปไซน์มีขนาดเท่ากับ 50 mVp-p ความถี่เท่ากับ 1 KHz และทำการปรับค่าความต้านทาน R_1 จนกระทั่งแรงดัน V_{out} มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{2} V_{in}$ จากนั้นนำ R_1 ที่ได้มาวัดหาค่าความต้านทาน และนำมาลบออกด้วย R_3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 10Ω ก็จะได้ค่าความต้านทานของวงจรที่ทดสอบ ซึ่งในการทดลองจะทำการปรับค่ากระแสไบแอส I_0 ในวงจรรูปที่ 3.19 ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $50 \mu\text{A} - 250 \mu\text{A}$ และบันทึกผลของค่าความต้านทาน จากนั้นนำผลที่ได้มาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอส I_0 กับค่าของความต้านทานที่ได้ และเพื่อตรวจสอบ

ความถูกต้องในการทำงาน จึงได้นำผลมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎีด้วย ดังแสดงในรูปที่ 3.33



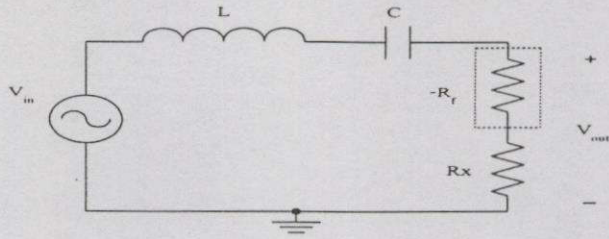
รูปที่ 3.33 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส I_o กับค่าความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี

จากผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 3.33 จะเห็นได้ว่าค่าของความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวที่ได้จากการทดลอง จะมีความผิดพลาดเกิดขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณทางทฤษฎี โดยจะมีความผิดพลาดสูงสุดที่กระแสไบอัส I_o มีค่าเท่ากับ $60 \mu\text{A}$ โดยมีค่าความผิดพลาดประมาณเท่ากับ 5.5% และค่าความผิดพลาดต่ำสุดที่กระแสไบอัส I_o มีค่าเท่ากับ $120 \mu\text{A}$ และ $240 \mu\text{A}$ โดยมีค่าความผิดพลาดประมาณเท่ากับ 1.5% แต่อย่างไรก็ตามจากผลการทดลองจะเห็นว่าค่าความผิดพลาดโดยเฉลี่ยจะมีประมาณเท่ากับ 5%

3.5.5 การนำวงจรความต้านทานแบบลบไปปรับปรุงค่าคุณภาพของวงจรเรโซแนนซ์

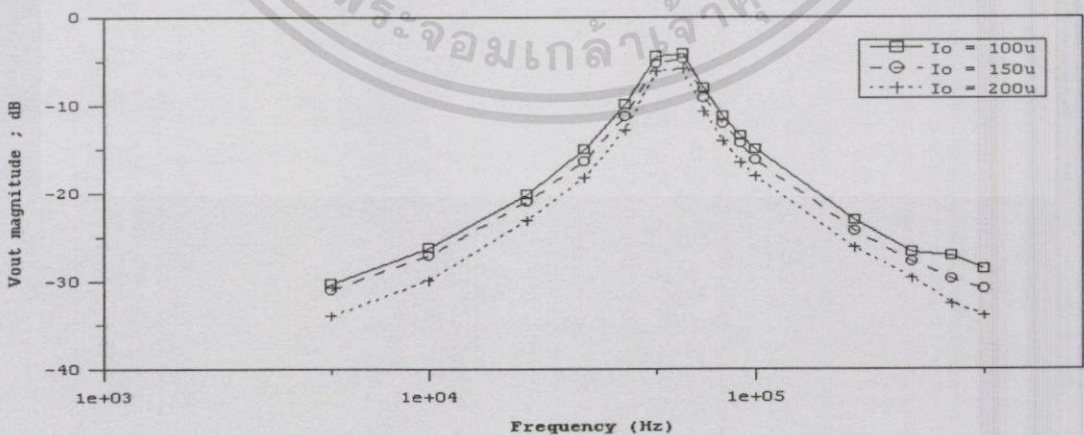
ในการทดลองนี้จะได้แสดงให้เห็นการนำความต้านทานแบบลบไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งได้เลือกให้นำเอาไปประยุกต์ใช้กับวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ เนื่องจากเป็นตัวอย่างที่ทำความเข้าใจได้ง่าย และเห็นได้อย่างชัดเจน โดยจะนำเอาความต้านทานแบบลบไปปรับปรุงค่า Q ของวงจร โดยจะเห็นว่าจากสมการที่ (3.22) วงจรอนุกรมเรโซแนนซ์จะมีค่า Q เพิ่มขึ้นเมื่อความต้านทานรวมในวงจรมีค่าลดลง ดังนั้นในการทดลองจึงได้ใช้วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวไปช่วยหักล้างความต้านทานในวงจร เพื่อให้ค่าความต้านทานในวงจรมีค่าลดลงมีผลทำให้ค่า Q ของวงจรมีค่าสูงขึ้น ซึ่งได้ต่อวงจรทดลองดังแสดงในรูปที่ 3.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.34 วงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ที่ใช้ในการทดลอง

จากวงจรรูปที่ 3.34 ในการทดลองได้กำหนดให้ค่า L , C และ R_x มีค่าเท่ากับ 1 mH , 10 nF และ 500Ω ตามลำดับ โดย L ที่ใช้จะมีลักษณะภายนอกเหมือนกับตัวความต้านทานซึ่งค่าความต้านทานภายในที่วัดได้มีค่าประมาณเท่ากับ 8Ω จากค่า L , C และ R_x เมื่อคำนวณค่าความถี่กลาง (f_0) แล้วจะมีค่าประมาณเท่ากับ 50.3 KHz และค่า Q ของวงจรเมื่อรวมค่าความต้านทานภายใน L ด้วยจะมีค่าเท่ากับ 0.622 ดังนั้นเมื่อต่อวงจรความต้านทานแบบลบเข้าไปในวงจรจะทำให้ค่าความต้านทานรวมในวงจรมีค่าลดลงทำให้ค่า Q ของวงจรมีค่าสูงขึ้น โดยในส่วนของความต้านทานแบบลบนั้นสามารถกำหนดค่าได้ด้วยกระแสไบแอส I_0 ดังนั้นจึงได้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $100 \mu\text{A}$, $150 \mu\text{A}$ และ $200 \mu\text{A}$ ซึ่งจะได้อัตราความต้านทานแบบลบมีค่าประมาณเท่ากับ -260Ω , -173.3Ω และ -130Ω ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อคำนวณค่า Q ของวงจรใหม่เมื่อมีความต้านทานแบบลบต่ออยู่ในวงจรจะได้ค่า Q ของวงจรตามลำดับดังนี้ 1.275 , 0.9448 และ 0.8366 ซึ่งในการทำการทดลองได้จ่ายสัญญาณอินพุต (V_{in}) รูปไซน์มีขนาดเท่ากับ 100 mV_{pp} และปรับเปลี่ยนความถี่โดยมีช่วงความถี่ตั้งแต่ $5 \text{ KHz} - 500 \text{ KHz}$ และวัดค่าแรงดัน V_{out} ซึ่งจะได้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ค่า Q ของวงจรมีค่าต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.35



รูปที่ 3.35 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ที่ปรับปรุงค่า Q ด้วยความต้านทานแบบลบที่ได้จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟผลตอบแทนของทางความถี่ในรูปที่ 3.35 จะเห็นได้ว่าค่า Q ของวงจรจะมีค่ามากขึ้นเมื่อค่าความต้านทานรวมในวงจรมีค่าลดลงด้วยการปรับค่ากระแสไบแอส I_0 ของวงจรความต้านทานลอยตัวแบบลบ โดยค่า Q ของวงจรที่ได้จากการทดลองจะมีค่าประมาณ 1.667, 1.25 และ 1.11 เมื่อค่าความต้านทานแบบลบมีค่าประมาณเท่ากับ -260Ω , -173.3Ω และ -130Ω ตามลำดับ ซึ่งค่าที่ได้จะมีค่าความผิดพลาดเมื่อเปรียบเทียบกับค่าที่คำนวณได้ตามทฤษฎี โดยเฉลี่ยประมาณ 30% แต่อย่างไรก็ตามจะเห็นได้ว่าจะสามารถนำเอาความต้านทานแบบลบไปช่วยในการปรับปรุงค่า Q ของวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ได้

3.6 บทสรุป

ในบทที่ 3 นี้ได้กล่าวถึงวงจรความต้านทานที่สร้างขึ้นจากวงจร CCCII แบบทรานสลิเนียร์ ทั้งความต้านทานแบบบวก และลบ ทั้งชนิดลงกราวด์ และลอยตัว ซึ่งจะเห็นได้ว่าความต้านทานที่สร้างขึ้นทุกวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับกระแสไบแอส I_0 ของวงจร CCCII โดยที่ช่วงแรงดันการทำงานของวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์ทั้งแบบลบ และแบบบวกนั้น เมื่อคิดที่ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมมีค่าเท่ากับ 1% หรือก็คือเมื่อขนาดกระแส I_m มีค่าเท่ากับ $2I_0$ ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่ยอมรับได้ในการทำงาน วงจรจะมีช่วงแรงดันการทำงานประมาณเท่ากับ $\pm 23 \text{ mV}$ ส่วนชนิดลอยตัวจะมีค่าประมาณเท่ากับ $\pm 46 \text{ mV}$ แต่อย่างไรก็ตามช่วงแรงดันการทำงานของวงจรจะกว้างขึ้นถ้ากระแส I_m มีขนาดลดลง นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าวงจรความต้านทานที่ได้ออกแบบนั้นจะมีข้อเสียที่สำคัญ คือนอกจากจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอสของวงจร CCCII แล้วค่าความต้านทานจะมีค่าแปรผันตรงกับ V_T ด้วย ซึ่งมีผลทำให้ค่าความต้านทานมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน ดังนั้นจึงควรจะต้องมีวงจรชดเชยอุณหภูมิขณะทำงานของตัวต้านทาน เพื่อให้ค่าความต้านทานมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิขณะทำงาน ซึ่งหลักการในการชดเชยอุณหภูมินั้นก็สามารถทำได้ง่าย โดยการจัดให้แหล่งจ่ายกระแสไบแอส I_0 ของวงจร CCCII มีค่าแปรผันตรงกับอุณหภูมิขณะทำงาน เพื่อจะได้นำไปชดเชยกับแรงดันเชิงอุณหภูมิของวงจรความต้านทานได้ ดังนั้นในบทที่ 4 จะได้กล่าวถึงการสร้างแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิเป็นหลัก

บทที่ 4

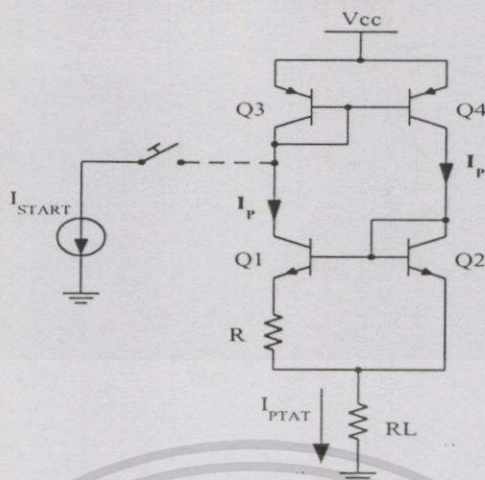
วงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิ

4.1 บทนำ

เนื่องจากค่าความต้านทานของวงจรที่สร้างขึ้นในบทที่ 3 นอกจากจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอสของวงจรแล้วยังมีค่าเปลี่ยนแปลงตาม V_T ขณะทำงานอีกด้วย ดังนั้นจึงควรจะต้องมีวงจรชดเชยอุณหภูมิสำหรับวงจรความต้านทานที่สร้างขึ้น ในการสร้างวงจรชดเชยอุณหภูมินั้นสามารถทำได้โดยการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ไบแอสวงจร ให้มีค่าแปรผันตาม V_T หรือแปรผันตามอุณหภูมิ (current-source proportional to absolute temperature : PTAT) เพื่อจะได้นำไปหักล้างกับ V_T ของวงจรความต้านทาน ซึ่งมีผลทำให้ค่าความต้านทานมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ โดยก่อนหน้านี้ได้เคยมีผู้เสนอวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิขณะทำงานไว้มากมาย [30-32] แต่วงจรเหล่านี้มักจะใช้วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบวิดท์ลาร์ (Widlar Current Source) เป็นหลักในการสร้างแหล่งกำเนิดกระแส ซึ่งจะมีข้อเสียคือจะต้องมีวงจรที่ช่วยในการทำให้กระแสไหลก่อน (start-up current) [31] ทำให้วงจรที่สร้างได้มีขนาดใหญ่ มีความยุ่งยาก และในการปรับกระแสทำได้ไม่สะดวก ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิแบบใหม่ โดยจะสร้างขึ้นจากวงจร 2 ส่วน คือวงจรรูปทรานสลิเนียร์ต่อร่วมกับกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ (Gilbert's translinear cell) โดยจะใช้วงจรรูปทรานสลิเนียร์เป็นวงจรสร้างแหล่งกำเนิดกระแส และในส่วนของกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์จะทำหน้าที่เป็นวงจรคูณ หรือหารกระแส ทำให้สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และยังมีข้อดีคือไม่ต้องมีวงจรที่ช่วยทำให้กระแสไหลก่อน เหมาะสำหรับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม และในการจำลองผลการทำงานได้ให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎี

4.2 วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ใช้วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบวิดท์ลาร์

วงจรแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิ (PTAT) ที่ออกแบบโดยใช้วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบวิดท์ลาร์ เป็นวงจรสร้างแหล่งกำเนิดกระแส แสดงวงจรได้ดังรูปที่ 4.1 โดยกระแสที่ไหลผ่านโหลด R_L จะมีค่าเท่ากับ I_{PTAT} ซึ่งเป็นกระแสที่มีค่าแปรผันตาม V_T ซึ่งจะอธิบายการทำงานได้ดังนี้



รูปที่ 4.1 วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ใช้วงจรวิคัลลาร์เป็นแหล่งกำเนิดกระแส

จากวงจรที่แสดงในรูปที่ 4.1 จะสามารถอธิบายการทำงานได้ว่าทรานซิสเตอร์ $Q_1 - Q_2$ และความต้านทาน R จะทำหน้าที่เป็นวงจรสร้างกระแส I_P ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 จะเป็นวงจรสะท้อนกระแส ในการวิเคราะห์วงจรจะสมมติว่าอัตราขยายไฟตรงของทรานซิสเตอร์มีค่าสูงมาก ($\beta \gg 1$) ทำให้ละทิ้งผลของกระแสเบสได้ จากวงจรจะเห็นได้ว่ากระแส $I_P = I_{C1}$ ซึ่งกระแสนี้จะ เป็นกระแสอินพุตของวงจรสะท้อนกระแสที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ดังนั้นจะได้กระแสเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส I_{C4} มีค่าเท่ากับกระแส I_P ซึ่งจะมีค่าเท่ากับกระแสคอลเลกเตอร์ I_{C2} ด้วย ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_P = I_{C1} = I_{C2} \quad (4.1)$$

ในการวิเคราะห์หาค่ากระแส I_P นั้น จะสมมติให้ V_A มีค่ามาก และอัตราขยายไฟตรงของทรานซิสเตอร์มีค่ามาก ทำให้ละทิ้งผลของกระแสเบสได้ ซึ่งจากวงจรจะเห็นได้ว่าแรงดันที่เบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าไม่เท่ากัน และจะได้ว่า

$$V_{BE_{Q2}} - V_{BE_{Q1}} - I_P R = 0 \quad (4.2)$$

เมื่อนำค่า V_{BE} จากสมการที่ (2.4) แทนลงในสมการที่ (4.2) และจัดรูปสมการใหม่จะได้ว่า

$$I_P R = V_{T2} \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} - V_{T1} \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานที่อุณหภูมิเท่ากันคือ $V_{T1} = V_{T2} = V_T$ จะได้ว่า

$$I_p R = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \cdot \frac{I_{S1}}{I_{S2}} \quad (4.4)$$

จะเห็นได้ว่าสมการที่ (4.4) ก็คือสมการแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน R นั้นเอง ดังนั้นถ้าอัตราส่วนของกระแสคอลเลกเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าคงที่ แรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน R จะมีค่าแปรผันตรงกับ V_T และจากรูปที่ 4.1 เห็นได้ว่ากระแส I_{C1} จะเท่ากับ I_{C2} เนื่องจากโหนดบึงกับด้วยแหล่งจ่ายกระแส Q_3 และ Q_4 ดังนั้นถ้าเราออกแบบให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 มีพื้นที่ที่อิมิตเตอร์มากกว่า Q_2 จะมีผลทำให้ Q_1 มีกระแสอิมิตเตอร์มากกว่า Q_2 ตามอัตราส่วนของพื้นที่ ดังนั้นจะทำให้กระแส I_p มีค่าเท่ากับ

$$I_p = \frac{V_T}{R} \ln \frac{A_{E1}}{A_{E2}} \quad (4.5)$$

ถ้ากำหนดให้ $k = \frac{A_{E1}}{A_{E2}}$ เป็นอัตราส่วนของพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ดังนั้นจะเขียนสมการที่ (4.5) ได้ใหม่ว่า

$$I_p = \frac{V_T}{R} \ln(k) \quad (4.6)$$

จากวงจรที่ 4.1 จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุต I_{PTAT} จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{PTAT} = 2I_p \quad (4.7)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่า I_p จากสมการที่ (4.6) ลงในสมการที่ (4.7) จะได้ว่า

$$I_{PTAT} = \frac{2V_T}{R} \ln(k) \quad (4.8)$$

จากสมการที่ (4.8) จะเห็นได้ว่ากระแส I_{PTAT} จะมีค่าแปรผันตามแรงดันเชิงอุณหภูมิขณะทำงาน แต่ปัญหาที่เกิดขึ้นก็คือ เมื่อพิจารณาค่ากระแสที่ไหลในวงจรจะเห็นว่ากระแส I_{C1} จะต้องมีความเท่ากับ I_{C3} ($I_{C1} = I_{C3}$) ซึ่งจากข้อกำหนดนี้ก็จะเห็นได้ว่าเป็นจริงได้ 2 กรณีคือ กรณีที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกานำไปใช้

$$I_{C1} = I_{C3} = 0 \quad (4.9)$$

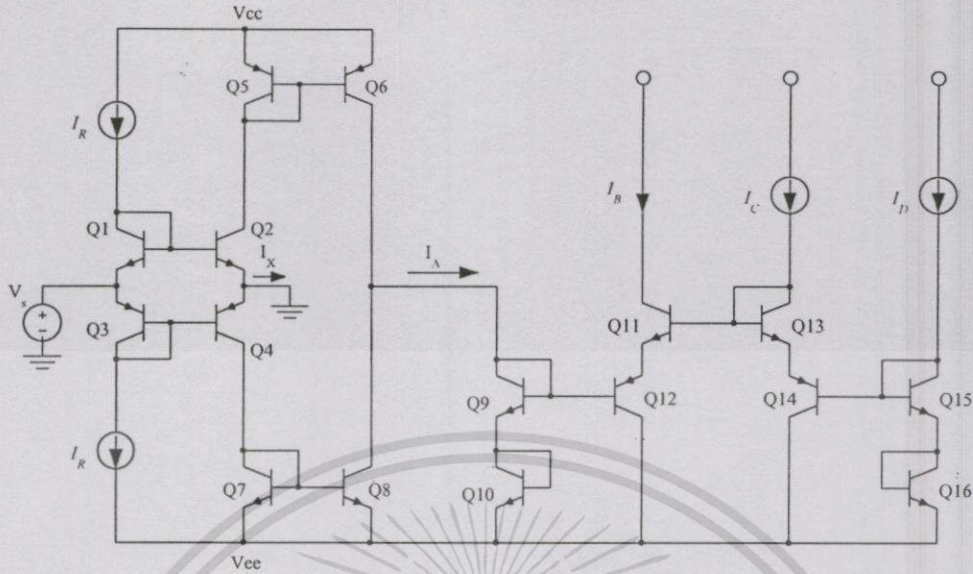
และ

$$I_{C1} = I_{C3} = \frac{V_T}{R} \ln(k) \quad (4.10)$$

ดังนั้นเพื่อความถูกต้องในการทำงาน ในการต่อวงจรจริงจะต้องมีส่วนของวงจรที่ช่วยทำให้กระแสไหลในวงจรก่อน (I_{START}) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาที่จะทำให้กระแสไหลในวงจรเป็นศูนย์ และเมื่อวงจรทำงานแล้วจึงปลดกระแส I_{START} ออกเพื่อความถูกต้องในการทำงาน [30] ซึ่งก็ได้มีผู้ออกแบบวงจรที่ไม่ต้องมีวงจรส่วนที่ให้กระแสไหลก่อน แต่วงจรนี้ก็ยังคงมีความยุ่งยากในการกำหนดค่าความต้านทาน [30] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอวงจรแหล่งจ่ายกระแส PTAT แบบใหม่ที่ประกอบด้วยวงจรรูปทรานสลิเนียร์ และกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ ซึ่งมีข้อดีคือไม่จำเป็นต้องมีวงจรที่ช่วยให้กระแสไหลก่อน และสามารถปรับค่ากระแสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ดังจะแสดงการออกแบบวงจรได้ดังต่อไปนี้

4.3 วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ใช้วงจรทรานสลิเนียร์ ต่อร่วมกับกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์

วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่สร้างขึ้นนี้จะประกอบขึ้นจากวงจร 2 ส่วน โดยวงจรในส่วนแรกจะเป็นวงจรรูปทรานสลิเนียร์ที่แสดงดังรูปที่ 2.6 มีลักษณะวงจรเหมือนกับวงจรตามแรงดันในวงจรสาขากระแสของ Fabre [4] โดยทำหน้าที่ในการสร้างแหล่งกำเนิดกระแส และในส่วนที่ 2 จะเป็นกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรคูณ และวงจรหารกระแส ซึ่งทำให้สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เมื่อนำวงจรทั้งสองมาประกอบรวมกันจะทำให้ได้วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และไม่จำเป็นต้องมีวงจรช่วยทำให้กระแสไหลก่อน วงจรที่ออกแบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่สร้างจากวงจรลูปรทรานสลิเนียร์ และกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์

จากวงจรรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่า $Q_1 - Q_4$ จะประกอบกันเป็นวงจรลูปรทรานสลิเนียร์ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ซึ่งจะทำหน้าที่สร้างกระแส I_x โดยมีค่าเท่ากับค่าที่แสดงในสมการที่ (2.15) คือ

$$I_x = 2I_R \sinh\left(\frac{V_S}{V_T}\right) \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.11) จะเห็นได้ว่ากระแส I_x นี้จะมีค่าแปรผกผันกับ V_T ดังนั้นเมื่อนำกระแสนี้ไปต่อเข้ากับวงจรคูณ และหารกระแสที่สร้างโดยใช้กิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ จึงจะได้เป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ซึ่งในส่วนของกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ที่ทำหน้าที่คูณและหารกระแสจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ $Q_9 - Q_{16}$ ซึ่งวิเคราะห์วงจรได้ว่า

$$V_{BE_{Q_{11}}} + V_{EB_{Q_{12}}} + V_{BE_{Q_9}} + V_{BE_{Q_{10}}} = V_{BE_{Q_{13}}} + V_{EB_{Q_{14}}} + V_{BE_{Q_{15}}} + V_{BE_{Q_{16}}} \quad (4.12)$$

เมื่อแทนค่า V_{BE} จากสมการที่ (2.4) ลงในสมการที่ (4.12) จะได้ว่า

$$V_T \ln \frac{I_B}{I_S} + V_T \ln \frac{I_B}{I_S} + V_T \ln \frac{I_A}{I_S} + V_T \ln \frac{I_A}{I_S} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} + V_T \ln \frac{I_C}{I_S} + V_T \ln \frac{I_D}{I_S} + V_T \ln \frac{I_D}{I_S}$$

เมื่อสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดสร้างขึ้นจากกระบวนการที่ทำในเวลาเดียวกัน ทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน และความหนาแน่นกระแส (J_c) เท่ากัน ดังนั้นจะสามารถตัดผลของ V_T และ I_S ออกไปทำให้ได้ว่า

$$I_B^2 I_A^2 = I_C^2 I_D^2 \quad (4.13)$$

ซึ่งจะได้กระแสเอาต์พุต I_B มีค่าเท่ากับ

$$I_B = \frac{I_C I_D}{I_A} \quad (4.14)$$

และจากวงจรจะเห็นว่า $Q_5 - Q_8$ จะทำหน้าที่สะท้อนกระแส I_X ซึ่งจะได้ว่า

$$I_A = I_Y \quad (4.15)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแส I_A ลงในสมการที่ (4.14) จะได้ว่า

$$I_B = \frac{I_C I_D}{2I_R \sinh\left(\frac{V_S}{V_T}\right)} \quad (4.16)$$

จากอนุกรมเทย์เลอร์ของ $\sinh x = x + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} + \dots$

เมื่อกำหนดให้ $V_S \ll V_T$ ทำให้สามารถประมาณ $\sinh\left(\frac{V_S}{V_T}\right) \cong \frac{V_S}{V_T}$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการ (4.16) ได้ใหม่ว่า

$$I_B = \frac{I_C I_D V_T}{2I_R V_S} \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.17) จะเห็นได้ว่ากระแส I_B ซึ่งเป็นกระแสเอาต์พุตจะมีค่าแปรผันตรงตาม V_T ทำให้กระแสมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าไม่จำเป็นต้องมี

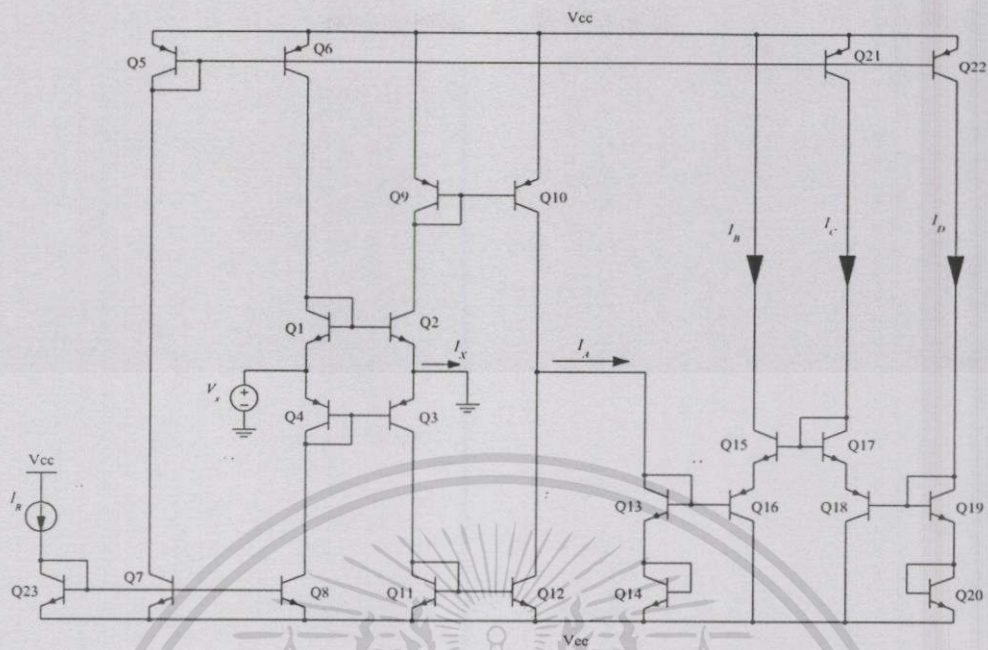
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่ช่วยทำให้กระแสไหลก่อน และการปรับค่ากระแสสามารถทำได้ง่าย โดยการปรับแหล่งจ่ายกระแส I_R หรือ I_D หรือ I_C ดังนั้นเมื่อนำกระแส I_B นี้ไปเป็นแหล่งจ่ายกระแสไบแอสให้กับวงจรความต้านทานที่สร้างขึ้นจะมีผลทำให้ค่าความต้านทานมีเสถียรภาพที่ดีต่ออุณหภูมิ

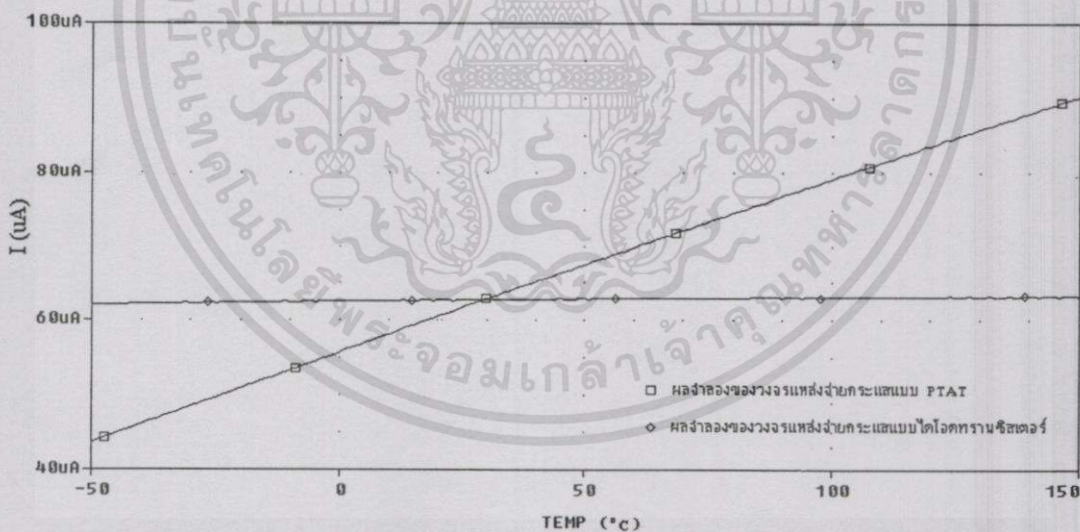
ข้อสังเกตจากสมการที่ (4.17) จะเห็นได้ว่าสามารถปรับค่ากระแส I_B ได้โดยการปรับค่าแหล่งจ่ายแรงดัน V_S เช่นกัน แต่การปรับค่าแรงดัน V_S นี้จะส่งผลต่อการประมาณค่ากระแส I_X ที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกไซน์ (hyperbolic sine: sinh) ของ V_S ดังแสดงในสมการที่ (4.11) ซึ่งมีผลทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_B และแรงดัน V_S มีความสัมพันธ์ในลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นในการกำหนดค่าแรงดัน V_S ในการทำงานนั้นจะกำหนดได้จากค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่ยอมรับได้ในการประมาณค่าไฮเพอร์โบลิกไซน์ (สามารถดูได้จากภาคผนวก ง) ซึ่งในการจำลองการทำงาน และการต่อวงจรทดลองจริงในวิทยานิพนธ์นี้จะกำหนดให้แรงดัน V_S มีค่าเท่ากับ 20 mV ซึ่งเป็นค่าที่มีความผิดพลาดในการประมาณไฮเพอร์โบลิกไซน์ประมาณ 10% ซึ่งมีผลทำให้กระแส I_B จะเกิดความผิดพลาดสูงสุด 10% ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่ยอมรับได้ในการทดลองนี้

4.4 การจำลองการทำงานของวงจร

เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ จึงได้จำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมสไปซ์ ซึ่งในการจำลองการทำงานจะใช้วงจรดังแสดงในรูปที่ 4.3 ในส่วนของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานจะให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ NR100N และชนิด PNP เบอร์ PR100N เพื่อความสะดวกจึงได้กำหนดให้ $I_C = I_D = I_R$ เท่ากับ 100 μA และให้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ +2.5 V และได้กำหนดให้ $V_S = 20$ mV และเพื่อแสดงให้เห็นว่ากระแสเอาต์พุต I_B มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิขณะทำงาน จึงทำการปรับอุณหภูมิให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ -50 $^{\circ}\text{C}$ จนถึง 150 $^{\circ}\text{C}$ และทำการเปรียบเทียบกับวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งแสดงผลจำลองการทำงานที่เปรียบเทียบกันได้ดังรูปที่ 4.4



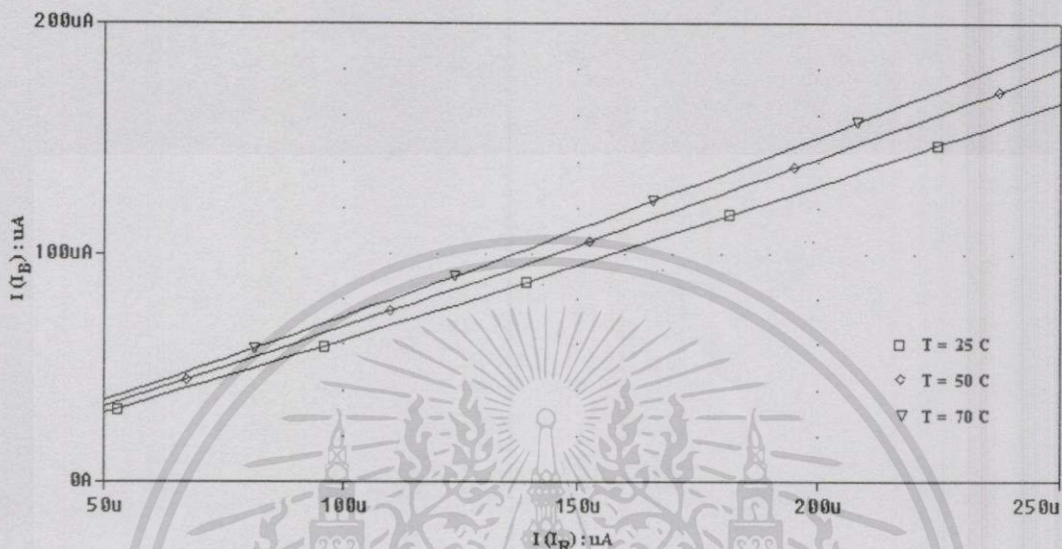
รูปที่ 4.3 วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่สร้างจากวงจรรูปทรานสลิเนียร์พร้อมกับ
กิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน



รูปที่ 4.4 ผลจำลองการทำงานเปรียบเทียบระหว่างวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT กับวงจร
แหล่งจ่ายกระแสแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ที่อุณหภูมิต่างๆ

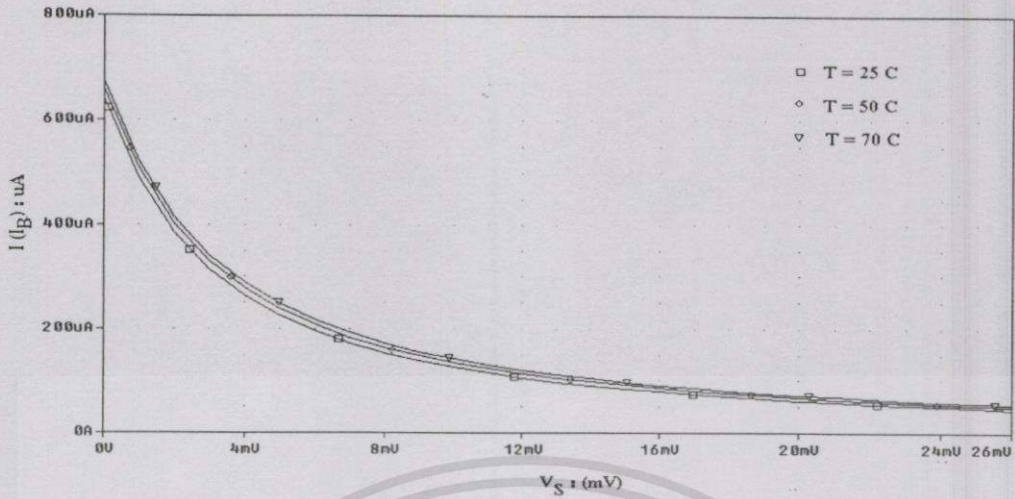
จากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุต I_B มีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน โดยจะมีการเปลี่ยนแปลงแบบแปรผันตรงกับแรงดันเชิงอุณหภูมิขณะทำงาน โดยที่กระแสจากวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบไดโอดทรานซิสเตอร์มีค่าไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก และเพื่อแสดงให้เห็นว่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสามารถปรับกระแสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแส I_R จึงได้ปรับให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $50 \mu\text{A} - 250 \mu\text{A}$ และความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R ที่อุณหภูมิขณะทำงานมีค่าเท่ากับ 25°C , 50°C และ 70°C ซึ่งได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ผลการจำลองความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R ที่อุณหภูมิต่างๆ

จากรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุต I_B มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสอินพุต I_R ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการปรับกระแสเอาต์พุต I_B สามารถทำได้โดยการปรับกระแส I_R และเพื่อแสดงให้เห็นว่าการปรับค่าแรงดัน V_S จะส่งผลกระทบต่อค่ากระแส I_X ของวงจรรูปทรานสดีนเนอร์ ดังสมการที่ (4.11) ซึ่งจะส่งผลให้กระแสเอาต์พุต I_B มีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นจึงได้จำลองการทำงานของวงจร โดยการปรับแหล่งจ่ายแรงดัน V_S ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $1 \text{ mV} - 26 \text{ mV}$ และความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับแรงดัน V_S ที่อุณหภูมิต่างๆ ซึ่งจะแสดงผลการจำลองการทำงานได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับแรงดัน V_S ที่อุณหภูมิต่างๆ

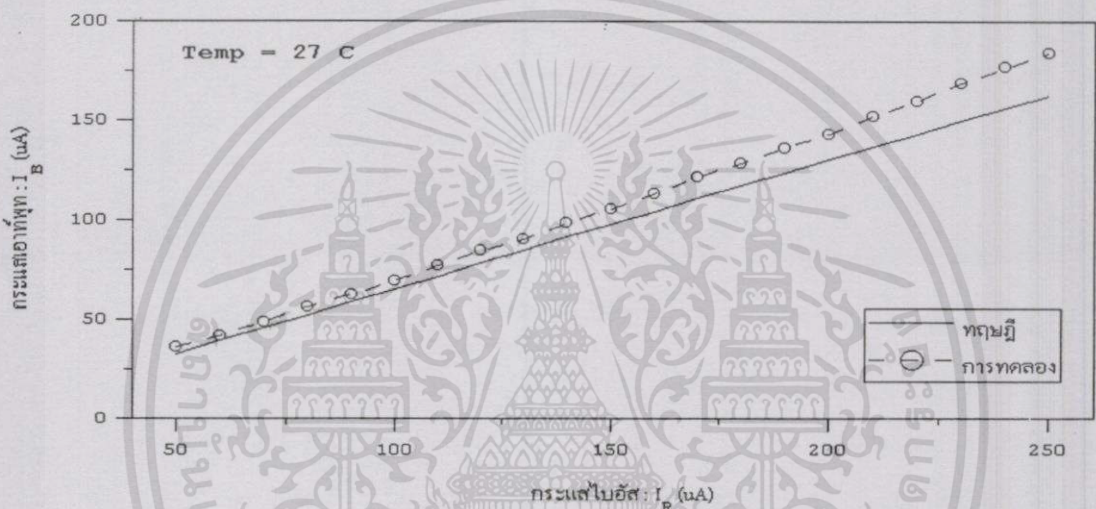
จากผลการจำลองการทำงานที่แสดงในรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับแรงดัน V_S ที่อุณหภูมิต่างๆ จะแปรผกผันกัน คือเมื่อแรงดัน V_S มีค่ามากขึ้นกระแสเอาต์พุต I_B จะมีค่าลดลง แต่อย่างไรก็ตามจะเห็นได้ว่าเป็นความสัมพันธ์ที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งเนื่องมาจากการปรับค่าแรงดัน V_S นี้จะส่งผลต่อการประมาณค่ากระแส I_X ในวงจรรูปทรานซิสเตอร์ คือเมื่อแรงดัน V_S มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าความผิดพลาดในการประมาณเทอมไฮเปอร์โบลิกไซน์ของกระแส I_X มีค่ามากขึ้น ซึ่งมีผลทำให้เกิดความผิดพลาดต่อค่ากระแสเอาต์พุต I_B ด้วย ดังนั้นในการทำงานจะกำหนดค่าแรงดัน V_S ได้จากค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่ยอมรับได้ในการประมาณค่าไฮเปอร์โบลิกไซน์ ซึ่งค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจะเท่ากับค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุต I_B ด้วย

4.5 ผลการทดลองจากการต่อวงจรแบบดิสครีต

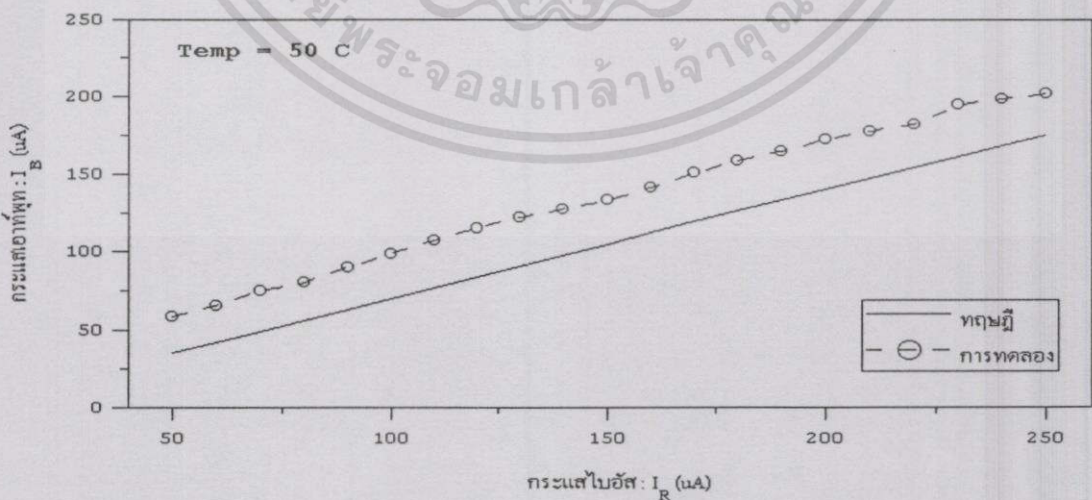
เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่แสดงในรูปที่ 4.3 ในการนำไปปฏิบัติงานจริง จึงทำการต่อวงจรโดยใช้อุปกรณ์ดิสครีต โดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์เบอร์ CA3096 ซึ่งเหตุผลที่เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์นี้ก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกับวงจรความต้านทาน คือเนื่องจากจะมีทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และ NPN อยู่ในไอซีเดียวกัน ซึ่งทำให้สะดวกในการใช้งาน นอกจากนี้ทรานซิสเตอร์ที่ใช้น่าจะมีความสมพียงกันมากเนื่องจากอยู่ในไอซีเดียวกัน ดังนั้นในการนำมาต่อวงจรจริงจะเลือกให้วงจรสะท้อนกระแส หรือวงจรที่ต้องการให้ทรานซิสเตอร์มีความสมพียงกันอยู่ในไอซีตัวเดียวกัน และในส่วนของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรได้จ่ายให้มีค่าเท่ากับ ± 2.5 V ในส่วนของแรงดัน V_S กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 20 mV ซึ่งเป็นค่าที่จะเกิดความผิดพลาดในการประมาณเทอมไฮเปอร์โบลิกไซน์ประมาณ 10% ซึ่งเป็นค่าสูงที่สุดที่พอจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยอมรับได้ในทางปฏิบัติในการทดลองนี้ และเนื่องจากวงจรแหล่งจ่ายกระแสสามารถปรับค่าได้ โดยการปรับกระแส I_R ดังนั้นในการทดลองจึงได้ปรับค่ากระแส I_R ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $50 \mu\text{A} - 250 \mu\text{A}$ และพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R ที่อุณหภูมิต่างๆ คือที่อุณหภูมิ 27°C , 50°C และ 70°C ตามลำดับ จากนั้นจึงนำผลที่ได้มาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ และเพื่อยืนยันผลการทำงานของวงจรจึงนำค่าที่ได้จากการทดลองมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณ ดังที่แสดงในสมการที่ (4.17) ซึ่งจะได้ผลการทดลองที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R ที่อุณหภูมิต่างๆ ดังนี้

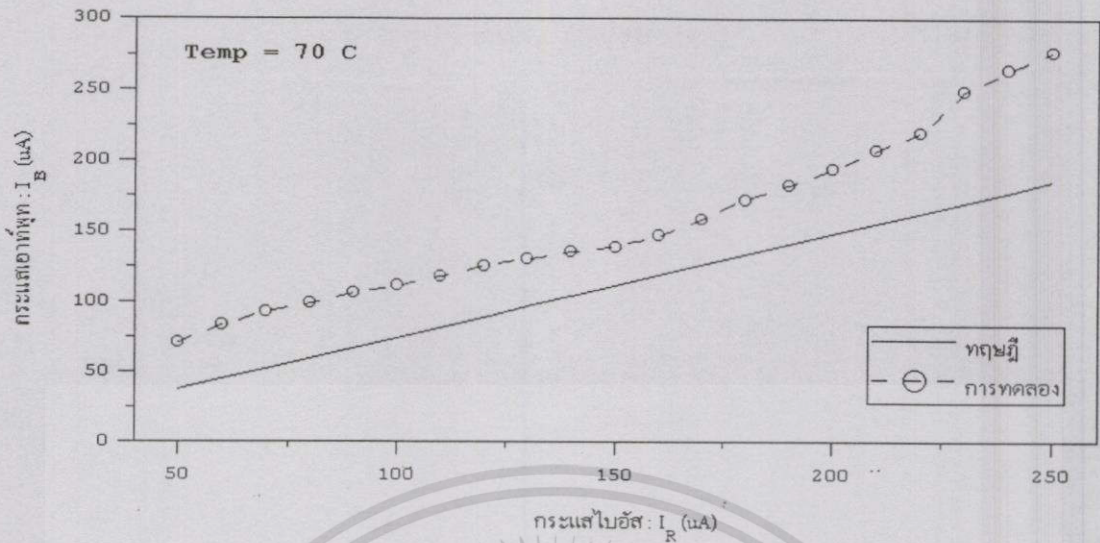


รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R จากการทดลองที่อุณหภูมิ 27°C



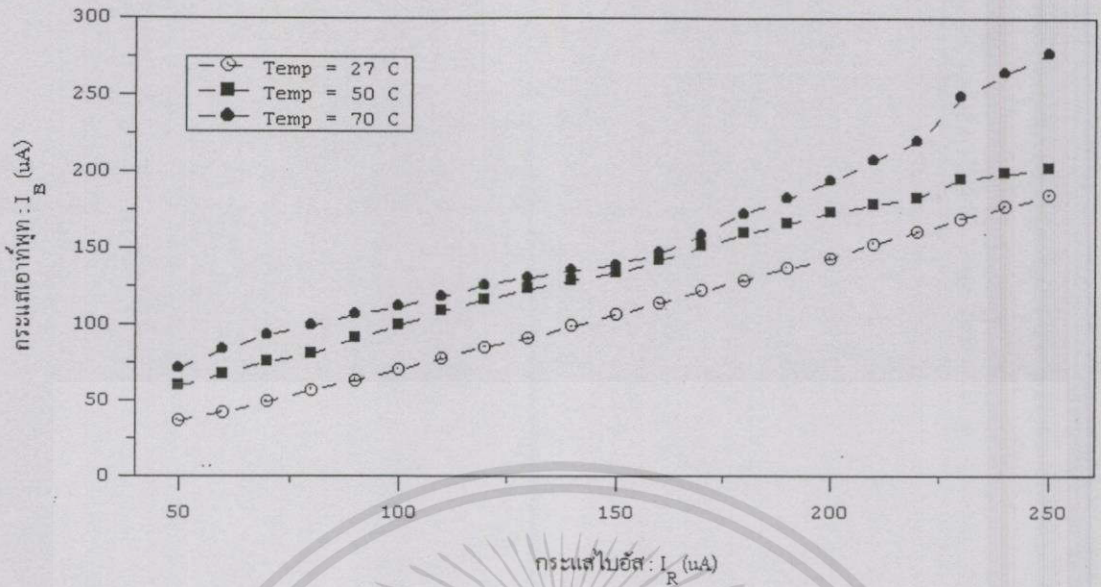
รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R จากการทดลองที่อุณหภูมิ 50°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R จากการทดลองที่อุณหภูมิ 70°C

จากผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 4.7 – 4.9 จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุต I_B สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการปรับค่ากระแส I_R โดยจะมีความสัมพันธ์แบบแปรผันตรงคือเมื่อให้ V_S มีค่าคงที่ ถ้า I_R มีค่าเพิ่มขึ้น I_B จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย แต่จะเห็นได้ว่าค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตจะมีค่ามากเมื่ออุณหภูมิขณะทำงานเท่ากับ 50°C และ 70°C ส่วนหนึ่งน่าจะเป็นผลเนื่องมาจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองเป็นอุปกรณ์ประเภทคิสคริต ดังนั้นสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิของอุปกรณ์ต่างๆ อาจจะมีค่าไม่เท่ากันจึงทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้น ซึ่งความผิดพลาดนี้น่าจะน้อยลงเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม และอีกประการหนึ่งก็คือเกิดความผิดพลาดของอุณหภูมิในขณะที่ทำการทดลอง แต่อย่างไรก็ตามจะเห็นได้ว่าแนวโน้มของกระแสจะมีค่าเพิ่มขึ้นไปในทิศทางเดียวกันคือ เมื่อ I_R มีค่ามากขึ้นกระแสเอาต์พุต I_B จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งจากผลการทดลองที่อุณหภูมิต่างๆ เมื่อนำมาพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับกันจะแสดงได้ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_B กับกระแส I_R จากการทดลองวงจรที่อุณหภูมิ 27 °C, 50 °C และ 70 °C ตามลำดับ

จากผลการเปรียบเทียบกระแสที่อุณหภูมิต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.10 จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุต I_B มีค่าแปรผันตรงกับอุณหภูมิขณะทำงาน คือเมื่ออุณหภูมิมียุ่สูงขึ้นกระแสเอาต์พุต I_B จะมียุ่สูงขึ้นด้วย ซึ่งเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎี และผลการจำลองการทำงานที่ได้กล่าวถึงไว้แล้วในข้างต้น

4.6 บทสรุป

วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่สร้างขึ้นจากวงจรรูปทรานสลิเนียร์ต่อร่วมกับวงจรกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ที่ได้ออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถทำงานได้ตามทฤษฎีที่ตั้งไว้ ซึ่งยืนยันได้จากผลการจำลองการทำงาน และการทดลองต่อวงจรแบบดิคริต ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุตมีค่าแปรผันตรงตาม V_T ทำให้กระแสมียุ่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน นอกจากนี้วงจรยังมีข้อดีคือ ไม่จำเป็นต้องมีวงจรที่ช่วยทำให้กระแสไหลก่อน การปรับค่ากระแสก็สามารถทำได้ง่ายด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นในบทที่ 5 จะได้กล่าวถึงการนำเอาวงจรแหล่งจ่ายกระแสนี้ไปเป็นวงจรชดเชยอุณหภูมิให้กับวงจรความต้านทานที่สร้างขึ้น

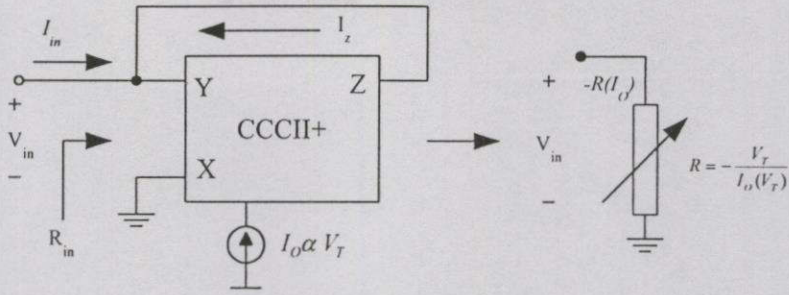
วงจรรวมต้านทานแบบลบบที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

5.1 บทนำ

เพื่อให้วงจรรวมต้านทานที่สร้างขึ้นในบทที่ 3 มีการทำงานที่มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ จึงได้ออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT เพื่อนำมาเป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสไบแอสให้กับวงจร CCCII ที่นำมาสร้างเป็นวงจรรวมต้านทาน ซึ่งจะทำให้การทำงานของตัวต้านทานมีค่าไม่ขึ้นกับอุณหภูมิขณะทำงาน นอกจากนี้ยังมีผลทำให้ช่วงแรงดันของการทำงานของวงจรมีค่ากว้างขึ้นด้วย เนื่องจาก วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่นำมาเป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสไบแอสให้กับวงจรรวมต้านทานนั้น ฟังก์ชันของกระแสจะอยู่ในรูปของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกไซน์ (hyperbolic sine: \sinh) ซึ่งจะเหมือนกับฟังก์ชันของกระแสในวงจรรวมต้านทาน ดังนั้นจึงทำให้ผลของอนุกรมลำดับที่สองขึ้นไปของกระแสในวงจรที่อยู่ในฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกไซน์ถูกลดทอนลงด้วยกระแสที่นำมาชดเชยอุณหภูมิ ซึ่งจะ ได้แสดงให้เห็นในการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิ ดังนั้นในบทนี้จะเริ่มจากการนำเสนอวงจรรวมต้านทานที่มีวงจรรวมชดเชยอุณหภูมิ ต่อด้วยผลการจำลองการทำงาน ของวงจรรวมต้านทานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิเปรียบเทียบกับวงจรที่ไม่มี การชดเชยผลของอุณหภูมิ และสุดท้ายจะเปรียบเทียบให้เห็นถึงความแตกต่างในการใช้แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT มาชดเชยอุณหภูมิในวงจรรวมต้านทาน ระหว่างแบบเดิมที่ได้มีผู้ออกแบบมาก่อนหน้านี้ที่ให้กระแสเอาต์พุตแปรผันตาม V_T โดยตรง กับแบบใหม่ที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งให้กระแสเอาต์พุตแปรผันตาม V_T ในรูปของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกไซน์ ซึ่งเป็นฟังก์ชันเดียวกับฟังก์ชันกระแสของวงจร CCCII ที่นำมาสร้างเป็นวงจรรวมต้านทาน

5.2 หลักการชดเชยอุณหภูมิของวงจรรวมต้านทาน

ในการชดเชยอุณหภูมิของวงจรรวมต้านทานที่สร้างขึ้นในบทที่ 3 นั้น ทุกวงจรสามารถใช้หลักการในการชดเชยอุณหภูมิแบบเดียวกัน นั่นคือการออกแบบให้แหล่งจ่ายกระแสที่ไบแอสวงจร CCCII แบบทรานสลิเนียร์มีค่ากระแสที่แปรผันตาม V_T ($I_O \propto V_T$) ซึ่งทำให้เกิดมีหักล้างกันระหว่าง V_T ทำให้ค่าความต้านทานไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ซึ่งจะยกตัวอย่างการทำงานของวงจรรวมต้านทานแบบลบบชนิดลงกราวด์ เพื่อแสดงให้เห็นหลักการที่ใช้ในการชดเชยอุณหภูมิในรูปแบบง่าย ๆ ได้ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 หลักการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานแบบลชนิดลงกราวด์

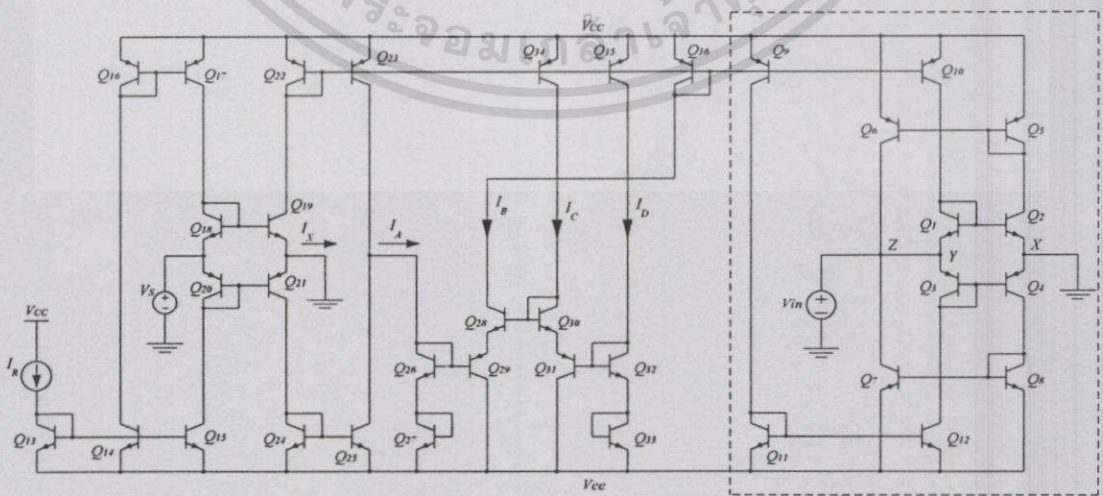
จากรูปที่ 5.1 จะเห็นได้ว่าค่าของความต้านทานจะไม่เปลี่ยนแปลงตาม V_T เนื่องจากจะถูกหักล้างโดยกระแสไบแอสของวงจรที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตาม V_T โดยที่การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานยังสามารถทำได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์เหมือนเดิม

5.3 การทำงานของวงจรความต้านทานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

ในการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานนั้น จะนำเอาแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4 ซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 4.3 มาเป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสไบแอสให้กับวงจรความต้านทานทุกวงจร ซึ่งสามารถวิเคราะห์ห้วงจรและการทำงานของวงจรต่างๆ ได้ดังนี้

5.3.1 วงจรความต้านทานแบบลชนิดลงกราวด์ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

วงจรความต้านทานแบบลชนิดลงกราวด์ที่แสดงในรูปที่ 3.7 เมื่อมีส่วนของวงจรชดเชยอุณหภูมิจะแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 วงจรความต้านทานแบบลชนิดลงกราวด์ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรที่แสดงในรูปที่ 5.2 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ว่าวงจรที่อยู่ในกรอบเส้นประก็คือวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์นั่นเอง โดยมีค่าความต้านทานเท่ากับ

$$R = -\frac{V_T}{2I_O} \quad (5.1)$$

ส่วนทรานซิสเตอร์ $Q_{13} \sim Q_{16}$ จะประกอบกันเป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ซึ่งจะทำหน้าที่จ่ายกระแสไบแอสให้กับวงจร CCCII แบบทรานซิสลีนีร์ โดยค่าของกระแสที่จ่ายออกมานี้จะมีค่าแปรผันตรงกับ V_T ซึ่งเท่ากับค่าที่แสดงในสมการที่ (4.17) ดังนั้นจะได้ว่ากระแสเอาต์พุต I_B มีค่าเท่ากับ

$$I_B = \frac{I_C I_D V_T}{2I_R V_S} \quad (5.2)$$

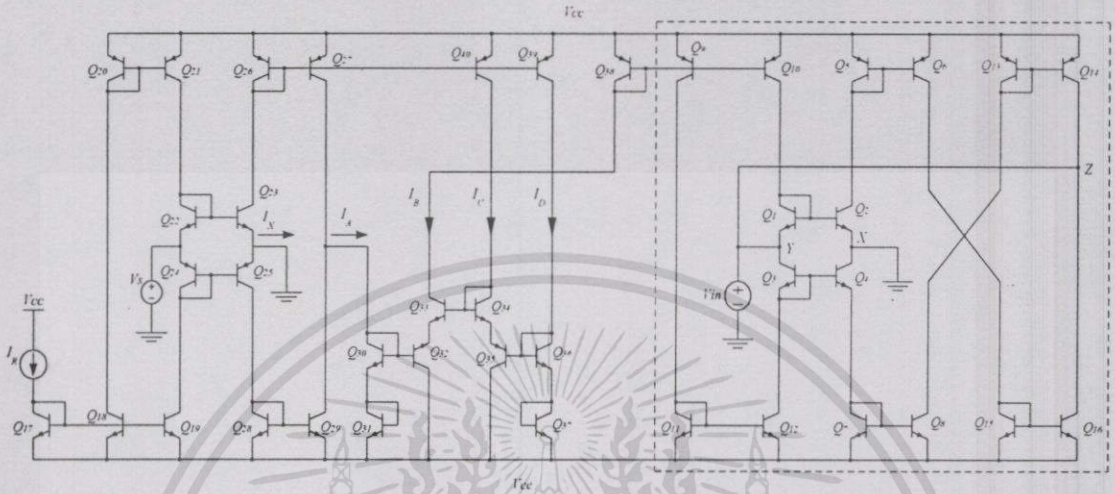
เนื่องจากกระแสไบแอสวงจร CCCII ของวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลงกราวด์ ที่แสดงในรูปที่ 5.2 ก็คือกระแส I_B นั่นเอง และจากวงจรรูปที่ 5.2 จะเห็นได้ว่ากระแส $I_R = I_C = I_D$ และกระแส $I_A = I_X$ ดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแส I_O ในสมการที่ (5.1) ด้วยกระแส I_B ในสมการที่ (5.2) และจัดรูปสมการ จะได้ความต้านทานมีค่าเท่ากับ

$$R = -\frac{V_S}{I_R} \quad (5.3)$$

จากสมการที่ (5.3) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ได้มีส่วนของวงจรชดเชยอุณหภูมิแล้ว ค่าความต้านทานจะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน และค่าความต้านทานยังคงสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบแอส I_R หรือแหล่งจ่ายแรงดัน V_S แต่จะเห็นได้ว่าการปรับค่าแรงดัน V_S นั้นจะส่งผลกระทบต่อความเป็นเชิงเส้นของกระแสเอาต์พุต I_B ในวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 4 ดังนั้นในการจำลองการทำงานหรือในการนำวงจรไปต่อเพื่อใช้งานจริงนั้น การกำหนดค่าแรงดัน V_S จะกำหนดได้จากเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการประมาณกระแส I_B ที่ยอมรับได้ โดยในการจำลองการทำงานนี้ได้เลือกกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดัน V_S มีค่าคงที่เท่ากับ 20 mV ซึ่งทำให้กระแส I_B มีค่าผิดพลาดประมาณ 10% ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่ยอมรับได้ในวิทยานิพนธ์นี้ นอกจากนี้การกำหนดค่าแรงดัน V_S ยังส่งผลกระทบต่อการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานอีกด้วย ซึ่งจะได้กล่าวถึงต่อไป

5.3.2 วงจรความต้านทานแบบบวชนิดลงกราวด์ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

ในทำนองเดียวกันสำหรับวงจรความต้านทานแบบบวชนิดลงกราวด์ที่แสดงในรูปที่ 3.10 เมื่อมีส่วนของวงจรชดเชยอุณหภูมิจะแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรความต้านทานแบบบวชนิดลงกราวด์ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากวงจรที่แสดงในรูปที่ 5.3 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ว่าวงจรที่อยู่ในกรอบเส้นประก็คือวงจรความต้านทานแบบบวชนิดลงกราวด์นั่นเอง โดยมีค่าความต้านทานเท่ากับ

$$R = \frac{V_T}{2I_O} \quad (5.4)$$

การวิเคราะห์ห้วงจรเมื่อมีส่วนของวงจรชดเชยอุณหภูมิแล้ว สามารถทำได้ในลักษณะเดียวกันกับวงจรความต้านทานแบบบวชนิดลงกราวด์ นั่นคือกระแสไบแอสของวงจร CCCII ในวงจรความต้านทานแบบบวชนิดลงกราวด์ ที่แสดงในรูปที่ 5.3 ก็คือกระแส I_B นั่นเอง ดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแส I_O ในสมการที่ (5.4) ด้วยกระแส I_B ในสมการที่ (5.2) จะได้ความต้านทานเท่ากับ

$$R = \frac{V_S}{I_R} \quad (5.5)$$

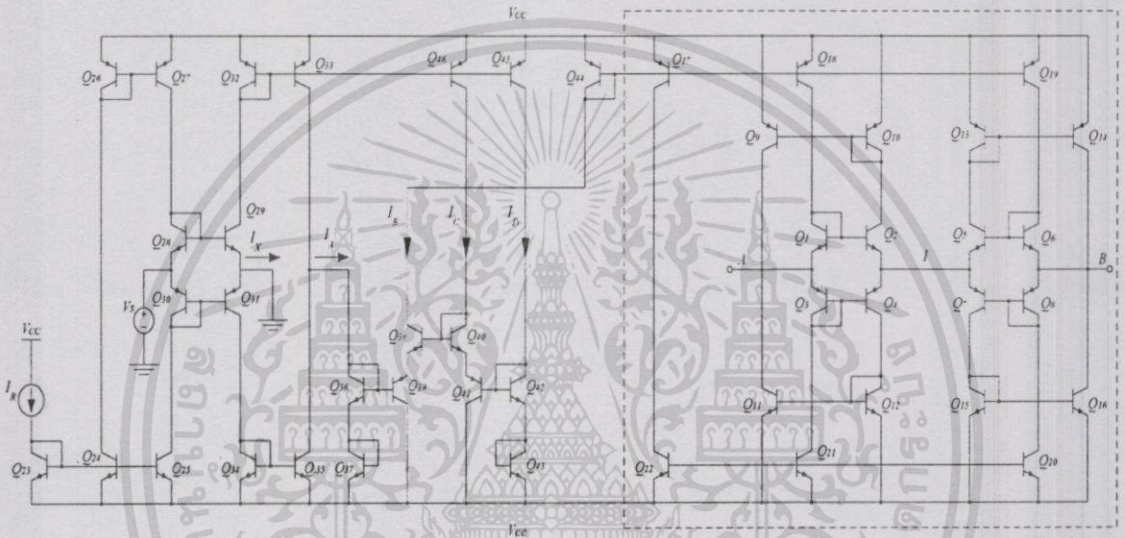
จากสมการที่ (5.5) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ได้มีส่วนของวงจรชดเชยอุณหภูมิแล้ว ค่าความต้านทานจะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน และค่าความต้านทานยังคงสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบแอส I_R หรือแหล่งจ่ายแรงดัน V_S แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามในการเลือกค่าแรงดัน V_S นี้จะส่งผลต่อกระแสเอาต์พุต I_B ด้วย ซึ่งการเลือกค่าแรงดัน V_S นี้จะกำหนดให้เท่ากับค่าที่ใช้ในวงจรความต้านทานแบบลชนชนิดลงกราวด์ ซึ่งได้กล่าวเหตุผลที่เลือกค่า V_S ดังกล่าวไว้แล้ว

5.3.3 วงจรความต้านทานแบบลชนชนิดลอยตัวที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

สำหรับวงจรความต้านทานแบบลชนชนิดลอยตัวที่มีส่วนของวงจรชดเชยผลของอุณหภูมิ จะแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 วงจรความต้านทานแบบลชนชนิดลอยตัวที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากวงจรที่แสดงในรูปที่ 5.4 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ว่าวงจรที่อยู่ในกรอบเส้นประก็คือวงจรความต้านทานแบบลชนชนิดลอยตัวนั่นเอง โดยค่าความต้านทานของวงจรที่มองจากจุด A - B มีค่าเท่ากับ

$$R_{AB} = -\frac{V_T}{I_O} \quad (5.6)$$

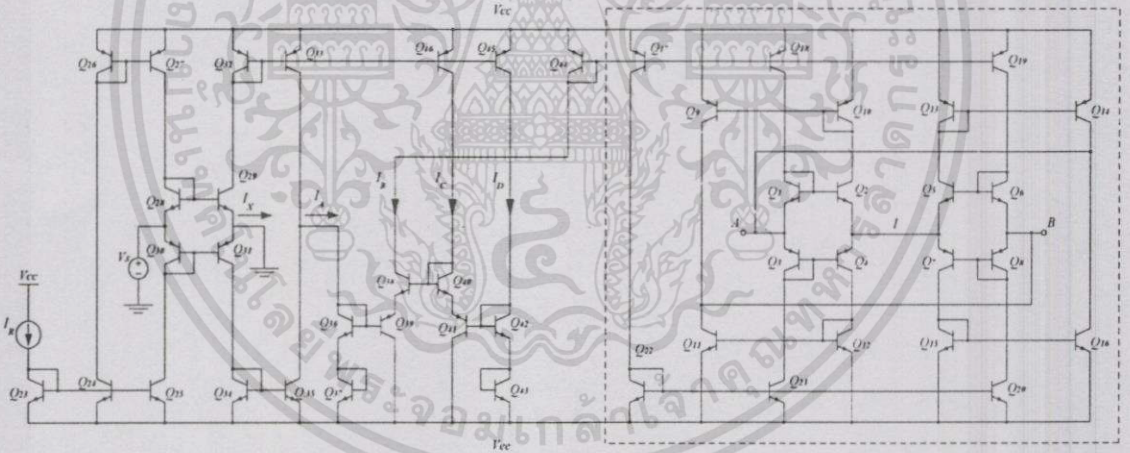
การวิเคราะห์ห้วงจรเมื่อมีส่วนของวงจรชดเชยอุณหภูมิแล้ว สามารถทำได้ในลักษณะเดียวกันกับวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์ นั่นคือกระแสไบแอสของวงจร CCCII ของวงจรความต้านทานแบบลชนชนิดลอยตัวที่แสดงในรูปที่ 5.4 ก็คือกระแส I_B นั่นเอง ดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแส I_O ในสมการที่ (5.6) ด้วยกระแส I_B ในสมการที่ (5.2) จะได้ความต้านทานมีค่าเท่ากับ

$$R_{AB} = -\frac{2V_S}{I_R} \tag{5.7}$$

จากสมการที่ (5.7) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ได้มีส่วนของวงจรชดเชยอุณหภูมิแล้ว ค่าความต้านทานจะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน และค่าความต้านทานยังคงสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบแอส I_R หรือแหล่งจ่ายแรงดัน V_S แต่อย่างไรก็ตามในการเลือกค่าแรงดัน V_S นี้จะส่งผลต่อกระแสเอาต์พุต I_B ด้วย ซึ่งการเลือกค่าแรงดัน V_S นี้จะกำหนดให้เท่ากับค่าที่ใช้ในวงจรความต้านทานแบบลatchingวงจรที่ได้อีกแล้ว เหตุผลที่เลือกค่า V_S ดังกล่าวไว้แล้ว

5.3.4 วงจรความต้านทานแบบบวชนิโคลอยตัวที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

สำหรับวงจรความต้านทานแบบบวชนิโคลอยตัวที่มีส่วนของวงจรชดเชยผลของอุณหภูมิ จะแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 วงจรความต้านทานแบบบวชนิโคลอยตัวที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากวงจรที่แสดงในรูปที่ 5.5 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ว่าวงจรที่อยู่ในกรอบเส้นประก็คือวงจรความต้านทานแบบบวชนิโคลอยตัวนั่นเอง โดยค่าความต้านทานของวงจรที่มองจากจุด A - B มีค่าเท่ากับ

$$R_{AB} = \frac{V_T}{I_O} \tag{5.8}$$

การวิเคราะห์ห้วงจรเมื่อมีส่วนของวงจรถดเซชอุณหภูมิลแล้ว สามารถทำได้ในลักษณะเดียวกันกับวงจรความต้านทานแบบลบบชนิดลอยตัว นั่นคือกระแสไบแอสของวงจร CCCII ของวงจรความต้านทานแบบบวกรชนิดลอยตัวที่แสดงในรูปที่ 5.5 ก็คือกระแส I_B นั่นเองดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแส I_O ในสมการที่ (5.8) ด้วยกระแส I_B ในสมการที่ (5.2) จะได้ความต้านทานแบบบวกรชนิดลอยตัวมีค่าเท่ากับ

$$R_{AB} = \frac{2V_S}{I_R} \quad (5.9)$$

จากสมการ (5.9) จะได้ว่าความต้านทานที่มีส่วนของวงจรถดเซชอุณหภูมิล ค่าของความต้านทานจะไม่ขึ้นอยู่กับ V_T และยังคงสามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบแอส I_R หรือแหล่งจ่ายแรงดัน V_S แต่อย่างไรก็ตามในการเลือกค่าแรงดัน V_S นี้จะส่งผลต่อกระแสเอาต์พุต I_B ด้วย ซึ่งการเลือกค่าแรงดัน V_S นี้จะกำหนดให้เท่ากับค่าที่ใช้ในวงจรความต้านทานแบบลบบชนิดลงกราวด์ ซึ่งได้กล่าวเหตุผลที่เลือกค่า V_S ดังกล่าวไว้แล้ว

5.4 การจำลองการทำงานของวงจรความต้านทานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิล

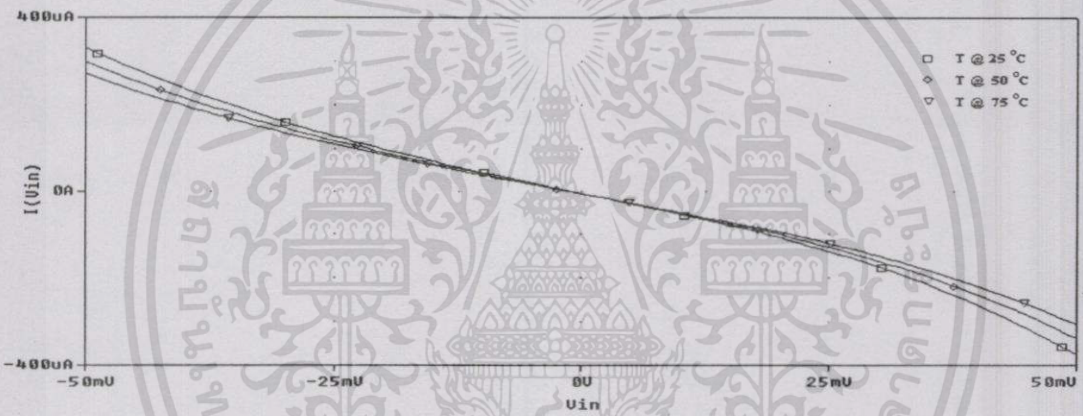
เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรความต้านทานที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิล จึงได้ทำการจำลองการทำงานของวงจรทั้งหมดที่ได้ออกแบบไว้ด้วยโปรแกรมสไปซ์ โดยในการจำลองการทำงานของวงจรความต้านทานนั้น จะพิจารณาจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานที่อุณหภูมิลต่างๆ เพื่อยืนยันว่ามีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิลขณะทำงาน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานจะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิล โดยได้จำลองการทำงานของวงจรที่ยังไม่มีวงจรถดเซชอุณหภูมิลไว้ด้วย เพื่อให้เห็นถึงความแตกต่าง โดยทุกวงจรจะจ่ายไฟเลี้ยงวงจรให้มีค่าเท่ากับ $\pm 2.5V$ และเพื่อสะดวกในการปรับค่าจึงได้กำหนดให้กระแส $I_R = I_C = I_D$ โดยมีค่าเท่ากับ $100 \mu A$ และในส่วนของแรงดัน V_S ได้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $20 mV$ ซึ่งจะทำให้เกิดค่าความผิดพลาดในการประมาณกระแส I_B ประมาณเท่ากับ 10% ซึ่งเป็นค่าสูงที่สุดที่ยอมรับได้ในการทำงานนี้ ดังนั้นจะได้ค่ากระแสไบแอสของวงจร CCCII มีค่าประมาณเท่ากับ $65 \mu A$ และทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างกระแส กับแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานที่อุณหภูมิล $25^\circ C$, $50^\circ C$ และ $75^\circ C$

เนื่องจากค่าของความต้านทานนั้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน V_S ด้วย ดังนั้นจึงจะจำลองการทำงานของวงจรเพื่อดูค่าของความต้านทานเมื่อแรงดัน V_S มีการเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $1 mV$ ถึง $26 mV$ ด้วย เพื่อแสดงให้เห็นผลของค่าความต้านทานเมื่อแรงดัน V_S มีค่าเปลี่ยนแปลงไปที่อุณหภูมิลต่างๆ โดยกำหนดให้กระแส $I_R = I_C = I_D$ เท่ากับ $100 \mu A$ เช่นกัน และในส่วนของ

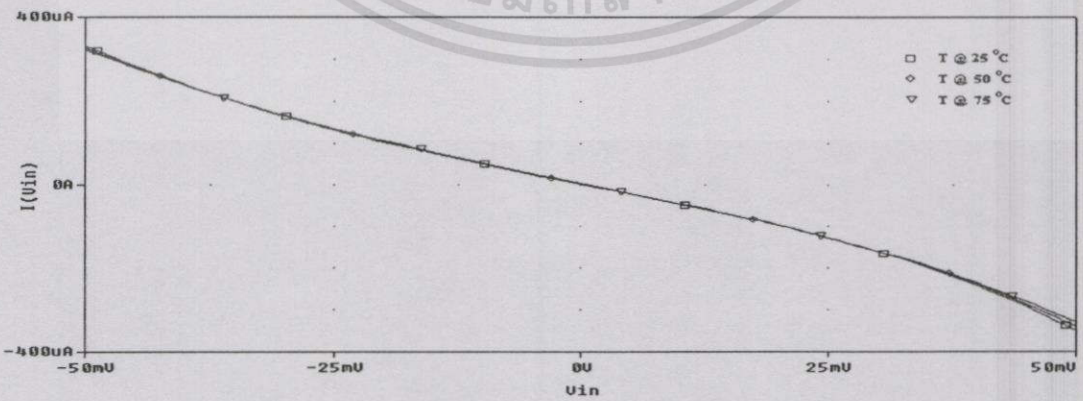
แรงดัน V_{in} ในวงจรความต้านทานชนิดลกราวด์ และแรงดัน V_{AB} ในวงจรความต้านทานชนิดลอยตัวนั้น ได้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 20 mV และจำลองการทำงานเพื่อผลของความต้านทานที่อุณหภูมิ 25 °C, 50 °C และ 75 °C ซึ่งผลการจำลองการทำงานของความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจร กับผลการจำลองการทำงานระหว่างค่าความต้านทาน กับแรงดัน V_S ของวงจรความต้านทานต่างๆ จะแสดงได้ดังนี้

5.4.1 วงจรความต้านทานแบบลขชนิดลกราวด์ที่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ

จากการจำลองการทำงานของวงจรความต้านทานแบบลขชนิดลกราวด์ทั้งสองแบบ แสดงผลของความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ เปรียบเทียบกันได้ดังรูปที่ 5.6 และ 5.7 ตามลำดับ



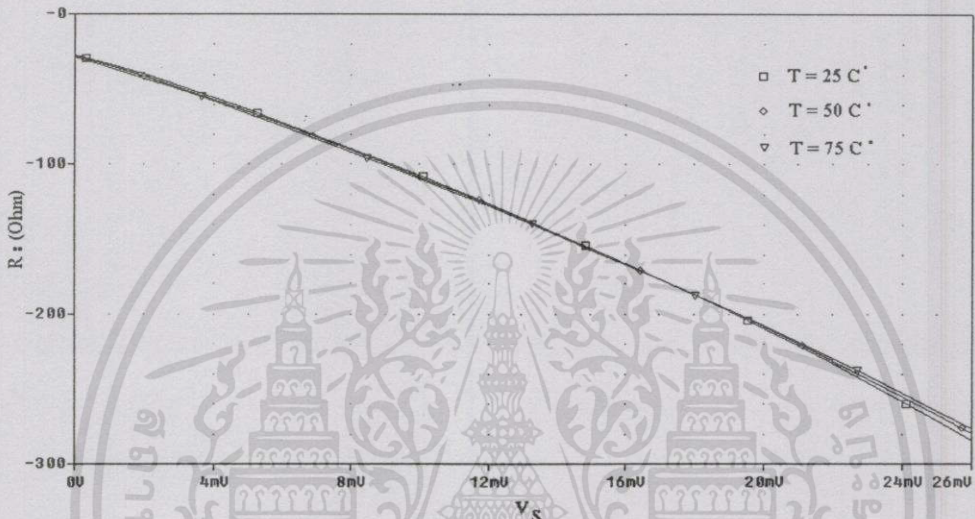
รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบลขชนิดลกราวด์ที่ไม่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ



รูปที่ 5.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบลขชนิดลกราวด์ที่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการจำลองการทำงานที่แสดงดังรูปที่ 5.6 และ 5.7 นั้น จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า วงจรความต้านทานที่มีส่วนของวงจรชดเชยอุณหภูมิแล้ว ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดัน ที่อุณหภูมิต่างๆ มีค่าไม่เปลี่ยนแปลงในช่วงแรงดันการทำงานคือ ± 23 mV ซึ่งเป็นการแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานจะมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน และถ้าพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทาน เมื่อแรงดัน V_s มีค่าเปลี่ยนแปลงไปที่อุณหภูมิต่างๆ จะแสดงผลการจำลองการทำงานได้ดังรูปที่ 5.8

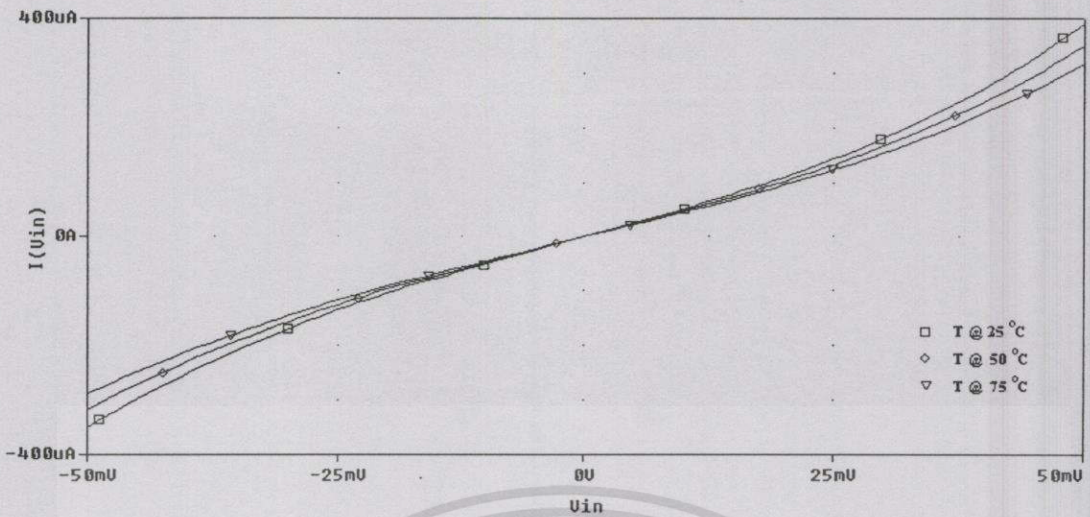


รูปที่ 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของวงจรความต้านทานแบบลชชนิดลงกราวด์ และแรงดัน V_s ที่อุณหภูมิต่างๆ

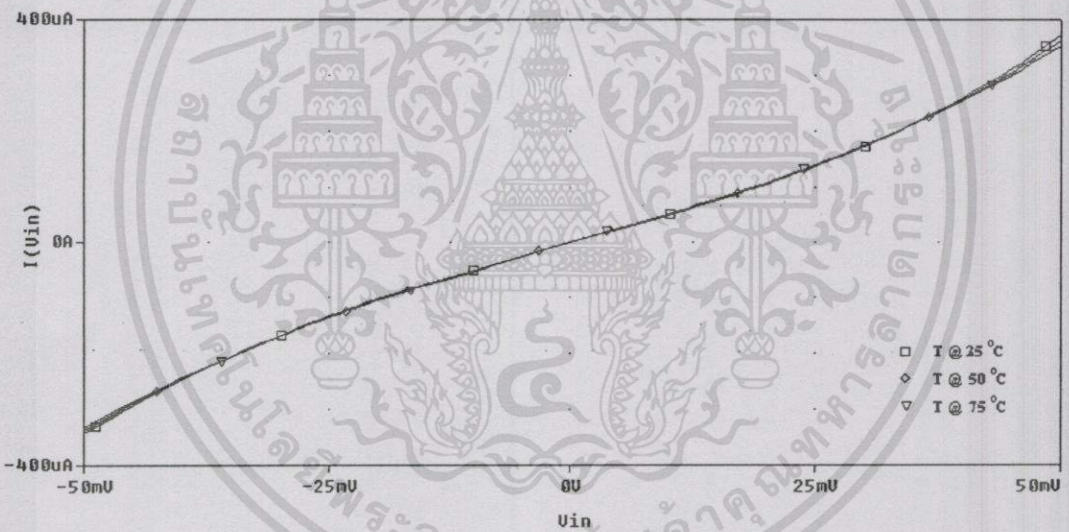
จากผลการจำลองการทำงานที่แสดงดังรูปที่ 5.8 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่าความต้านทาน นั้นมีค่าค่อนข้างที่จะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน และจะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดัน V_s มีค่าเปลี่ยนแปลงจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรชดเชยอุณหภูมิด้วย ซึ่งเหตุผลจะได้กล่าวถึงในเรื่องการวิเคราะห์ ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานต่อไป

5.4.2 วงจรความต้านทานแบบชดเชยชนิดลงกราวด์ที่มีวงจรถดเชยอุณหภูมิ

จากการจำลองการทำงานของวงจรทั้งสองแบบ แสดงผลของความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ เปรียบเทียบได้ดังรูปที่ 5.9 และ 5.10 ตามลำดับ

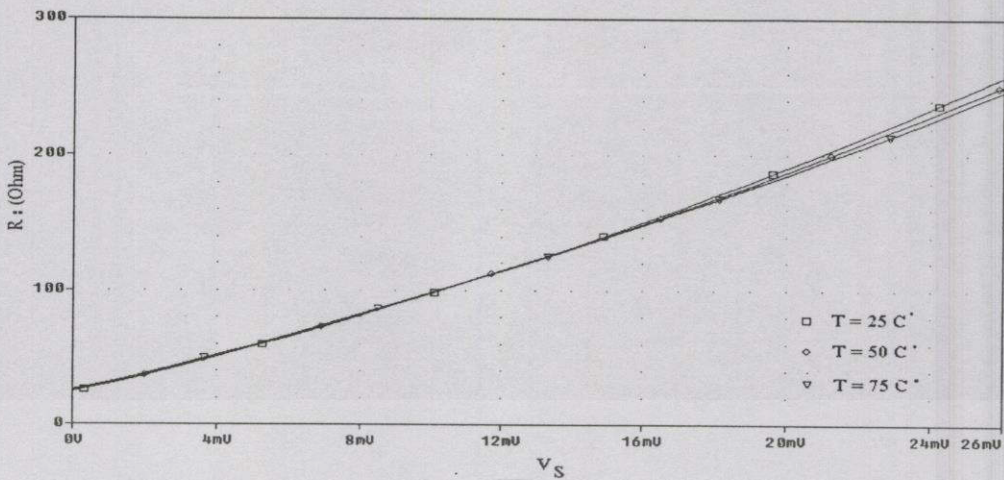


รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ที่ไม่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ



รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลงกราวด์ที่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ

จากผลการจำลองการทำงานที่แสดงดังรูปที่ 5.9 และ 5.10 นั้น จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า วงจรความต้านทานที่มีส่วนของวงจรชดเชยอุณหภูมิแล้ว ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ มีค่าไม่เปลี่ยนแปลงในช่วงแรงดันการทำงานคือ $\pm 23 \text{ mV}$ ซึ่งเป็นการแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานจะมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน และถ้าพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทาน เมื่อแรงดัน V_s มีค่าเปลี่ยนแปลงไปที่อุณหภูมิต่างๆ จะแสดงผลการจำลองการทำงานได้ดังรูปที่ 5.11

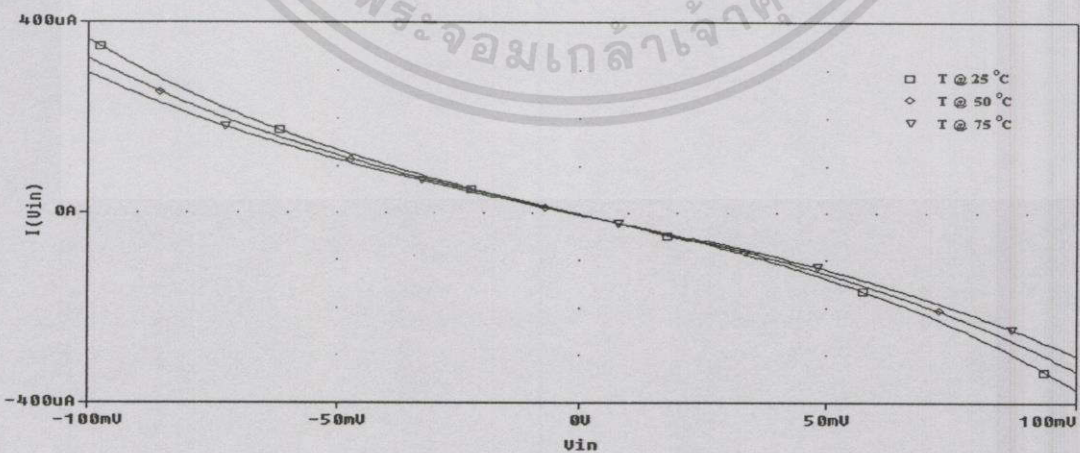


รูปที่ 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของวงจรความต้านทานแบบบวกรชนิดลงกราวด์ และแรงดัน V_s ที่อุณหภูมิต่างๆ

จากผลการจำลองการทำงานที่แสดงดังรูปที่ 5.11 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่าความต้านทานนั้นมีค่าค่อนข้างที่จะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะ และจะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดัน V_s มีค่าเปลี่ยนแปลงจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรชดเชยอุณหภูมิด้วย ซึ่งเหตุผลจะได้กล่าวถึงในเรื่องการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานต่อไป

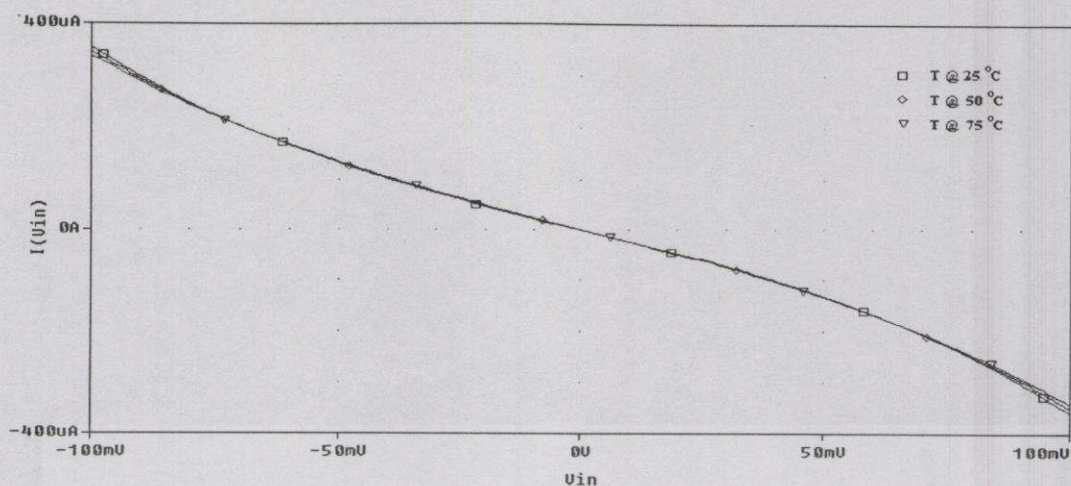
5.4.3 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวที่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ

จากการจำลองการทำงานของวงจรทั้งสองแบบ แสดงผลของความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ เปรียบเทียบกัน ได้ดังรูปที่ 5.12 และ 5.13 ตามลำดับ



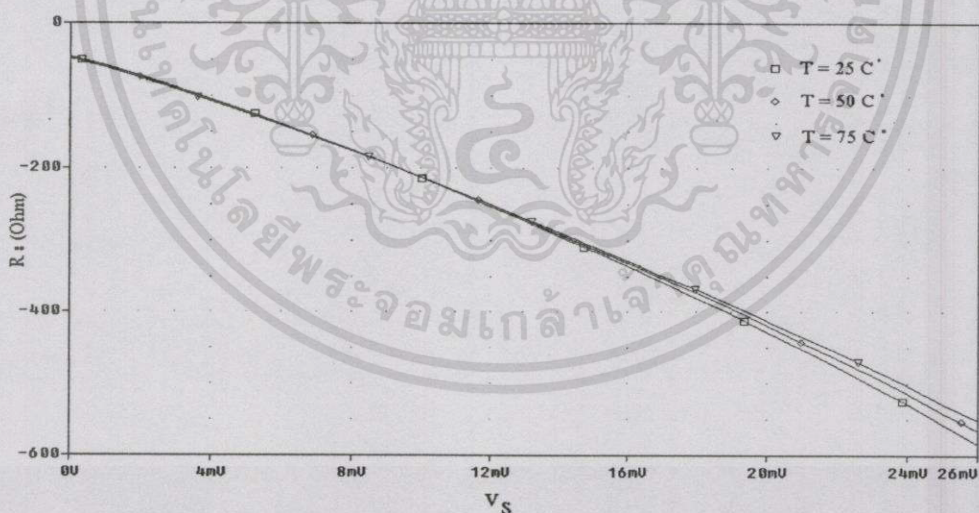
รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวที่ไม่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบลชนิคลอยตัวที่มีวงจรถดเชยอุณหภูมิ

จากผลการจำลองการทำงานของวงจรที่แสดงดังรูปที่ 5.12 และ 5.13 นั้น จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าวงจรความต้านทานที่มีส่วนของวงจรถดเชยอุณหภูมิแล้ว ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ มีค่าไม่เปลี่ยนแปลงในช่วงแรงดันการทำงาน $+46$ mV ซึ่งเป็นการแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานจะมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน



รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของวงจรความต้านทานแบบลชนิคลอยตัว และแรงดัน V_s ที่อุณหภูมิต่างๆ

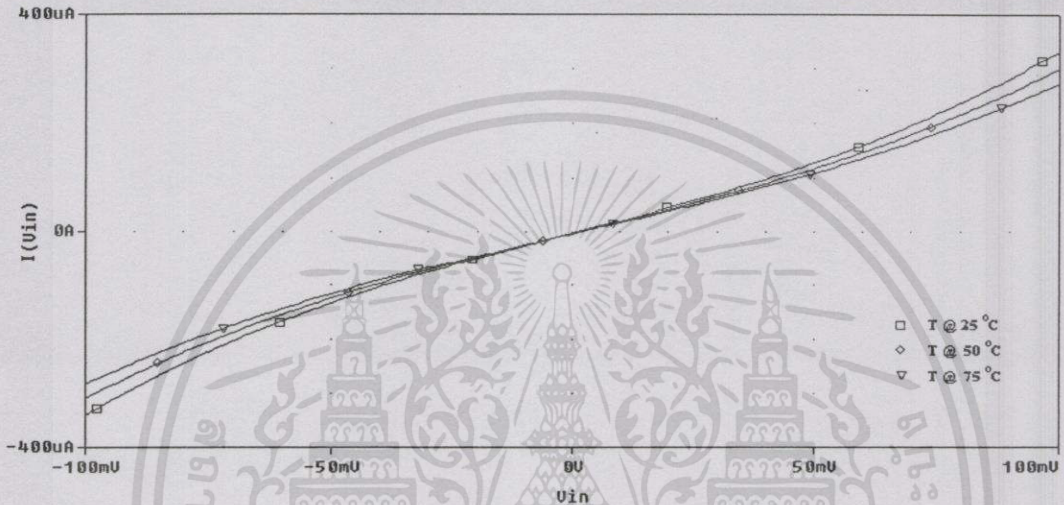
จากผลการจำลองการทำงานที่แสดงดังรูปที่ 5.14 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่าความต้านทานนั้นมีค่าค่อนข้างที่จะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน และจะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดัน V_s มีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

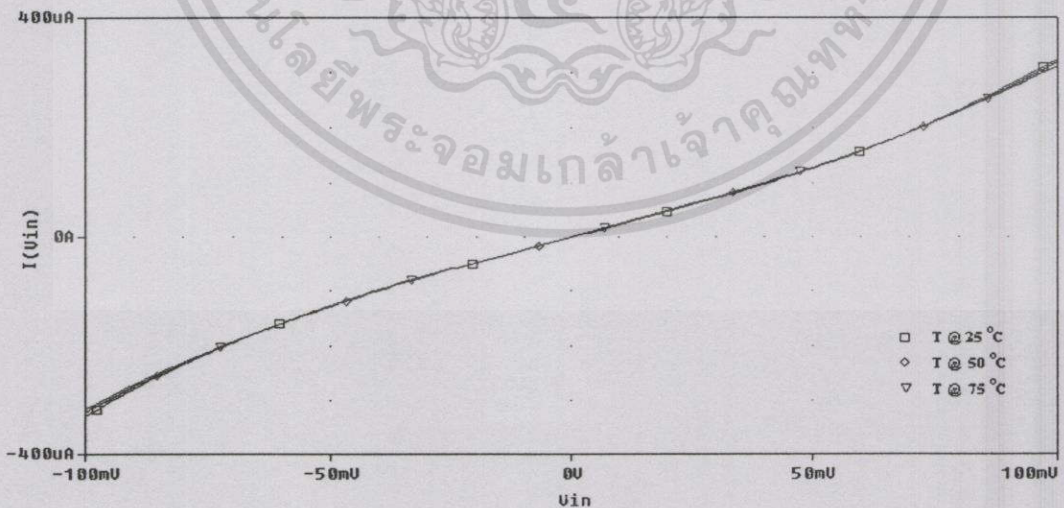
เปลี่ยนแปลงจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของเซลล์ด้วย ซึ่งเหตุผลจะได้กล่าวถึงในเรื่องการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานต่อไป

5.4.4 วงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวที่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ

จากการจำลองการทำงานของวงจรทั้งสองแบบ แสดงผลของความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ เปรียบเทียบกันได้ดังรูปที่ 5.15 และ 5.16 ตามลำดับ

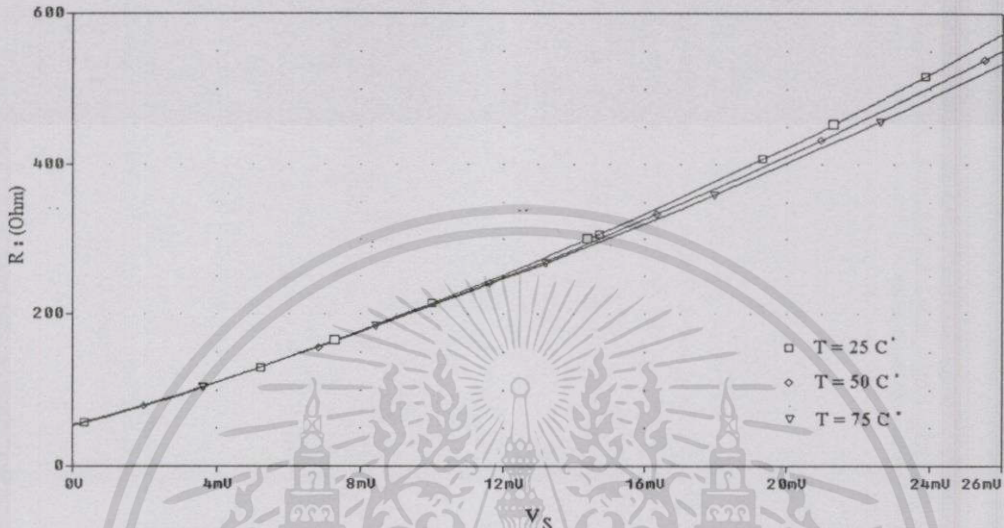


รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวที่ไม่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ



รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ ของวงจรความต้านทานแบบบวกชนิดลอยตัวที่มีวงจรชดเชยอุณหภูมิ

จากผลการจำลองการทำงานของวงจรที่แสดงดังรูปที่ 5.15 และ 5.16 นั้น จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าวงจรความต้านทานที่มีส่วนของวงจรชดเชยอุณหภูมิแล้ว ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่อุณหภูมิต่างๆ มีค่าไม่เปลี่ยนแปลงในช่วงแรงดันการทำงาน ± 46 mV ซึ่งเป็นการแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานจะมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน



รูปที่ 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของวงจรความต้านทานแบบบวกรหัสสี่ขั้ว และแรงดัน V_s ที่อุณหภูมิต่างๆ

จากผลการจำลองการทำงานที่แสดงดังรูปที่ 5.17 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่าความต้านทานนั้นมีค่าค่อนข้างที่จะไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน และจะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดัน V_s มีค่าเปลี่ยนแปลงจะส่งผลต่อการชดเชยอุณหภูมิด้วย ซึ่งเหตุผลจะได้กล่าวถึงในเรื่องการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานต่อไป

จากการจำลองการทำงานของวงจรความต้านทานทั้ง 4 แบบนั้น แสดงให้เห็นว่าแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ได้ออกแบบไว้สามารถชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานได้ และการปรับค่าของความต้านทานนั้นสามารถปรับได้จากแหล่งจ่ายกระแสไบแอส I_R นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อแหล่งจ่ายแรงดัน V_s มีการเปลี่ยนแปลงจะส่งผลต่อค่าความต้านทาน และการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานด้วย ซึ่งเหตุผลนั้นจะได้กล่าวถึงในหัวข้อของการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานดังต่อไปนี้

5.5 การวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิ

เนื่องจากในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแส PTAT แบบใหม่ ดังแสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งมีข้อดีที่สำคัญคือไม่ต้องอาศัยวงจรที่ช่วยทำให้กระแสไหลก่อน นอกจากนี้จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุตจะแปรผันตาม V_T ในรูปของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ ซึ่งเป็นฟังก์ชันเดียวกับกระแส I_X ของวงจร CCCII แบบทรานสลิเนียร์ที่นำมาสร้างเป็นวงจรความต้านทาน ดังนั้นจึงน่าจะเกิดการชดเชยอุณหภูมิได้ดีกว่าการใช้วงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT โดยทั่วไปที่แสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งมักจะให้กระแสเอาต์พุตแปรผันตาม V_T โดยตรง ดังนั้นเพื่อพิสูจน์ข้อสมมติฐานข้างต้นในการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิจะแสดงการเปรียบเทียบผลการชดเชยอุณหภูมิระหว่างการใช้อุปกรณ์แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่แสดงในรูปที่ 4.1 และ 4.2 โดยทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของวงจรความต้านทานที่อุณหภูมิต่างๆ เปรียบเทียบกับความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันสมมติที่มีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ โดยใช้โปรแกรม Mathcad ซึ่งเป็นโปรแกรมคำนวณทางคณิตศาสตร์มาพล็อตกราฟเพื่อเปรียบเทียบ โดยจะแบ่งการวิเคราะห์เป็น 2 แบบ คือวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์ และวงจรความต้านทานชนิดลอยตัว

5.5.1 การวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์

เนื่องจากวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์ทั้งแบบบวก และแบบลบสมการกระแสจะเหมือนกันแต่มีทิศทางการต่างกัน ดังนั้นจะวิเคราะห์เฉพาะความต้านทานแบบลบเท่านั้น ซึ่งแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.7 เห็นได้ว่ามีรูปแบบวงจรเหมือนกับวงจร CCCII แบบทรานสลิเนียร์ ที่แสดงในรูป 2.4 และจากคุณสมบัติของวงจร CCCII จะได้ว่ากระแส $I_X = I_Z$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_m ด้วยแต่มีทิศทางตรงกันข้าม และแรงดัน V_m ของวงจรจะมีค่าเท่ากับ V_{yx} ซึ่งจากการวิเคราะห์ค่ากระแส I_x ดังแสดงในสมการที่ (2.15) จะได้กระแส I_m มีค่าเท่ากับ

$$I_m = -2I_0 \cdot \sinh\left(\frac{V_m}{V_T}\right) \quad (5.10)$$

จากอนุกรมเทย์เลอร์ของ \sinh เมื่อกำหนดให้ $V_m \ll V_T$ หรือ $I_m \ll 2I_0$ จะทำให้สามารถประมาณ $\sinh\left(\frac{V_m}{V_T}\right) \cong \frac{V_m}{V_T}$ ซึ่งจะได้

$$I_m = -\frac{2I_0 V_m}{V_T} \quad (5.11)$$

หรือ

$$V_m = -\frac{I_m V_T}{2I_0} \quad (5.12)$$

จากสมการที่ (5.11) และ (5.12) จะเห็นว่าถ้าจัดให้แหล่งจ่ายกระแสไบแอส I_0 มีค่าแปรผันตาม V_T จะทำให้เกิดการหักล้างกันระหว่าง V_T ดังนั้น I_m และ V_m จะไม่เปลี่ยนแปลงตาม V_T ทำให้ค่าความต้านทานไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน ซึ่งวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ก็มีหลากหลายวงจรแต่ส่วนใหญ่มักจะให้กระแสเอาต์พุตมีค่าแปรผันกับ V_T โดยตรง ดังแสดงในสมการที่ (4.8) แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ขึ้นใหม่ ซึ่งให้กระแสเอาต์พุตแปรผันตาม V_T ในรูปของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ ดังแสดงในสมการที่ (4.16) ดังนั้นเพื่อเปรียบเทียบการทำงานจึงนำเอากระแส PTAT ในสมการที่ (4.8) และสมการที่ (4.16) มาแทนกระแส I_0 ในสมการที่ (5.10) และกำหนดให้กระแส I_m ที่ใช้แหล่งจ่ายกระแส ดังสมการที่ (4.8) ว่า I_w และ I_m ที่ใช้แหล่งจ่ายกระแสดังสมการที่ (4.16) ว่า I_v ซึ่งแสดงสมการได้ตามลำดับดังนี้

$$I_w = -2 \left(\frac{2V_T}{R} \ln(k) \right) \cdot \sinh \left(\frac{V_m}{V_T} \right) \quad (5.13)$$

$$I_v = -2 \left(\frac{I_C I_D}{2I_R \sinh \left(\frac{V_S}{V_T} \right)} \right) \cdot \sinh \left(\frac{V_m}{V_T} \right) \quad (5.14)$$

จากสมการที่ (5.13) และ (5.14) เพื่อความง่ายในการเปรียบเทียบการชดเชยอุณหภูมิ จึงกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ ดังนี้ ในสมการที่ (5.13) กำหนดให้ $R = 4$ ในส่วนของ $\ln(k)$ ซึ่งเป็นค่าคงที่จะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $1/2$ และในส่วนของสมการ (5.14) กำหนดให้ $I_C = I_D = I_R = 1$ ดังนั้นจะเขียนสมการที่ (5.13) และ (5.14) เมื่อแทนค่าตัวแปรได้ตามลำดับดังนี้

$$I_w = - \left(\frac{V_T}{V_S} \right) \cdot \sinh \left(\frac{V_m}{V_T} \right) \quad (5.15)$$

$$I_v = - \frac{1}{\sinh \left(\frac{V_S}{V_T} \right)} \cdot \sinh \left(\frac{V_m}{V_T} \right) \quad (5.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (5.15) และ (5.16) จะเห็นความแตกต่างได้อย่างชัดเจนคือ แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ของกระแส I_w จะแปรผันตาม V_T โดยตรง ส่วนกระแส I_v จะแปรผันตาม V_T ในรูปของไฮเปอร์โบลิกไซน์ ดังนั้นจึงน่าจะเกิดการชดเชยอุณหภูมิได้ดีกว่า นอกจากนี้ยังน่าจะทำให้ช่วงแรงดันของการทำงานของวงจรวางขึ้นอีกด้วย เนื่องจากผลของอนุกรมลำดับที่สองขึ้นไปจะถูกลดทอนลงด้วยกระแสที่นำมาชดเชยอุณหภูมิ เพราะเป็นตัวหารอยู่ในสมการ ดังนั้นเพื่อทดสอบข้อสมมติฐานข้างต้นจึงนำสมการทั้งสองมาเปรียบเทียบกับกระแสสมมติที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ และเป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถหาได้จากสมการทั้งสองคือ ถ้ากำหนดให้ V_s และ $V_m \ll V_T$ จะทำให้สามารถประมาณ $\sinh\left(\frac{V_s}{V_T}\right) \cong \frac{V_s}{V_T}$ และ $\sinh\left(\frac{V_m}{V_T}\right) \cong \frac{V_m}{V_T}$ ได้ ซึ่งในกรณีที่ V_T เกิดการหักล้างกันหมดจะทำให้กระแส $I_w = I_v$ และสมมติให้มีค่าเท่ากับ

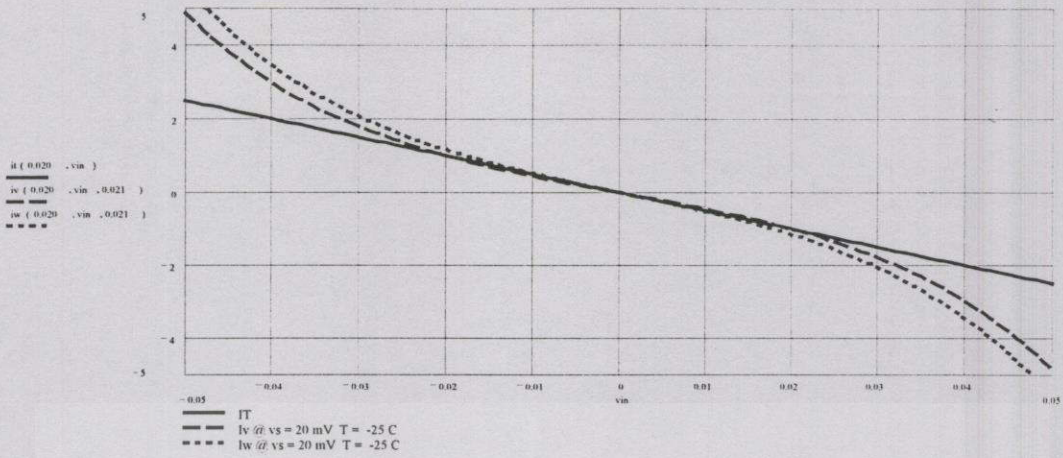
$$I_T = -\frac{V_m}{V_s} \quad (5.17)$$

ซึ่งจากสมการที่ (5.17) เห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของ I_T จะไม่ขึ้นอยู่กับ V_T และเป็นเชิงเส้น โดยแสดงอยู่ในรูปของอัตราส่วนแรงดัน ซึ่งเนื่องมาจากการสมมติตัวแปรขึ้นมาเพื่อให้ง่ายในการเปรียบเทียบ และการคำนวณทางคณิตศาสตร์เท่านั้น ดังนั้นกระแส I_T นี้จึงเป็นเพียงกระแสสมมติที่ใช้เป็นกระแสอ้างอิงในการเปรียบเทียบเท่านั้น จึงไม่มีหน่วย ซึ่งในการเปรียบเทียบการชดเชยอุณหภูมิ และความเป็นเชิงเส้นของกระแส I_w และ I_v จะทำโดยการนำสมการทั้งสองมาเปรียบเทียบกับกระแส I_T โดยพิจารณาจากค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นที่อุณหภูมิต่างๆ ว่าเกิดค่าผิดพลาด หรือเบี่ยงเบนไปจากกระแส I_T เท่าใดโดยหาได้จาก

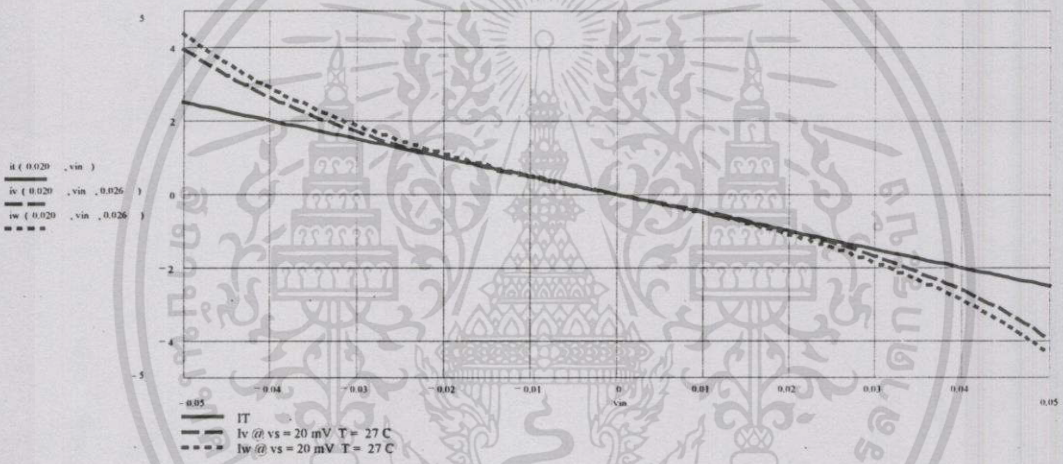
$$\text{error}(\%) = \frac{|I_T - I_{xc}|}{|I_T|} \cdot 100 \quad (5.18)$$

โดย I_{xc} คือกระแสที่อุณหภูมิต่างๆ ที่นำมาเปรียบเทียบ

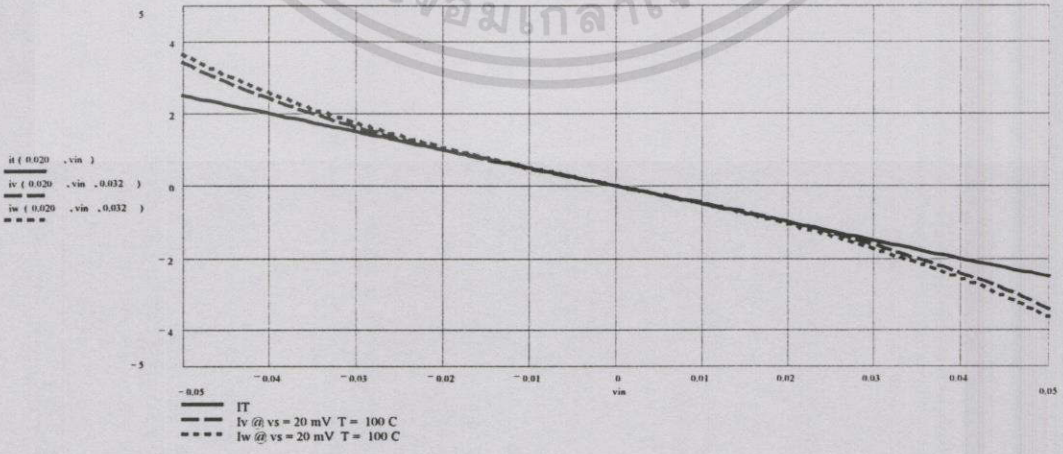
ดังนั้นเมื่อนำสมการ I_w และ I_v ไปพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับกระแส I_T และพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดัน V_m ที่อุณหภูมิต่างๆ ด้วยโปรแกรม Mathcad โดยได้เลือกทดสอบที่อุณหภูมิ -25°C , 27°C และ 100°C ซึ่งจะได้ V_T เท่ากับ 21 mV, 26 mV และ 32 mV ตามลำดับ และกำหนดให้ $V_s = 20$ mV ส่วน V_m ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ -50 mV ถึง $+50$ mV ซึ่งจะได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของ I_w และ I_v ที่เปรียบเทียบกับ I_T ที่อุณหภูมิต่างๆดังนี้



รูปที่ 5.18 กราฟกระแส I_w และ I_v เปรียบเทียบกับ I_T ที่อุณหภูมิ $-25 \text{ }^\circ\text{C}$



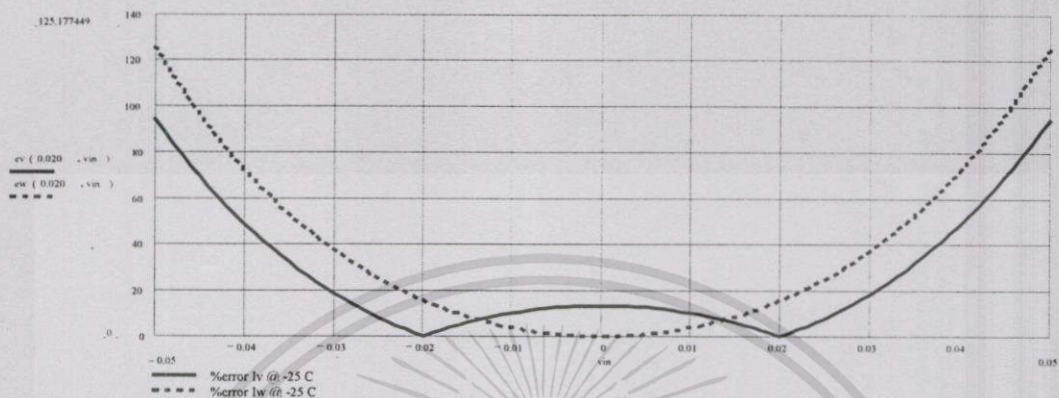
รูปที่ 5.19 กราฟกระแส I_w และ I_v เปรียบเทียบกับ I_T ที่อุณหภูมิ $27 \text{ }^\circ\text{C}$



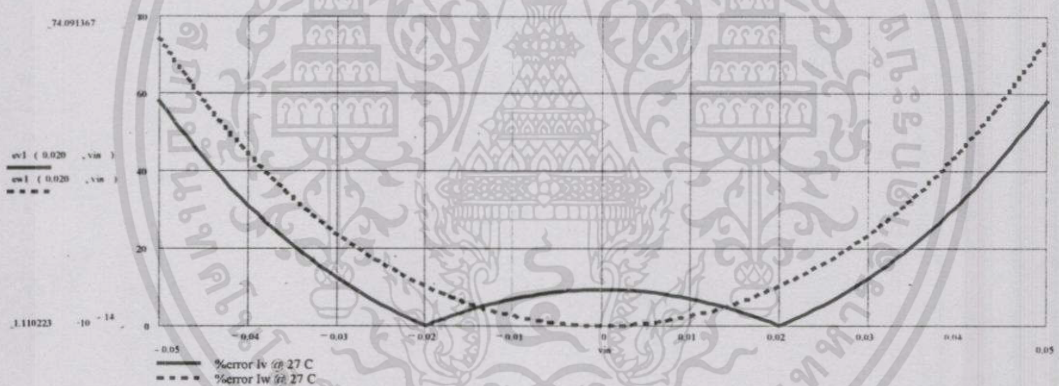
รูปที่ 5.20 กราฟกระแส I_w และ I_v เปรียบเทียบกับ I_T ที่อุณหภูมิ $100 \text{ }^\circ\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

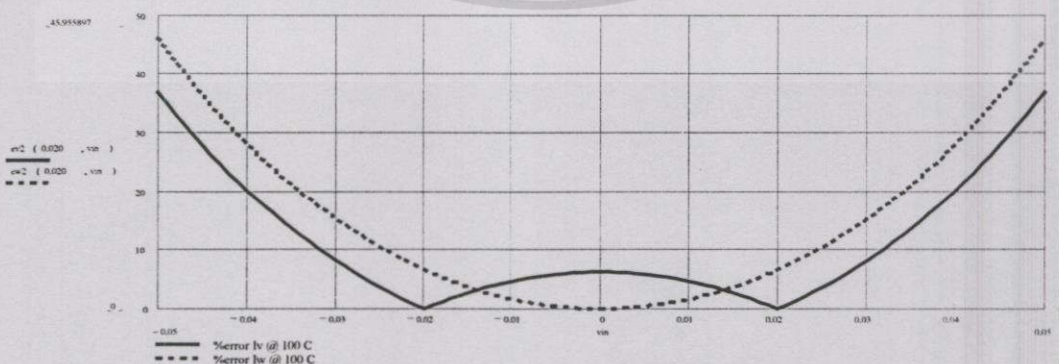
จากรูปที่ 5.18 – 5.20 ซึ่งเป็นกราฟกระแส I_W และ I_V เปรียบเทียบกับ I_T ที่อุณหภูมิต่างๆ จะเห็นได้ว่าเมื่อ V_{in} มีค่ามากขึ้น กระแสทั้งสองจะเบี่ยงเบนจาก I_T มากขึ้นด้วยค่าที่ต่างกัน ดังนั้น จะหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดตามสมการที่ (5.18) ได้ดังนี้



รูปที่ 5.21 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_W และ I_V ที่อุณหภูมิ $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$



รูปที่ 5.22 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_W และ I_V ที่อุณหภูมิ $27\text{ }^{\circ}\text{C}$



รูปที่ 5.23 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_W และ I_V ที่อุณหภูมิ $100\text{ }^{\circ}\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_w และ I_v ที่แสดงดังรูปที่ 5.21 - 5.23 จะเห็นได้ว่าเป็นความแตกต่างกัน ซึ่งในการอธิบายผลการทดลองที่เกิดขึ้นจะขอแทน $\frac{V_m}{V_T}$ ด้วยตัวแปร Y และ $\frac{V_s}{V_T}$ ด้วยตัวแปร X ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

5.5.1.1 ค่าความผิดพลาดในการชดเชยอุณหภูมิของกระแส I_w

จากสมการที่ (5.15) จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าการชดเชย V_T ของกระแส I_w นั้นจะทำได้ก็ต่อเมื่อสามารถประมาณ $\sinh(Y) \cong Y$ ได้ เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ของ I_w จะแปรผันตาม V_T โดยตรง ซึ่งการประมาณ $\sinh(Y) \cong Y$ นั้นจะมีความผิดพลาดสูงขึ้นเมื่อ Y มีค่ามากขึ้น ซึ่งจะเห็นได้อย่างชัดเจนจากรูปที่ 5.21 - 5.23 ที่แสดงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_w ที่อุณหภูมิต่างๆ มีค่ามากขึ้นเมื่อ V_m มีค่ามากขึ้น นอกจากนี้ยังมีค่าเท่ากับค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh(Y) \cong Y$ ที่ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ง. ซึ่งเป็นการพิสูจน์ให้เห็นว่าชดเชยได้ในช่วงที่ประมาณ $\sinh(Y) \cong Y$ ได้เท่านั้น โดยที่ค่าคงที่ V_s จะไม่ส่งผลต่อการชดเชย V_T เลย และในกรณีที่ V_T มีค่าสูงขึ้นค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจะมีค่าลดลงเนื่องจาก Y มีค่าลดลงนั่นเอง

5.5.1.2 ค่าความผิดพลาดในการชดเชยอุณหภูมิของกระแส I_v

จากสมการที่ (5.16) จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่ากระแส I_v จะมีตัวแปร V_T ที่อยู่ในฟังก์ชันแบบเดียวกันคือไฮเปอร์โบลิกไซน์ ดังนั้นน่าจะเกิดการชดเชยอุณหภูมิได้ดีกว่า ซึ่งจากกราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่แสดงในรูปที่ 5.21 - 5.23 จะสามารถแบ่งได้เป็น 3 กรณีคือ

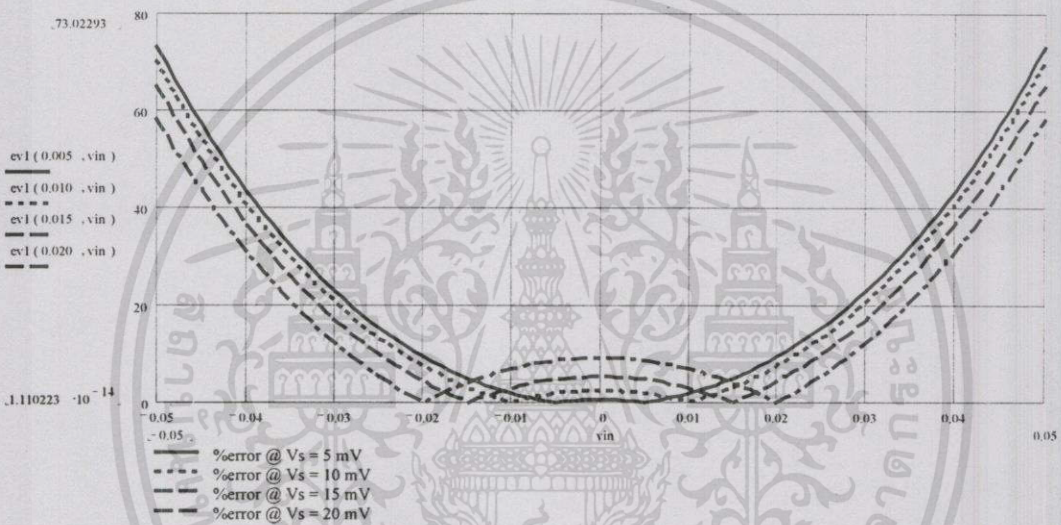
(ก) ในกรณีที่ $|V_m| = |V_s|$ จะเห็นได้ว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่ากระแสของ I_v จะมีค่าไม่ขึ้นกับ V_T เลย

(ข) ในกรณีที่ $|V_m| < |V_s| < V_T$ จะเห็นได้ว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T สูงสุดในช่วงนี้จะมีค่าขึ้นอยู่กับความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh(X) \cong X$ เป็นหลัก เนื่องจากการประมาณ $\sinh(Y) \cong Y$ จะมีค่าความผิดพลาดน้อยกว่า ซึ่งในการทดลองได้เลือกให้ V_s มีค่าเท่ากับ 20 mV ดังนั้นค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสูงสุดในช่วงนี้เมื่อพิจารณาที่อุณหภูมิ 27 °C จะมีค่าประมาณ 10% ซึ่งประมาณเท่ากับเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการประมาณ $\sinh(X) \cong X$ เมื่อ V_s มีค่าเท่ากับ 20 mV ที่อุณหภูมิ 27 °C ดังนั้นเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสูงสุดในช่วงนี้จึงมีค่าขึ้นอยู่กับค่าเลือกค่า V_s เป็นสำคัญ

(ค) ในกรณีที่ $|V_m| > |V_s|$ เห็นได้ว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ในช่วงนี้นอกจากจะมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh(Y) \cong Y$ เป็นหลักแล้ว ยังต้องพิจารณาค่าความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh(X) \cong X$ ด้วย เนื่องจากถ้าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh(X) \cong X$ มีค่าสูง ก็หมายความว่าอนุกรมลำดับที่สองขึ้นไปของ

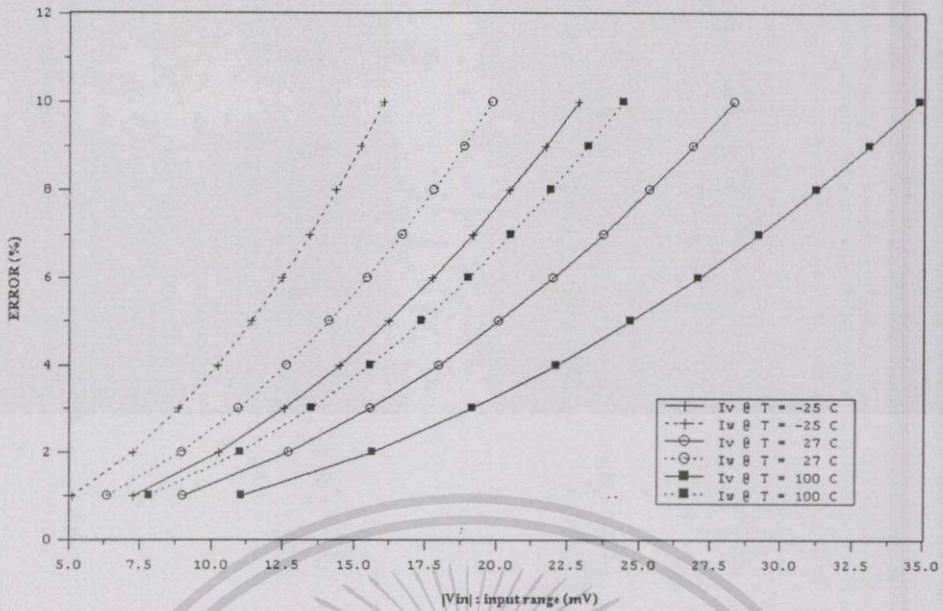
$\sinh(X)$ มีค่ามากขึ้นซึ่งจะส่งผลต่อ $\sinh(Y)$ โดยจะทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่เกิดจากอนุกรมลำดับที่สองของ $\sinh(Y)$ มีค่าลดลง เพราะถูกหารด้วยฟังก์ชันในลักษณะเดียวกัน ดังนั้นจึงมีผลทำให้เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของ I_V ในช่วงนี้มีค่าลดลง

จากข้อสรุปในข้อ (ก) – (ค) นั้นจะเห็นได้ว่าค่า V_S มีผลต่อค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_V เป็นอย่างมาก ดังนั้นเพื่อทดสอบผลของ V_S ที่มีต่อกระแส I_V จึงทดลองปรับค่า V_S ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 5 mV ถึง 20 mV โดยเพิ่มค่าทีละ 5 mV โดยทดลองเฉพาะที่อุณหภูมิห้องคือ 27 °C เท่านั้น เนื่องจากที่อุณหภูมิต่างๆ จะใช้หลักในการพิจารณาเหมือนกัน ซึ่งจะได้กราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่แรงดัน V_S ต่างๆ ดังนี้



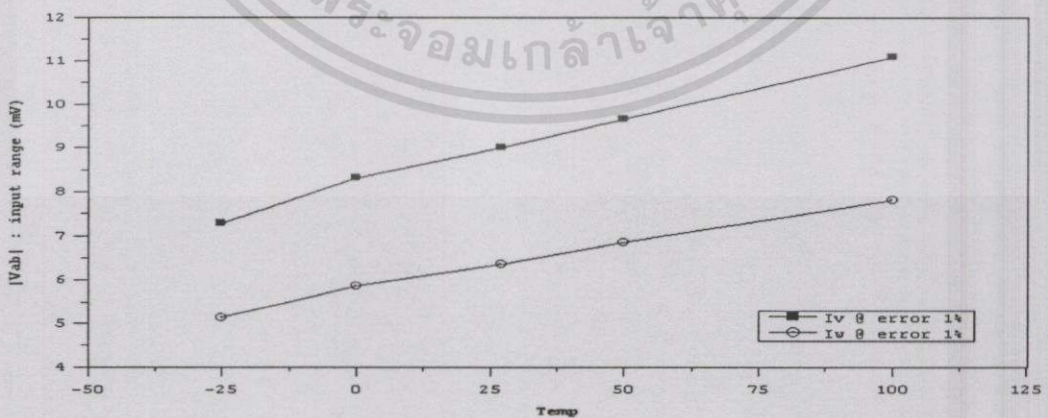
รูปที่ 5.24 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_V เมื่อ V_S มีค่าต่างๆ

จากรูปที่ 5.24 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่า V_S มีผลต่อการชดเชย V_T ของกระแส I_V ดังนี้คือถ้า V_S มีค่าน้อยค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแส I_V ที่อยู่ในช่วง $|V_{in}| < |V_S| < V_T$ จะมีค่าน้อย และอยู่ในช่วงแคบ ส่วนค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในช่วง $|V_{in}| > |V_S|$ จะมีค่ามากเมื่อเปรียบเทียบกับ V_S ที่มีค่าสูงกว่า ซึ่งเนื่องจากผลของอนุกรมลำดับที่สองขึ้นไปของ $\sinh(X)$ ที่เป็นตัวหามีค่าน้อยกว่านั่นเอง ดังนั้นในการนำไปใช้งานจะต้องพิจารณาค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่วง $|V_{in}| < |V_S| < V_T$ เป็นหลัก ซึ่งสามารถกำหนดได้โดยตรงจากแรงดัน V_S ของวงจรรูปทรานสลิเนียร์ในวงจรรูปที่ 4.2 ซึ่งถ้ายอมให้เกิดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดช่วงนี้เพิ่มขึ้นเล็กน้อยก็จะทำให้ได้ช่วงแรงดันการทำงานที่กว้างขึ้นกว่าการชดเชยอุณหภูมิแบบเดิม เนื่องจากค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในช่วง $|V_{in}| > |V_S|$ จะมีค่าลดลงนั่นเอง และเพื่อแสดงให้เห็นภาพการเปรียบเทียบอย่างชัดเจนจะสรุปกราฟความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T กับช่วงแรงดันการทำงานระหว่างกระแส I_W และ I_V ที่อุณหภูมิต่างๆ ได้ดังรูปที่ 5.25



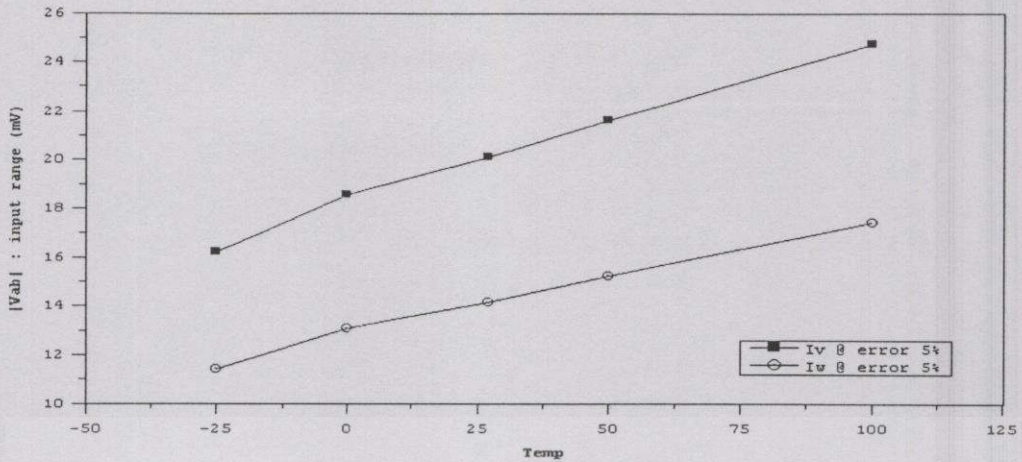
รูปที่ 5.25 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันของการทำงานของวงจร กับค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบระหว่าง I_w และ I_v ที่อุณหภูมิต่างๆ

จากรูปที่ 5.25 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากันช่วงแรงดันของการทำงานของกระแส I_v จะมีช่วงกว้างกว่า I_w ที่ทุกๆ อุณหภูมิ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการใช้แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ตัวแปร I_v มีฟังก์ชันเหมือนกัน นอกจากจะชดเชยอุณหภูมิได้แล้ว ยังทำให้ช่วงแรงดันในการทำงานกว้างขึ้นอีกด้วย ดังนั้นถ้าพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันการใช้งานที่อุณหภูมิต่างๆ เปรียบเทียบกัน โดยเลือกพิจารณาที่เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากับ 1% และ 5% จะแสดงกราฟได้ดังรูปที่ 5.26 – 5.27 ตามลำดับ



รูปที่ 5.26 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันการทำงานของ I_w และ I_v ที่อุณหภูมิต่างๆ ที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากับ 1%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.27 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันการทำงานของ I_w และ I_v ที่อุณหภูมิต่างๆ ที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากับ 5%

จากกราฟรูปที่ 5.26 – 5.27 จะเห็นได้ว่าเมื่อเปรียบเทียบที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากันช่วงแรงดันการใช้งานของ I_v จะสูงกว่า I_w ที่ทุกๆ อุณหภูมิ

5.5.2 การวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานชนิดลอยตัว

ในการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานชนิดลอยตัวนี้ ก็สามารถพิจารณาได้เหมือนกับการชดเชยอุณหภูมิของวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์ และเช่นเดียวกัน กระแสของวงจรความต้านทานแบบบวกจะเท่ากับวงจรความต้านทานแบบลบ แต่มีทิศทางตรงกันข้าม ดังนั้นจึงจะวิเคราะห์เฉพาะวงจรความต้านทานแบบลบเท่านั้น ซึ่งจากวงจรความต้านทานลอยตัวแบบลบที่แสดงดังรูปที่ 3.15 จะได้สมการกระแสของวงจรความต้านทานมีค่าเท่ากับ

$$I_m = -2I_o \cdot \sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \quad (5.19)$$

โดยที่ V_{AB} คือ แรงดันที่ขั้วของความต้านทาน

จากสมการที่ (5.19) เห็นได้ว่ามีลักษณะเดียวกับวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์ เพียงแต่มีค่าตัวแปรต่างกันเท่านั้น ดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแสไบแอส I_o ด้วยสมการกระแสที่ (4.8) และ (4.16) โดยจัดให้ตัวแปรต่างๆ มีค่าเหมือนกับวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์ และกำหนดให้กระแส I_m ที่ใช้กระแสไบแอส I_o ด้วยสมการที่ (4.8) ว่า I_{WF} และ I_m ที่ใช้ค่ากระแสไบแอส I_o ด้วยสมการที่ (4.16) ว่า I_{VF} ดังนั้นจะเขียนสมการกระแส I_m เมื่อแทนค่าแล้วได้ดังนี้

$$I_{WF} = -\left(\frac{V_T}{V_S}\right) \cdot \sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \quad (5.20)$$

$$I_{VF} = -\frac{1}{\sinh\left(\frac{V_S}{V_T}\right)} \cdot \sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \quad (5.21)$$

จากสมการที่ (5.20) และ (5.21) จะเห็นได้ว่าถ้า $V_S \ll V_T$ และ $V_{AB} \ll 2V_T$ ทำให้สามารถประมาณ $\sinh\left(\frac{V_S}{V_T}\right) \cong \frac{V_S}{V_T}$ และ $\sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \cong \frac{V_{AB}}{2V_T}$ ซึ่งในกรณีที่ V_T เกิดการหักล้างกันหมดจะทำให้กระแส $I_{WF} = I_{VF}$ และสมมติให้มีค่าเท่ากับ

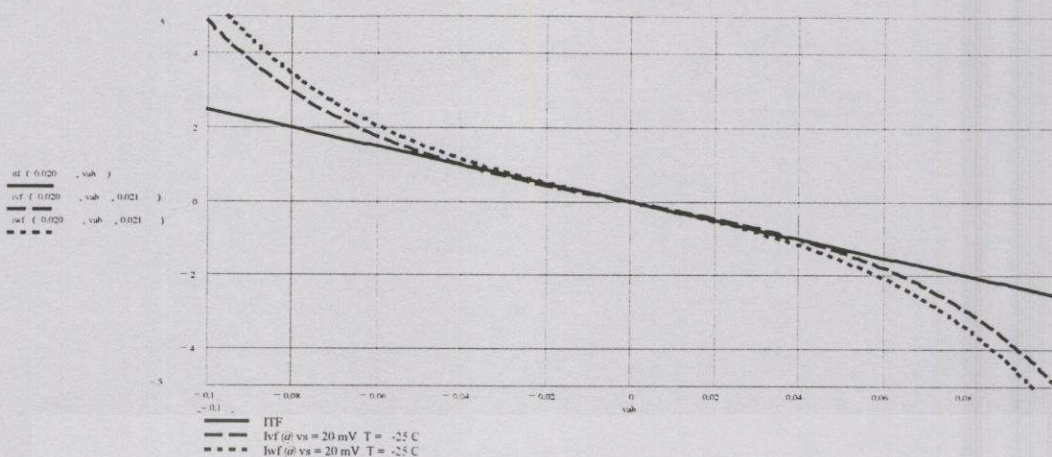
$$I_{TF} = \frac{V_{AB}}{2V_S} \quad (5.22)$$

จากสมการที่ (5.22) จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของ I_{TF} จะไม่ขึ้นอยู่กับ V_T และเป็นเชิงเส้น โดยแสดงอยู่ในรูปของอัตราส่วนแรงดัน ซึ่งไม่มีหน่วยโดยเหตุผลก็จะเหมือนกับกระแสสมมติ I_T ในวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์ ดังนั้นในการเปรียบเทียบการชดเชยอุณหภูมิ และความเป็นเชิงเส้นของกระแส I_{WF} และ I_{VF} จะทำโดยการนำสมการทั้งสองมาเปรียบเทียบกับกระแส I_{TF} โดยพิจารณาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นที่อุณหภูมิต่างๆ ว่าเกิดค่าผิดพลาดหรือเบี่ยงเบนไปจากกระแส I_{TF} เท่าใด โดยจะหาเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดได้จาก

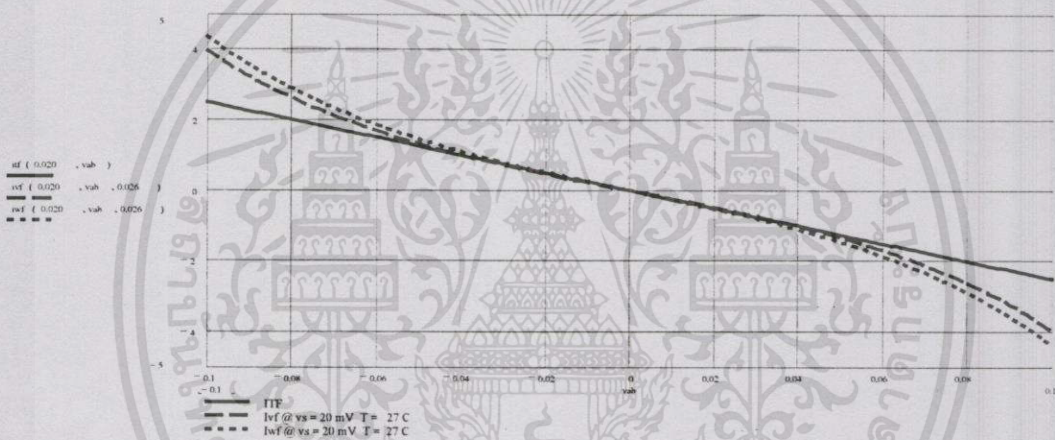
$$\text{error}(\%) = \frac{|I_{TF} - I_{XC}|}{|I_{TF}|} \cdot 100 \quad (5.23)$$

โดยที่ I_{XC} คือกระแสที่ต้องการเปรียบเทียบที่อุณหภูมิต่างๆ

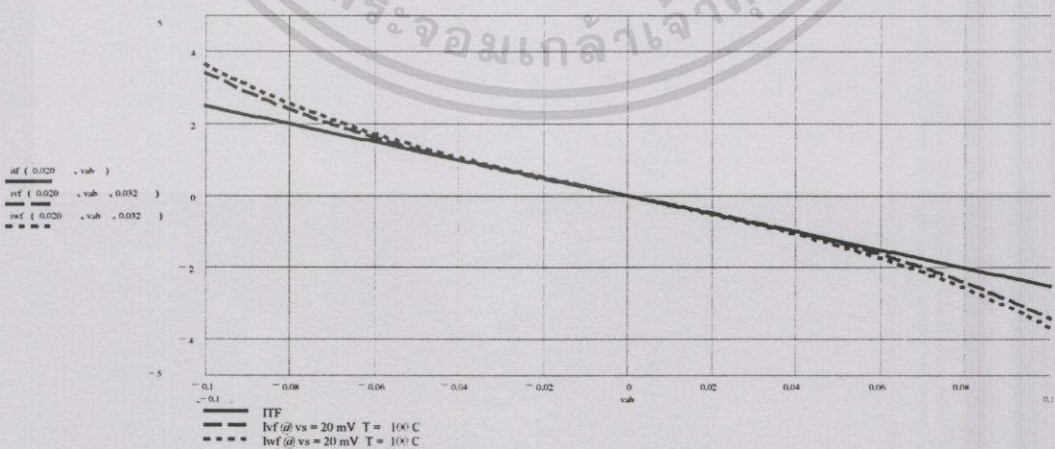
ดังนั้นในการทดสอบจึงนำสมการทั้งสองนี้ไปพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับกระแส I_{TF} และพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดัน V_{AB} ที่อุณหภูมิต่างๆ ด้วยโปรแกรม Mathcad ซึ่งได้ทดสอบที่อุณหภูมิ -25°C 27°C และ 100°C ซึ่งจะได้ V_T เท่ากับ 21 mV, 26 mV และ 32 mV ตามลำดับ และกำหนดให้ $V_S = 20$ mV ส่วนค่าของ V_{AB} ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ -100 mV ถึง $+100$ mV ซึ่งจะได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันของ I_{WF} และ I_{VF} ที่เปรียบเทียบกับ I_{TF} ที่อุณหภูมิต่างๆดังนี้



รูปที่ 5.28 กราฟกระแสของ I_{WF} และ I_{VF} เปรียบเทียบกับ I_{TF} ที่อุณหภูมิ -25 °C



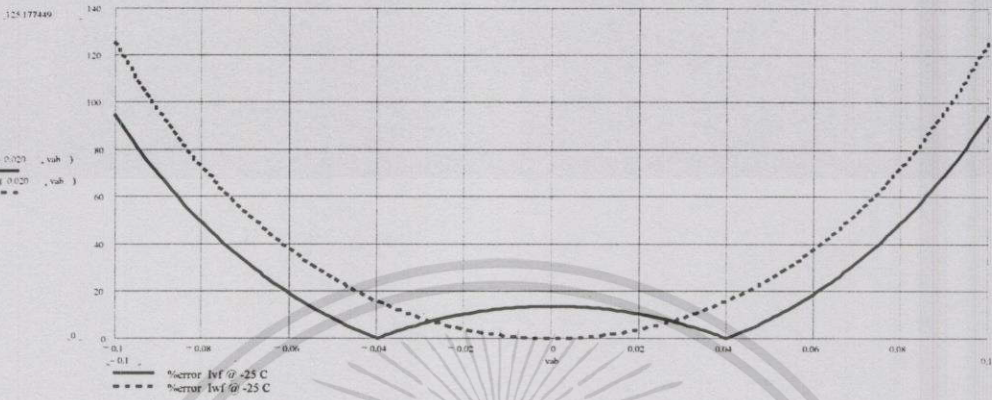
รูปที่ 5.29 กราฟกระแสของ I_{WF} และ I_{VF} เปรียบเทียบกับ I_{TF} ที่อุณหภูมิ 27 °C



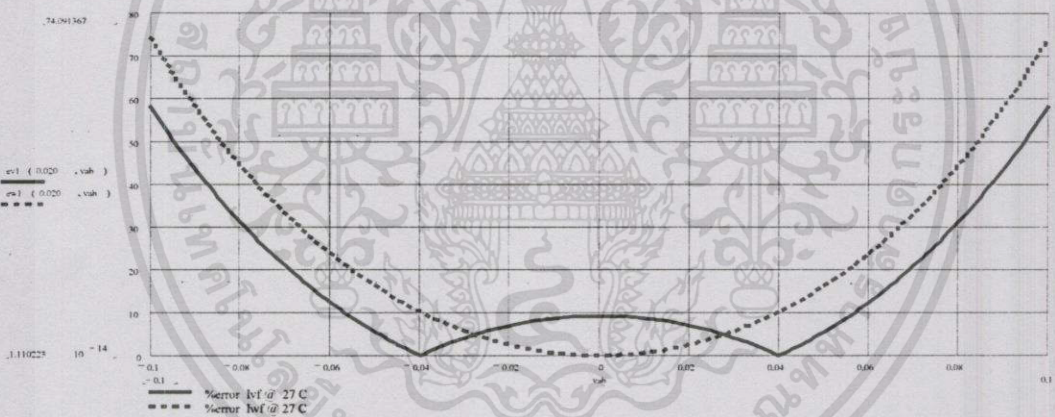
รูปที่ 5.30 กราฟกระแสของ I_{WF} และ I_{VF} เปรียบเทียบกับ I_{TF} ที่อุณหภูมิ 100 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

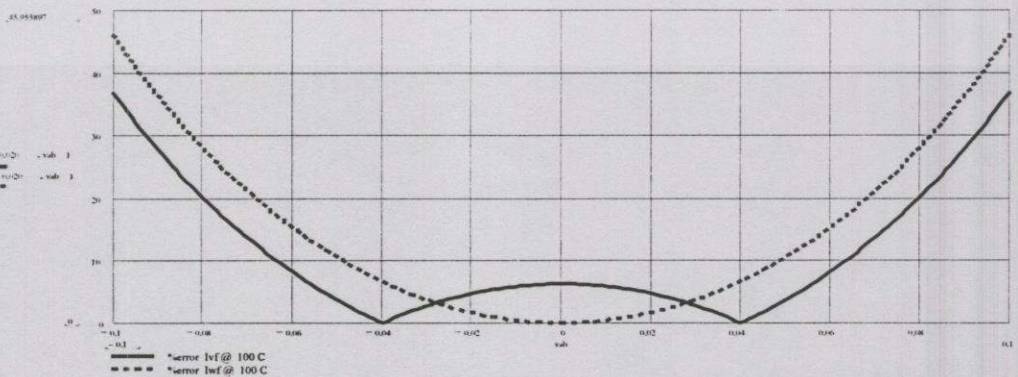
จากรูปที่ 5.28 – 5.30 ซึ่งเป็นกราฟกระแส I_{WF} และ I_{VF} เปรียบเทียบกับ I_{TF} ที่อุณหภูมิต่างๆ จะเห็นได้ว่าเมื่อ V_{AB} มีค่ามากขึ้น กระแสทั้งสองจะเบี่ยงเบนจาก I_T มากขึ้นด้วยค่าที่ต่างกัน ดังนั้นจะหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดตามสมการที่ (5.23) ได้ดังนี้



รูปที่ 5.31 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิ $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$



รูปที่ 5.32 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิ $27\text{ }^{\circ}\text{C}$



รูปที่ 5.33 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิ $100\text{ }^{\circ}\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{WF} และ I_{VF} ที่แสดงดังรูปที่ 5.31 - 5.33 เห็นได้ว่ามีรูปแบบเหมือนกับวงจรรวมความต้านทานชนิดลจกราวด์ แต่จะเห็นว่าที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากันค่า V_{AB} จะเป็น 2 เท่าของ V_m ทั้งนี้เนื่องจากในวงจรรวมความต้านทานชนิดลอยตัว ค่าตัวแปร V_T ในไฮเปอร์โบลิกไซน์จะเป็น 2 เท่าของความต้านทานชนิดลจกราวด์ และในการอธิบายผลของความผิดพลาดในการชดเชยอุณหภูมิสามารถอธิบายได้ในลักษณะเดียวกับความต้านทานชนิดลจกราวด์ โดยจะแทน $\frac{V_{AB}}{2V_T}$ ด้วยตัวแปร Z และ $\frac{V_S}{V_T}$ ด้วยตัวแปร X ซึ่งสรุปผลได้ดังนี้

5.5.2.1 ค่าความผิดพลาดในการชดเชยอุณหภูมิของกระแส I_{WF}

จากสมการที่ (5.20) จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าการชดเชย V_T ของกระแส I_{WF} นั้นจะทำได้ก็ต่อเมื่อสามารถประมาณ $\sinh(Z) \cong Z$ ได้ เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ของ I_{WF} จะแปรผันตาม V_T โดยตรง ซึ่งการประมาณ $\sinh(Z) \cong Z$ นั้นจะมีความผิดพลาดสูงขึ้นเมื่อ X มีค่ามากขึ้น ซึ่งจะเห็นได้อย่างชัดเจนจากรูปที่ 5.31 - 5.33 ที่แสดงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{WF} ที่อุณหภูมิต่างๆ มีค่ามากขึ้นเมื่อ V_{AB} มีค่ามากขึ้น นอกจากนี้ยังมีค่าเท่ากับค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh(Z) \cong Z$ ที่ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ง. ซึ่งเป็นการพิสูจน์ให้เห็นว่าชดเชยได้ในช่วงที่ประมาณ $\sinh(Z) \cong Z$ ได้เท่านั้น โดยที่ค่าคงที่ V_S จะไม่ส่งผลต่อการชดเชย V_T เลย และในกรณีที่ V_T มีค่าสูงขึ้นค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจะมีค่า ลดลงเนื่องจาก Z มีค่าลดลงนั่นเอง

5.5.2.2 ค่าความผิดพลาดในการชดเชยอุณหภูมิของกระแส I_{VF}

จากสมการที่ (5.21) จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่ากระแส I_{VF} จะมีตัวแปร V_T ที่อยู่ในฟังก์ชันแบบเดียวกันคือ ไฮเปอร์โบลิกไซน์ ดังนั้นน่าจะเกิดการชดเชยอุณหภูมิได้ดีกว่า ซึ่งจากกราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่แสดงในรูปที่ 5.31 - 5.33 จะสามารถแบ่งได้เป็น 3 กรณีเช่นกันคือ

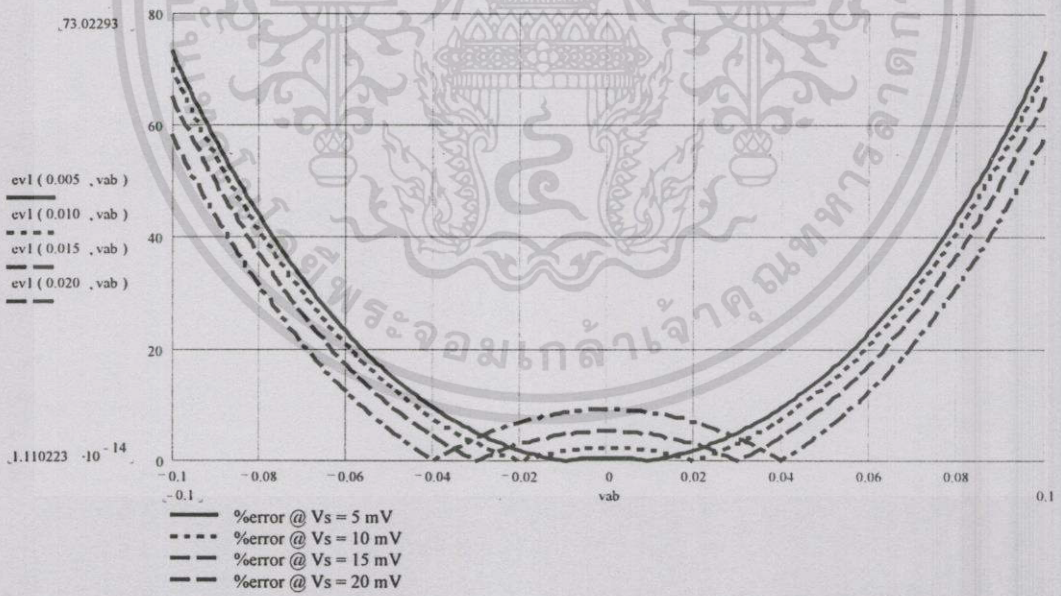
(ก) ในกรณีที่ $|V_{AB}| = |2V_S|$ จะเห็นได้ว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่ากระแสของ I_{VF} จะมีค่าไม่ขึ้นกับ V_T เลย

(ข) ในกรณีที่ $|V_{AB}| < |2V_S| < V_T$ จะเห็นได้ว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T สูงสุดในช่วงนี้ยังมีค่าขึ้นอยู่กับความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh(X) \cong X$ เป็นหลัก เช่นเดียวกับวงจรรวมความต้านทานชนิดลจกราวด์ ซึ่งในการทดลองได้เลือกให้ V_S มีค่าเท่ากับ 20 mV ดังนั้นค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดสูงสุดในช่วงนี้เมื่อพิจารณาที่อุณหภูมิ 27 °C จะมีค่าประมาณ 10% ซึ่งประมาณเท่ากับเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการประมาณ $\sinh(X) \cong X$ เมื่อ

V_S มีค่าเท่ากับ 20 mV ที่อุณหภูมิ 27 °C ดังนั้นเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในช่วงนี้จึงมีค่าขึ้นอยู่กับ การเลือกค่า V_S เป็นสำคัญ

(ค) ในกรณีที่ $|V_{AB}| > |2V_S|$ เห็นได้ว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ในช่วงนี้นอกจากจะมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh(Z) \cong Z$ เป็นหลักแล้ว ยังต้องพิจารณาค่าความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh(X) \cong X$ ด้วย เนื่องจากถ้าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh(X) \cong X$ มีค่าสูง ก็หมายความว่าอนุกรมลำดับที่สองขึ้นไปของ $\sinh(X)$ มีค่ามากขึ้นซึ่งจะส่งผลต่อ $\sinh(Z)$ โดยจะทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่เกิดจาก อนุกรมลำดับที่สองของ $\sinh(Z)$ มีค่าลดลงเพราะถูกหารด้วยฟังก์ชันในลักษณะเดียวกัน ดังนั้นจึง มีผลทำให้เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของ I_{VF} ในช่วงนี้มีค่าลดลง

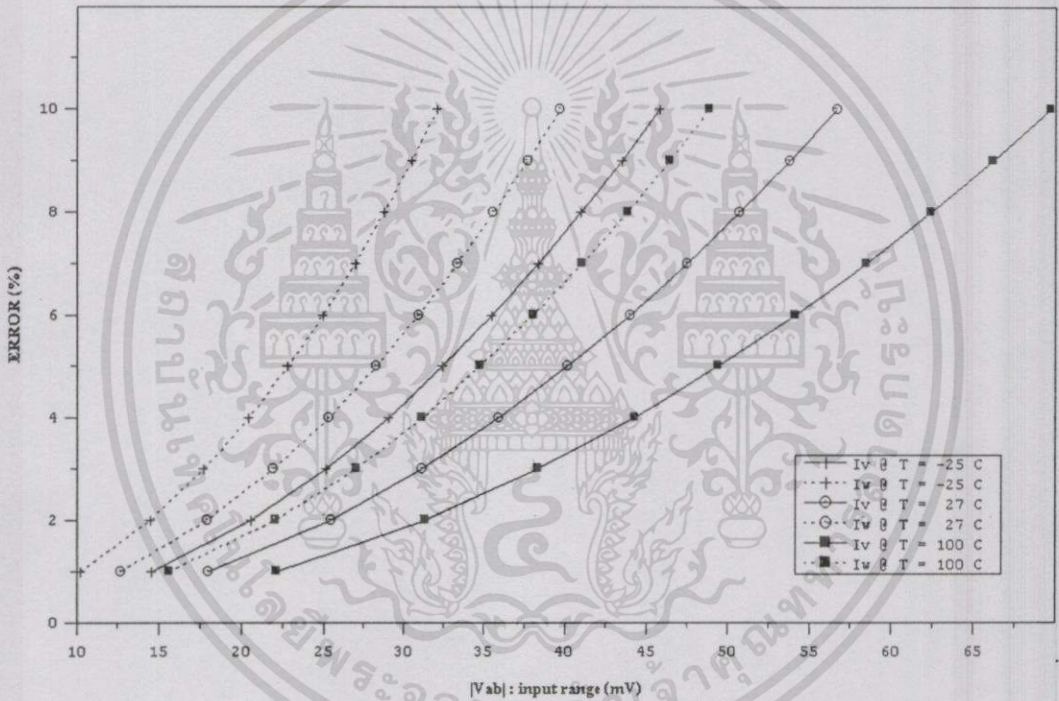
จากข้อสรุปในข้อ (ก) – (ค) นั้นจะเห็นได้ว่า V_S มีผลต่อค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{VF} เช่นเดียวกับวงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์ ดังนั้นเพื่อทดสอบ ผลของ V_S ที่มีต่อกระแส I_{VF} จึงทดลองปรับค่า V_S ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 5 mV ถึง 20 mV โดยเพิ่มค่าทีละ 5 mV โดยจะทดลองเฉพาะที่อุณหภูมิห้องคือ 27 °C เท่านั้น เนื่องจากที่อุณหภูมิ อื่นๆ จะใช้หลักในการพิจารณาเหมือนกัน ซึ่งจะได้กราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่แรงดัน V_S มีค่าต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 5.34 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T ของกระแส I_{VF} เมื่อ V_S มีค่าต่างๆ

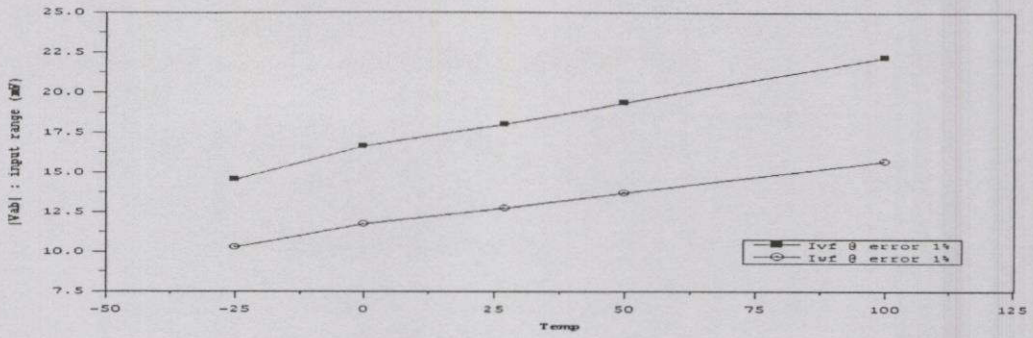
จากรูปที่ 5.34 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่า V_S มีผลต่อการชดเชย V_T ของกระแส I_{VF} ดังนี้ คือถ้า V_S มีค่าน้อยค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแส I_{VF} ที่อยู่ในช่วง $|V_{AB}| < |2V_S| < V_T$

จะมีค่าน้อย และอยู่ในช่วงแคบ ส่วนค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในช่วง $|V_{AB}| > |2V_S|$ จะมีค่ามาก เมื่อเปรียบเทียบกับ V_S ที่มีค่าสูงกว่า ซึ่งเนื่องจากผลของอนุกรมลำดับที่สองขึ้นไปของ $\sinh(X)$ ที่เป็นตัวหาค่าน้อยกว่านั่นเอง ดังนั้นในการนำไปใช้งานจะต้องพิจารณาค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่วง $|V_{AB}| < |2V_S| < V_T$ เป็นหลัก ซึ่งสามารถกำหนดได้โดยตรงจากแรงดัน V_S ของวงจรรูปทรานสลิเนียร์ในวงจรรูปที่ 4.2 ซึ่งถ้ายอมให้เกิดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดช่วงนี้เพิ่มขึ้นเล็กน้อยก็จะทำให้ได้ช่วงแรงดันการทำงานที่กว้างขึ้นกว่าการชดเชยอุณหภูมิแบบเดิม เนื่องจากค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในช่วง $|V_{AB}| > |2V_S|$ จะมีค่าลดลงนั่นเอง เพื่อให้เห็นภาพการเปรียบเทียบอย่างชัดเจนจะสรุปความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการชดเชย V_T กับช่วงแรงดันการทำงานระหว่างกระแส I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิต่างๆ ได้ดังรูปที่ 5.35

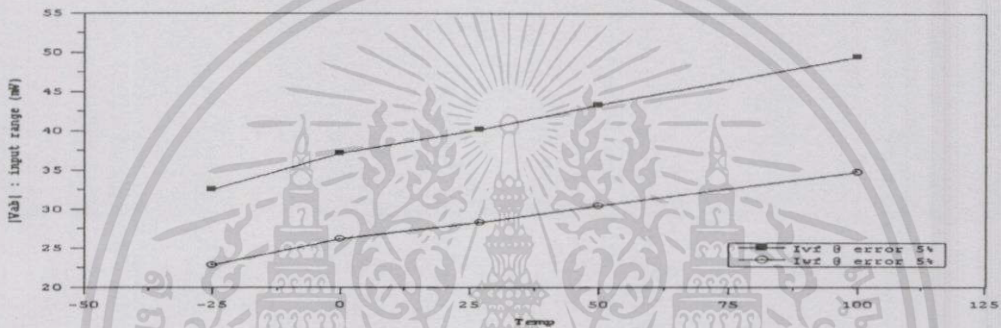


รูปที่ 5.35 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันการทำงานของวงจร กับค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเปรียบเทียบระหว่าง I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิต่างๆ

จากรูปที่ 5.35 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากันช่วงแรงดันการทำงานของกระแส I_{VF} จะมีช่วงแรงดันกว้างกว่า I_{WF} ที่ทุกๆ อุณหภูมิ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการใช้แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ตัวแปร V_T มีฟังก์ชันเหมือนกัน นอกจากจะชดเชยอุณหภูมิได้แล้ว ยังทำให้ช่วงแรงดันในการทำงานกว้างขึ้นอีกด้วย ดังนั้นถ้าพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันการใช้งานที่อุณหภูมิต่างๆ เปรียบเทียบกัน โดยเลือกพิจารณาที่เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากับ 1% และ 5% จะแสดงกราฟได้ดังรูปที่ 5.36 – 5.37 ตามลำดับ



รูปที่ 5.36 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันการทำงานของ I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิต่างๆ ที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากับ 1%



รูปที่ 5.37 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงแรงดันการทำงานของ I_{WF} และ I_{VF} ที่อุณหภูมิต่างๆ ที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากับ 5%

จากรูปที่ 3.36 -3.37 จะเห็นได้ว่าเมื่อเปรียบเทียบที่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่ากันช่วงแรงดันการใช้งานของ I_{VF} จะสูงกว่า I_{WF} ที่ทุกๆ อุณหภูมิ

5.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการนำเอาวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4 มาเป็นแหล่งจ่ายกระแสไบแอสให้กับวงจรความต้านทานที่ได้สร้างขึ้นในบทที่ 3 ซึ่งมีผลทำให้ค่าความต้านทานมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน นอกจากนี้จากการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิ จะเห็นได้ว่าในการใช้แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT ที่ตัวแปร V_T อยู่ในฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ซึ่งเป็นฟังก์ชันเดียวกับ V_T ของกระแสในวงจรความต้านทาน นอกจากจะสามารถชดเชยอุณหภูมิได้แล้วยังทำให้ช่วงแรงดันในการทำงานกว้างขึ้นอีกด้วย ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของไฮเปอร์โบลิกไซน์ของกระแสความต้านทานจะถูกลดทอนลงด้วยกระแส PTAT ที่นำมาไบแอสวงจรความต้านทานนั่นเอง

บทที่ 6

บทสรุป

6.1 บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรความต้านทานแบบลบทั้งชนิดลงกราวด์ และลอยตัว โดยอาศัยวงจรรูปทรานสลิเนียร์ ซึ่งมีข้อดีคือไม่จำเป็นต้องอาศัยอุปกรณ์พาสซีฟในการสร้างวงจรเลย การปรับค่าความต้านทานสามารถทำได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เหมาะสำหรับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม นอกจากนี้ยังสามารถปรับให้เป็นวงจรความต้านทานแบบบวกได้ง่าย โดยอาศัยการปรับเปลี่ยนวงจรเพียงเล็กน้อย แต่ข้อเสียที่เกิดขึ้นคือค่าความต้านทานที่สร้างขึ้นมีค่าขึ้นอยู่กับ V_T ทำให้ค่าความต้านทานมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิขณะทำงาน แต่ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยการออกแบบให้แหล่งจ่ายกระแสไบแอสวงจรให้มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิขณะทำงาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT แบบใหม่ ที่ประกอบขึ้นจากวงจรรูปทรานสลิเนียร์ต่อร่วมกับกิลเบิร์ตทรานสลิเนียร์เซลล์ ซึ่งมีข้อดีคือไม่ต้องมีวงจรที่ช่วยให้กระแสไหลก่อน และสามารถปรับค่ากระแสได้ง่ายด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้กระแสเอาต์พุตที่ได้จะแปรผันตาม V_T ในรูปของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ ซึ่งเป็นฟังก์ชันเดียวกับฟังก์ชันกระแสของวงจรความต้านทานที่ต้องการชดเชยอุณหภูมิ ดังนั้นนอกจากจะสามารถชดเชยอุณหภูมิได้แล้วยังทำให้มีช่วงแรงดันการทำงานกว้างขึ้นอีกด้วย เนื่องจากผลของอนุกรมลำดับที่สองขึ้นไปของกระแสความต้านทานที่อยู่ในฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์จะถูกลดทอนลงมาโดยกระแสที่นำมาชดเชย แต่ในการชดเชยวิธีนี้จะเกิดค่าความผิดพลาดค่าหนึ่งในช่วงแคบๆ แต่อย่างไรก็ตามสามารถเลือกให้มีค่าที่เหมาะสมได้โดยการปรับค่าแรงดัน V_S ในวงจรแหล่งกำเนิดกระแสรูปที่ 4.2 ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดการชดเชยอุณหภูมิได้ดีกว่า และมีช่วงแรงดันการทำงานที่กว้างกว่าวงจรที่ใช้แหล่งจ่ายกระแสแบบ PTAT แบบเดิมที่กระแสมีค่าแปรตาม V_T โดยตรง ซึ่งจากการจำลองการทำงาน และการต่อ วงจร โดยใช้อุปกรณ์แบบคิคริตซ์ของวงจรความต้านทาน และวงจรแหล่งกำเนิดกระแสแบบ PTAT ที่ได้ออกแบบไว้ได้ให้ผลการทำงานสอดคล้องกับทฤษฎี รวมทั้งการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิได้ให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีที่ตั้งไว้ด้วย

6.2 ข้อเสนอแนะ

หลักในการชดเชยอุณหภูมิของวงจรที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถนำไปใช้ได้กับวงจรที่ต้องการชดเชยอุณหภูมิที่กระแสเอาต์พุตมีตัวแปร V_T อยู่ในฟังก์ชันอื่นๆ เช่นไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ (hyperbolic tangent : tanh) ซึ่งทำให้กระแสเอาต์พุตแปรตาม V_T ที่อยู่ในฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ ดังนั้นในการชดเชยอุณหภูมิสำหรับวงจรนี้ สามารถนำหลักการชดเชย

ของวงจรความต้านทานไปใช้ได้ โดยการเปลี่ยนวงจรแหล่งกำเนิดกระแสที่นำมาสร้างเป็นวงจร PTAT ในรูปที่ 4.2 จากเดิมที่ใช้วงจรรูปทรานสลิเนียร์ซึ่งจะให้กระแสเอาต์พุต I_x อยู่ในฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ให้เปลี่ยนเป็นวงจรขยายผลต่างแบบคู่อิมิตเตอร์ร่วม (differential pair) ซึ่งก็จะได้กระแสเอาต์พุตที่แปรผันตาม V_T ที่อยู่ในฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ โดยที่การวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิสามารถวิเคราะห์ได้ในลักษณะเดียวกัน และการปรับค่ากระแสก็ยังสามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะมีประโยชน์มากในการนำไปประยุกต์ใช้งาน เช่น ในการนำไปสร้างเป็นวงจรทรานคอนคักแดนซ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] C. Toumazou, J. Lidgely and A. Payne, 1994, **Emerging Techniques For High Frequency BJT Amplifier Design: A Current – Mode Perspective**, England : Parchment Press Ltd. Oxford,
- [2] B. Gilbert, “Translinear circuits : a proposed classification,” *Eletron. Lett.*, vol. 11, Jan. 1975, pp. 14-16.
- [3] C. F. Chan, H. Ling and O. Choy, “A One Volt Four – Quadrant Analog Current Mode Multiplier Cell,” *IEEE J.Solid – State Circuits*, vol. 30, no. 9, Sep. 1995, pp.1018-1019.
- [4] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, “High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor,” *IEEE Trans Circuits Syst.I*, vol. 43, no.2, Feb 1996, pp. 82-91.
- [5] A. S. Sedra, G.W. Roberts and F. Gohh, “The current conveyor: history; progress and new results,” *IEE Pro*, vol. 137, no. 2, Apr. 1990, pp.78-87.
- [6] C. -L. Lin, R. -M. Weng, M. H. Lee and T. -S. Kuo, “A New Current – Mode Universal Filter Using CCII and OTAs,” *IEEE*, 1998, pp.TT12-1.1-TT12-1.2.
- [7] W.Kiranon and P.Pawarangkoon, “Floating inductance simulation base on current conveyors,” *Eletron. Lett.*, vol. 33, no.21, 1997, pp.1748-1749.
- [8] A. Fabre, O. Saaid and H. Barthelemy, “On the frequency limitations of the circuits based on second generation current conveyors,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 7, 1995, pp.129-133.
- [9] E. Seevinck and R. J. Wiegerink, “Generalized Translinear Circuit Principle,” *IEEE J. Solid – State Circuits*, vol.26, no.8, Aug. 1991, pp. 1098-1102.
- [10] K. C. Smith and A. S. Sedra, “The current conveyor a new circuit building block,” *IEEE Proc*, vol. 56, Aug. 1968, pp. 1368-1369.
- [11] K. C. Smith and A. S. Sedra, “A second – generation current conveyor and its applications,” *IEEE Trans*, vol. CT-17, 1997, pp. 132-134.
- [12] B. Wilson, “Low distortion feedback voltage – current conversion technique,” *Electron Lett.*, vol. 17, Feb. 1981, pp. 157-159.
- [13] B. Wilson, “High – performance current conveyor implementation,” *Electron Lett.*, vol. 20, Nov. 1984, pp. 990-991.

- [14] R. Senani, "Novel circuit implementation of current conveyors using an OA and an OTA," *Electron Lett.*, vol.16, Jan. 1980, pp. 2-3.
- [15] A. Fabre and M. Alami, "A versatile translinear cell – library to implement high performance analog ASICS," *IEEE Conf. Proc. EUROASIC' 90*, Paris, May. 1990, pp. 89-94.
- [16] A. Fabre, O. Saaid, F.Wiest and C.Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors," *Electron Lett.*, vol. 31, Sep 1995, pp. 1727 – 1728.
- [17] D. R. Frey, "Log-domain filtering: an approach to current mode filtering," *IEE Proc S-G.*, vol. 140, Dec. 1993, pp.406-416.
- [18] พัลลภ พันธุ์ปรีชารัตน์, วิวัฒน์ กิรานนท์ และปราโมทย์ วาดเขียน, "ความต้านทานแบบลบที่ควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟ," *การประชุมวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 21*, หน้า 266-269, พ.ศ. 2541
- [19] L. O. Chua, "Bipolar-JFET-MOSFET Negative Resistance Devices," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-32, no. 1, Jan 1985, pp. 46-61.
- [20] H. Takagi and G. Kano, "Complementary JFET Negative resistance devices," *IEEE J.Solid-state circuit*, vol. SC-10, Dec. 1975, pp. 509-515.
- [21] K. Lehocvec and R. Zuleeg, "Negative resistance of a modified insulated-gate field-effect transistor," *Proc.IEEE*, vol. 62, Aug. 1974, pp. 1163-1165.
- [22] A. S. Sedra and K. C. Smith, "A Second – Generation Current Conveyor and Its Applications," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-17, Feb 1970, pp.132– 134.
- [23] C. L. Hou, R. Yean and W. Wang, "Novel Floating – Impedance Converter using CCII+," *Proc. IEEE*, vol. 2, Sep. 1997, pp. 763-765.
- [24] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "High-Frequency High-Q BiCMOS current-Mode Bandpass Filter and Mobile Communication Application," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, Apr. 1998, pp. 614-625.
- [25] เชาวลิต ธรรมวิริยะกุล, สวัสดิ์ บุญยะเวศ, "การทดสอบความต้านทานลบโดยการเลียนแบบตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง," *การประชุมวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 21*, หน้า 660-663, พ.ศ. 2541
- [26] S. Takagi and N. Fujii, "Novel highly linear MOS integrator using a negative impedance convertor (NIC)," *Electron Lett.*, vol. 30, no. 10, May. 1994, pp. 746-747.
- [27] R. L. Brennan, T. R. Viswanathan and J. V. Hanson, " The CMOS Negative Impedance Converter," *IEEE J.Solid-state circuit*, vol. 23, no. 5, Oct. 1988, pp. 1272-1275.
- [28] O. Saaid and A. Fabre, " Class AB current-controlled resistor for high performance current-mode applications," *Electron Lett.*, vol. 32, no. 1, Jan. 1996, pp. 4-5.

- [29] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and C. Fongsamot, "Temperature Compensation of Translinear Current Conveyor and OTA," *Electron Lett.*, vol. 34, no. 8, Apr.1998, pp. 707-709.
- [30] A. Fabre, "Bidirectional Current-Controlled PTAT Current Source," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 41, no. 12, Dec 1994, pp. 922-925.
- [31] M. P. Timko, "A Two-Terminal IC Temperature Transducer," *IEEE J.Solid-state circuit*, vol. SC-11, no. 6, Dec. 1976, pp. 784-788.
- [32] Y. Deval, S. G. Ducouret and J. P. Dom, "Ratiometric temperature stable current reference," *Electron Lett.*, vol. 29, no. 14, Jul. 1993, pp. 1284-1285.
- [33] B. L. Hart, "Automatic start-up technique for complementary PTAT current generators," *Electron Lett.*, vol. 18, no. 18, Sep. 1982, pp. 776-777.
- [34] ประจวบ ปวรางกูร, 2541, การประยุกต์ใช้งานวงจรสายพานกระแส, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
- [35] พัลลภ พันธุ์ปรีชารัตน์, 2542, การใช้วงจร CCCII ประมวลสัญญาณในรูปแบบวงจรคูณหารและวงจรความต้านทานแบบลบ, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
- [36] S. S. Haykin, 1969, *Synthesis of RC active filter networks*, Great Britain : McGraw - Hill.
- [37] MURRAY. R. SPIEGEL, 1990, *Mathematical Handbook*, 25th, United States of America : McGraw – Hill.
- [38] C. Toumazu, F. J. Lidgley and D. Haigh (Ed), "Analogue IC Design – The Current – Mode Approach," Peter Peregrinus on behalf of IEE, April 1990.
- [39] ชัยฉชัย พลทรัพย์, กิติ ลิขิตอนุรักษ์, จิรศักดิ์ วิลาสเดชานนท์, "วงจรแปลงอิมพีแดนซ์ค่าลบชนิดกลับทิศทางกระแสแบบไบ-ซีมอสและการประยุกต์, การประชุมวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 18, หน้า 650-656, พ.ศ. 2538

ภาคผนวก ก.

พารามิเตอร์ (parameter) ของ BJT ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานของวงจร

*PR200N-1X PNP Transistor

*NR100N-1X NPN Transistor

.MODEL NX1 NPN (RB=524.6 IRB=0 RBM=25 RC=50 RE=1

+IS=121E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5

+IKF=6.974E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=36E-16 NE=1.713

+BR=0.7258 IKR=2.198E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2

+TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.214E-12 VJE=0.5 MJE=0.28

+CJC=0.983E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.034 CJS=0.913E-12

+VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5)

*NR200N-2X NPN Transisto

*PR100N-1X PNP Transistor

*\$

*PR200N-1X PNP Transistor

*NR100N-1X NPN Transistor

.Model PX1 PNP (RB=327 IRB=0 RBM=24.55 RC=50 RE=3

+IS=73.5E-18 EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110

+IKF=2.359E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=25.1E-16 NE=1.650

+BR=0.4745 IKR=6.478E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2

+TF=0.610E-9 TR=0.610E-8 CJE=0.180E-12 VJE=0.5 MJE=0.28

+CJC=0.164E-12 VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=0.037 CJS=1.03E-12

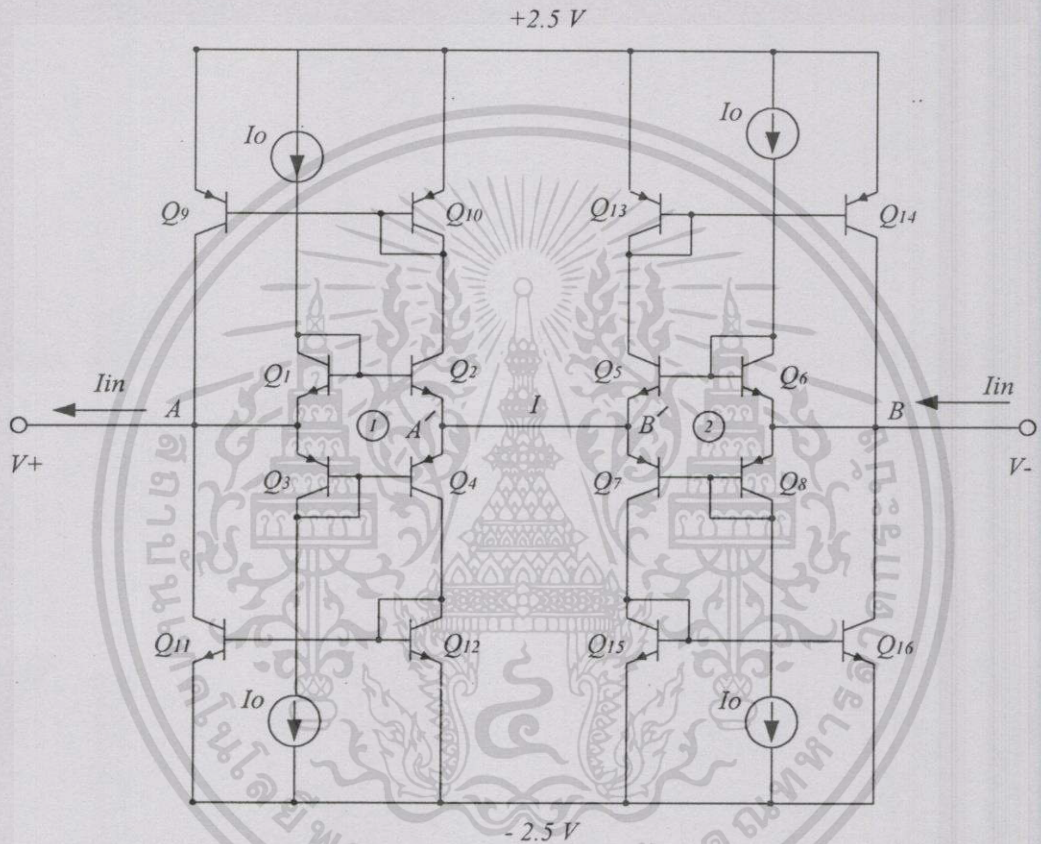
+VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5)

*\$

ภาคผนวก ข.

การวิเคราะห์หาค่ากระแสในวงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว

ในการพิจารณาจะแทนกระแสไบแอส I_o ด้วยสัญลักษณ์ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 วงจรความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว

จากรูปที่ ข.1 จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ $Q_1 - Q_8$ ประกอบร่วมกันเป็นวงจรรูปทรานสลิเนียร์ 2 รูป โดยให้ $Q_1 - Q_4$ เป็นทรานสลิเนียร์รูป 1 และ $Q_5 - Q_8$ เป็นทรานสลิเนียร์รูป 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่า กระแส I_{in} กับกระแส I ของวงจรทั้งสองเป็นกระแสเดียวกัน โดยกระแส I จะมีค่าเท่ากับกระแส I_X ของวงจร translinear CCII ทั้งสอง และมีทิศทางสัมพันธ์กันดังนี้

$$I_{X1} = -I_{in} \quad , \quad I_{X2} = I_{in} \quad (\text{ข.1})$$

จากวงจรจะเห็นได้ว่า $V_{AB} = V_A - V_B$ โดยที่ $V_{A'} = V_{B'}$ ซึ่งจะวิเคราะห์ได้ว่า

$$V_A - V_{A'} = V_T \sinh^{-1} \left(\frac{-I_m}{2I_0} \right) \quad (\text{ข.2})$$

และ

$$V_B - V_{B'} = -V_T \sinh^{-1} \left(\frac{I_m}{2I_0} \right) \quad (\text{ข.3})$$

โดยที่ $V_{A'} = V_{B'}$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_{AB} = -2V_T \sinh^{-1} \left(\frac{I_m}{2I_0} \right) \quad (\text{ข.4})$$

หรือ

$$I_m = -2I_0 \sinh \left(\frac{V_{AB}}{2V_T} \right) \quad (\text{ข.5})$$

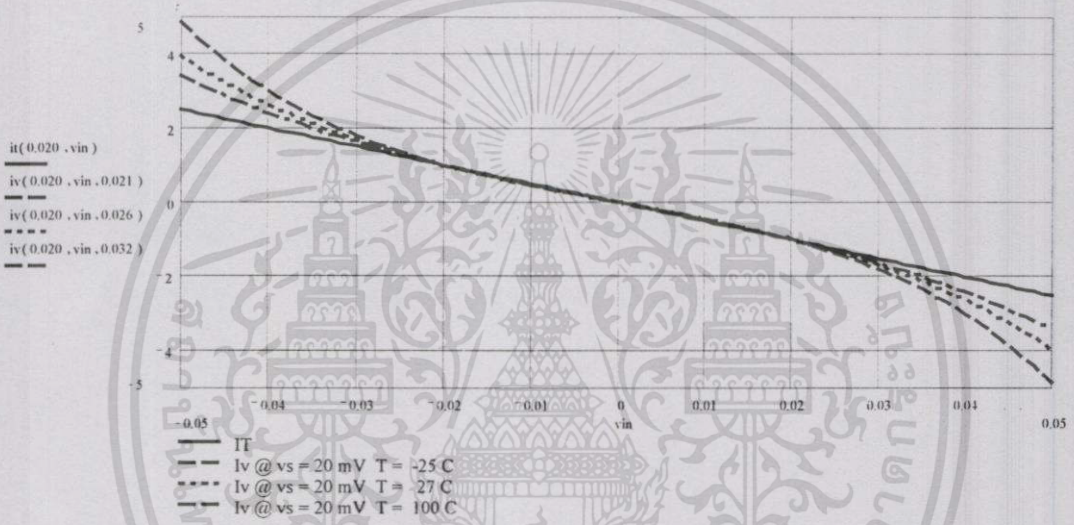


ภาคผนวก ค.

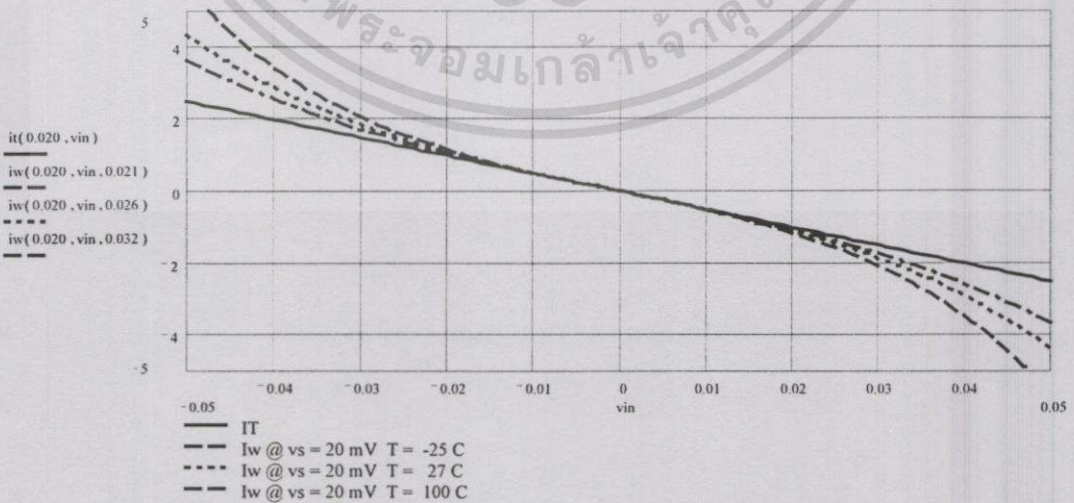
ตัวอย่างข้อมูลในการวิเคราะห์ผลของการชดเชยอุณหภูมิ

ค.1 วงจรความต้านทานชนิดลงกราวด์

$$v_{in} = -0.05, -0.049, 0.05 \quad i_t(v_s, v_{in}) = \frac{v_{in}}{v_s} \quad i_v(v_s, v_{in}, v_t) = -\frac{I}{\sinh\left(\frac{v_s}{v_t}\right)} \sinh\left(\frac{v_{in}}{v_t}\right) \quad i_w(v_s, v_{in}, v_t) = -\frac{v_t}{v_s} \sinh\left(\frac{v_{in}}{v_t}\right)$$



รูปที่ ค.1 ความสัมพันธ์ของกระแส I_t และแรงดัน V_{in} ที่อุณหภูมิต่างๆ



รูปที่ ค.2 ความสัมพันธ์ของกระแส I_w และแรงดัน V_{in} ที่อุณหภูมิต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแส I_V และ I_W เมื่อเปรียบเทียบกับ I_T

$$ev(vs, vin) = \frac{|it(vs, vin) - iv(vs, vin, 0.021)|}{|it(vs, vin)|} \cdot 100$$

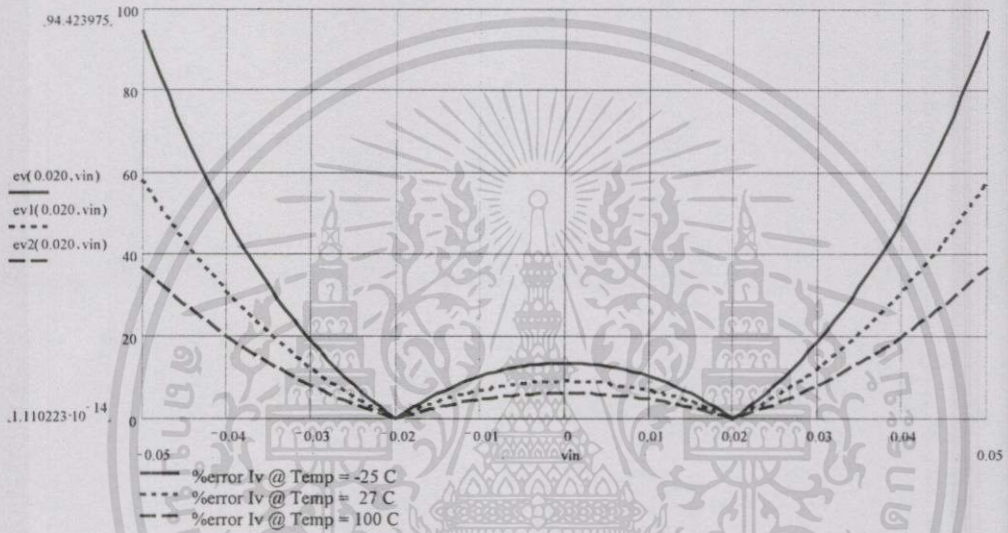
$$ew(vs, vin) = \frac{|it(vs, vin) - iw(vs, vin, 0.021)|}{|it(vs, vin)|} \cdot 100$$

$$ev1(vs, vin) = \frac{|it(vs, vin) - iv(vs, vin, 0.026)|}{|it(vs, vin)|} \cdot 100$$

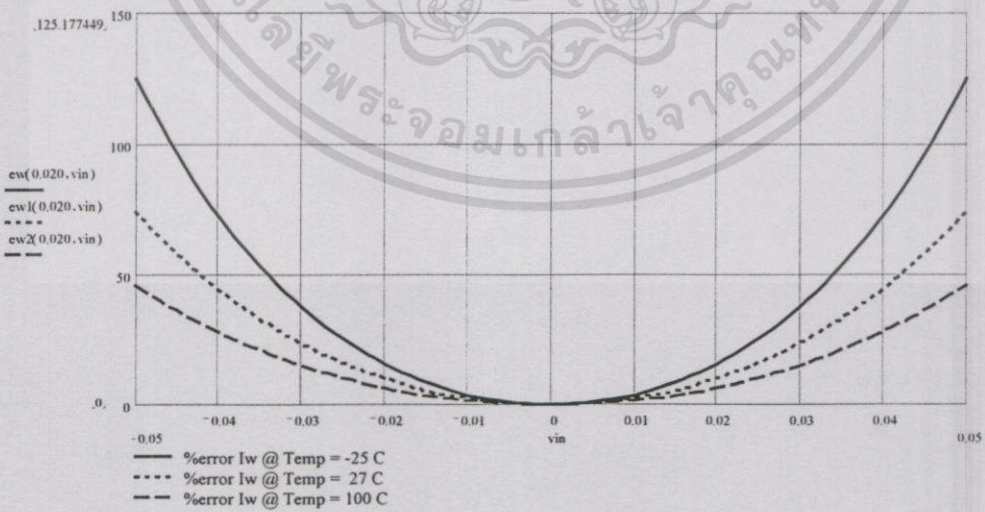
$$ew1(vs, vin) = \frac{|it(vs, vin) - iw(vs, vin, 0.026)|}{|it(vs, vin)|} \cdot 100$$

$$ev2(vs, vin) = \frac{|it(vs, vin) - iv(vs, vin, 0.032)|}{|it(vs, vin)|} \cdot 100$$

$$ew2(vs, vin) = \frac{|it(vs, vin) - iw(vs, vin, 0.032)|}{|it(vs, vin)|} \cdot 100$$

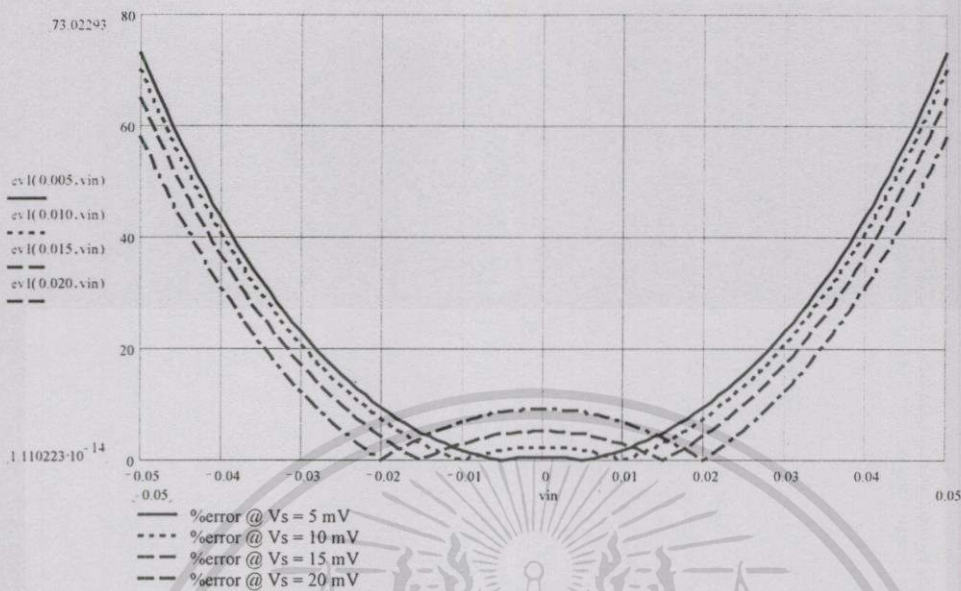


รูปที่ 3.3 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแส I_V เมื่อเปรียบเทียบกับ I_T



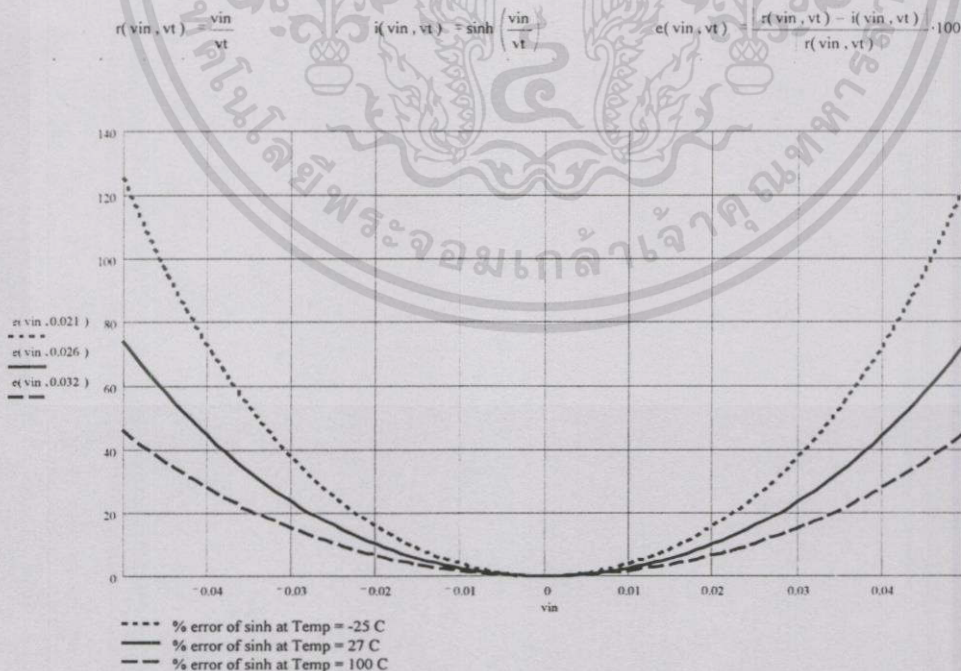
รูปที่ 4.4 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแส I_W เมื่อเปรียบเทียบกับ I_T

- กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของ I_V เมื่อ V_S มีค่าต่างๆ



รูปที่ ค.5 กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของ I_V เมื่อ V_S มีค่าต่างๆ

- กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการประมาณ $\sinh\left(\frac{V_S}{V_T}\right) \cong \frac{V_S}{V_T}$

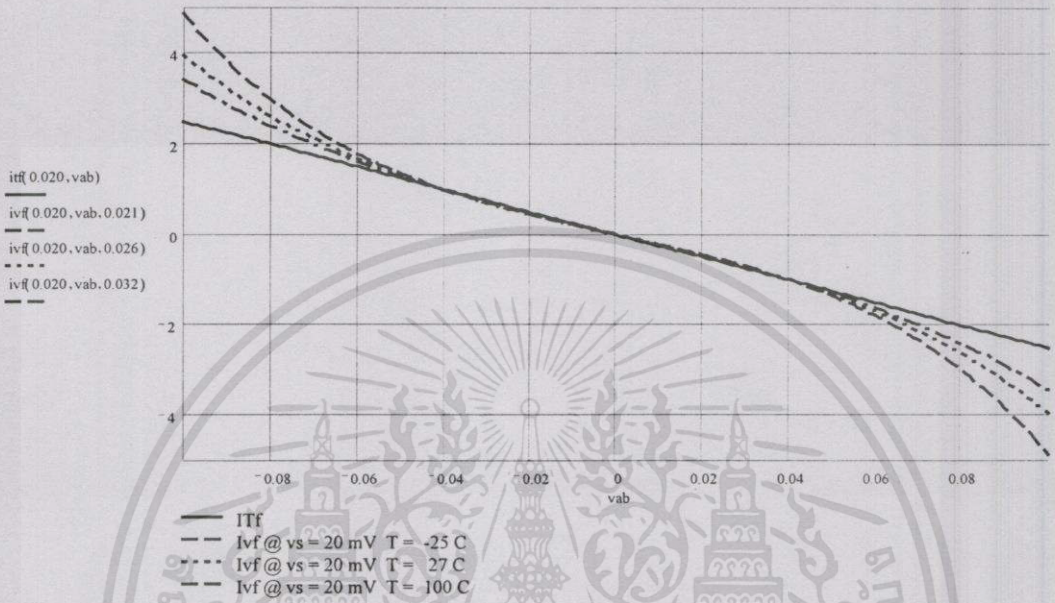


รูปที่ ค.6 กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการประมาณ $\sinh\left(\frac{V_S}{V_T}\right) \cong \frac{V_S}{V_T}$

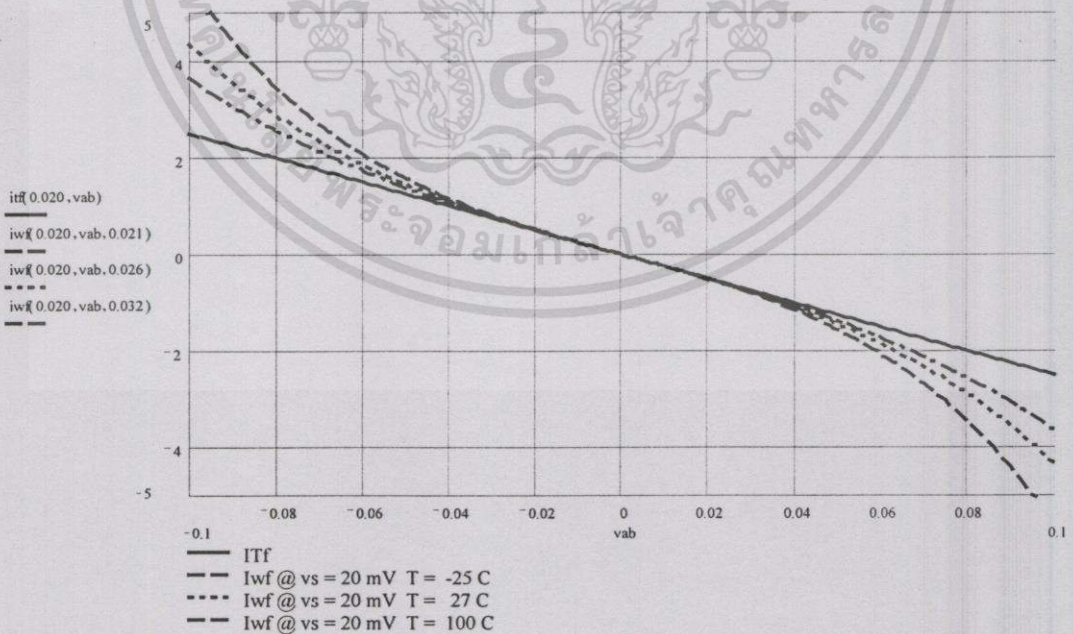
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.2 วงจรความต้านทานชนิดลอยตัว

$$i_vf(v_s, v_{ab}, v_t) = \left(\frac{1}{\sinh\left(\frac{v_s}{v_t}\right)} \cdot \sinh\left(\frac{v_{ab}}{2 \cdot v_t}\right) \right) \quad i_wf(v_s, v_{ab}, v_t) = \left(\frac{v_t}{v_s} \cdot \sinh\left(\frac{v_{ab}}{2 \cdot v_t}\right) \right) \quad i_{tf}(v_s, v_{ab}) = \left(\frac{v_{ab}}{2 \cdot v_s} \right)$$



รูปที่ ก.7 ความสัมพันธ์ของกระแส I_{VF} และแรงดัน V_{AB} ที่อุณหภูมิต่างๆ



รูปที่ ก.8 ความสัมพันธ์ของกระแส I_{WF} และแรงดัน V_{AB} ที่อุณหภูมิต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของกระแส I_{VF} และ I_{WF} เมื่อเปรียบเทียบกับ I_{TF}

$$evf(vs, vab) = \frac{|itf(vs, vab) - ivf(vs, vab, 0.021)|}{|itf(vs, vab)|} \cdot 100$$

$$ewf(vs, vab) = \frac{|itf(vs, vab) - iwf(vs, vab, 0.021)|}{|itf(vs, vab)|} \cdot 100$$

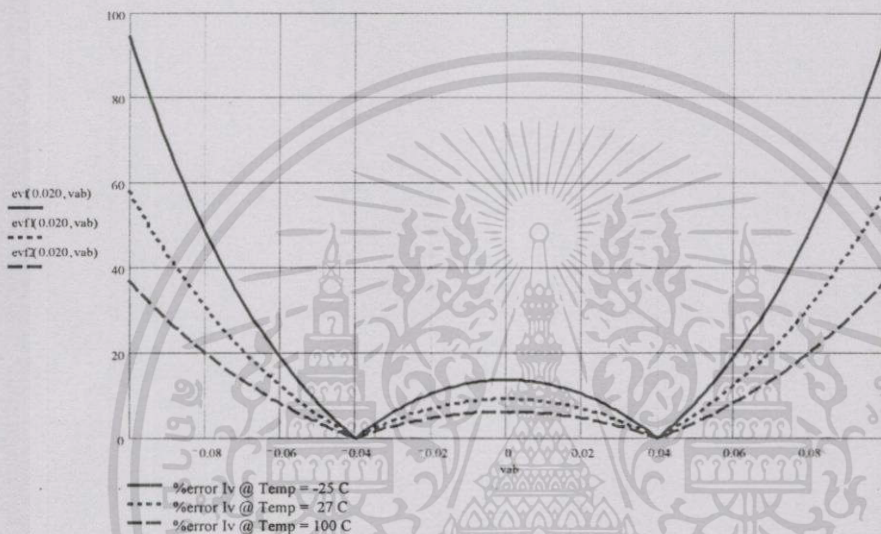
$$evf1(vs, vab) = \frac{|itf(vs, vab) - ivf(vs, vab, 0.026)|}{|itf(vs, vab)|} \cdot 100$$

$$ewf1(vs, vab) = \frac{|itf(vs, vab) - iwf(vs, vab, 0.026)|}{|itf(vs, vab)|} \cdot 100$$

$$evf2(vs, vab) = \frac{|itf(vs, vab) - ivf(vs, vab, 0.032)|}{|itf(vs, vab)|} \cdot 100$$

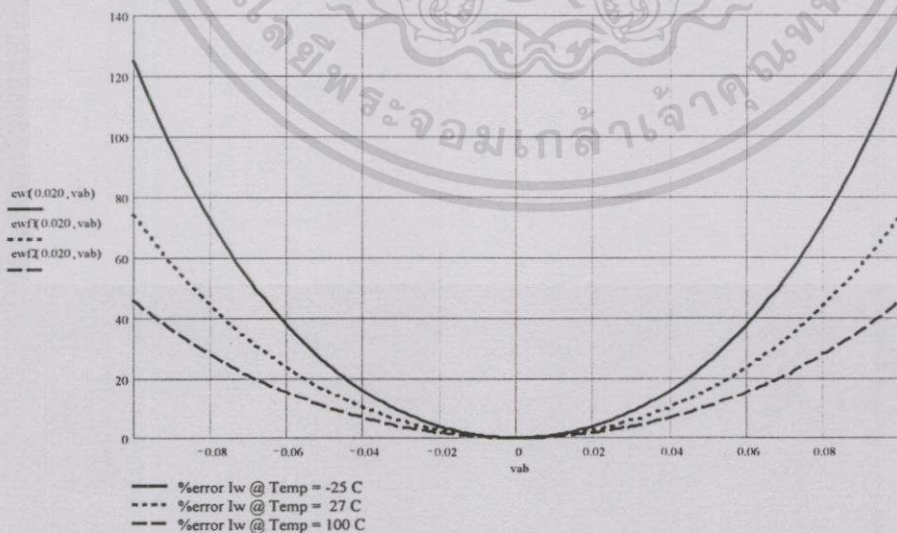
$$ewf2(vs, vab) = \frac{|itf(vs, vab) - iwf(vs, vab, 0.032)|}{|itf(vs, vab)|} \cdot 100$$

Error of Ivf for vs = 20 mV



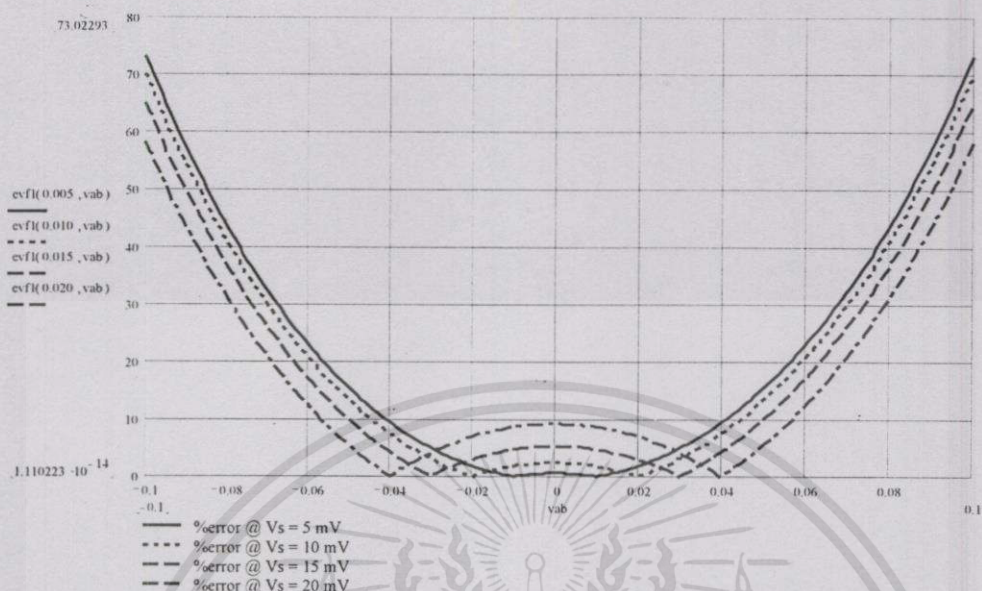
รูปที่ ค.9 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของกระแส I_{VF} เมื่อเปรียบเทียบกับ I_{TF}

Error of Iwf for vs = 20 mV



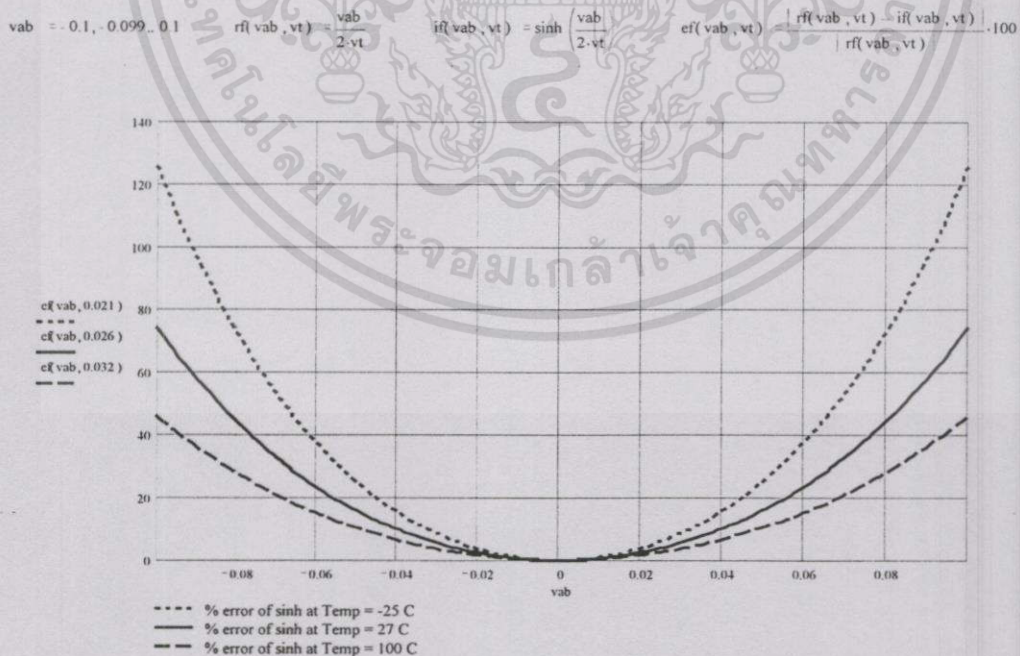
รูปที่ ค.10 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของกระแส I_{WF} เมื่อเปรียบเทียบกับ I_T

- กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของ I_{VF} เมื่อ V_S มีค่าต่างๆ



รูปที่ ค.11 กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของ I_{VF} เมื่อ V_S มีค่าต่างๆ

- กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการประมาณ $\sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \cong \frac{V_{AB}}{2V_T}$



รูปที่ ค.12 กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการประมาณ $\sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \cong \frac{V_{AB}}{2V_T}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

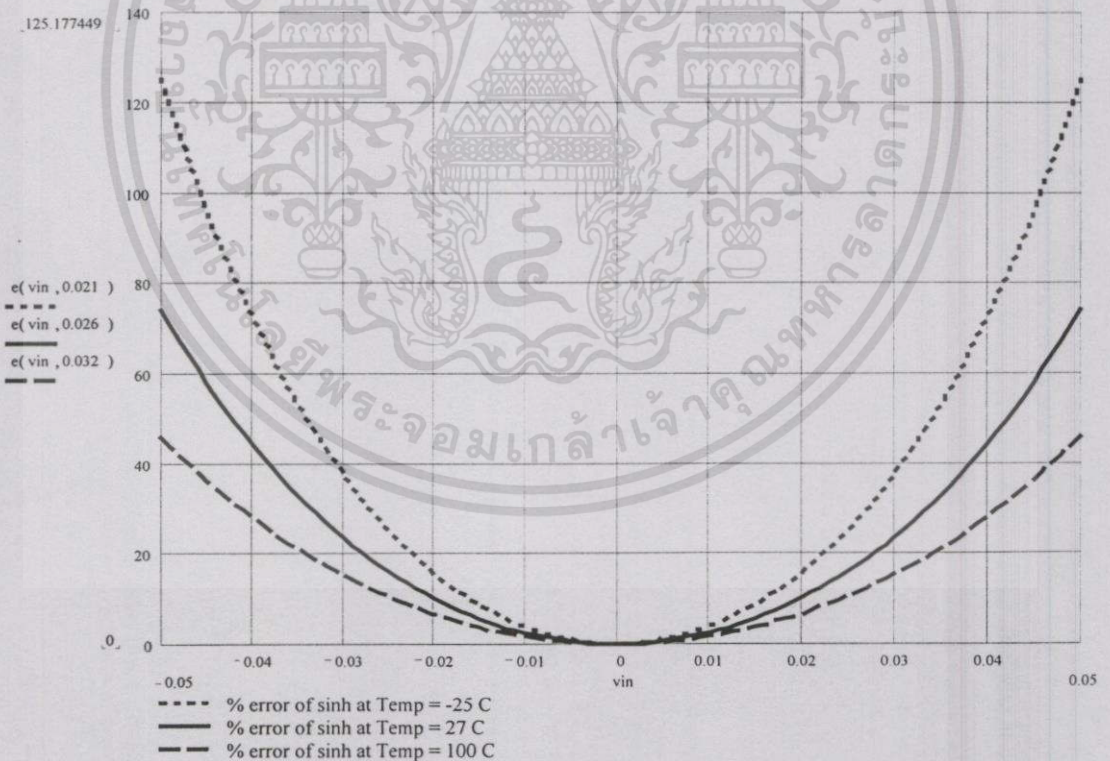
การหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของการประมาณไฮเปอร์โบลิกไซน์ของอนุกรมเทย์เลอร์

ง.1 กราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในประมาณเทอม $\sinh\left(\frac{V_{in}}{V_T}\right) \cong \frac{V_{in}}{V_T}$ ของอนุกรม

เทย์เลอร์จะหาได้จาก

$$error : \sinh(\%) = \frac{\left| \frac{V_{in}}{V_T} - \sinh\left(\frac{V_{in}}{V_T}\right) \right|}{\left| \frac{V_{in}}{V_T} \right|} \tag{ง.1}$$

จากสมการที่ (ง.1) จะได้กราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการประมาณดังนี้



รูปที่ ง.1 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการประมาณ $\sinh\left(\frac{V_{in}}{V_T}\right) \cong \frac{V_{in}}{V_T}$ ของอนุกรมเทย์เลอร์ที่

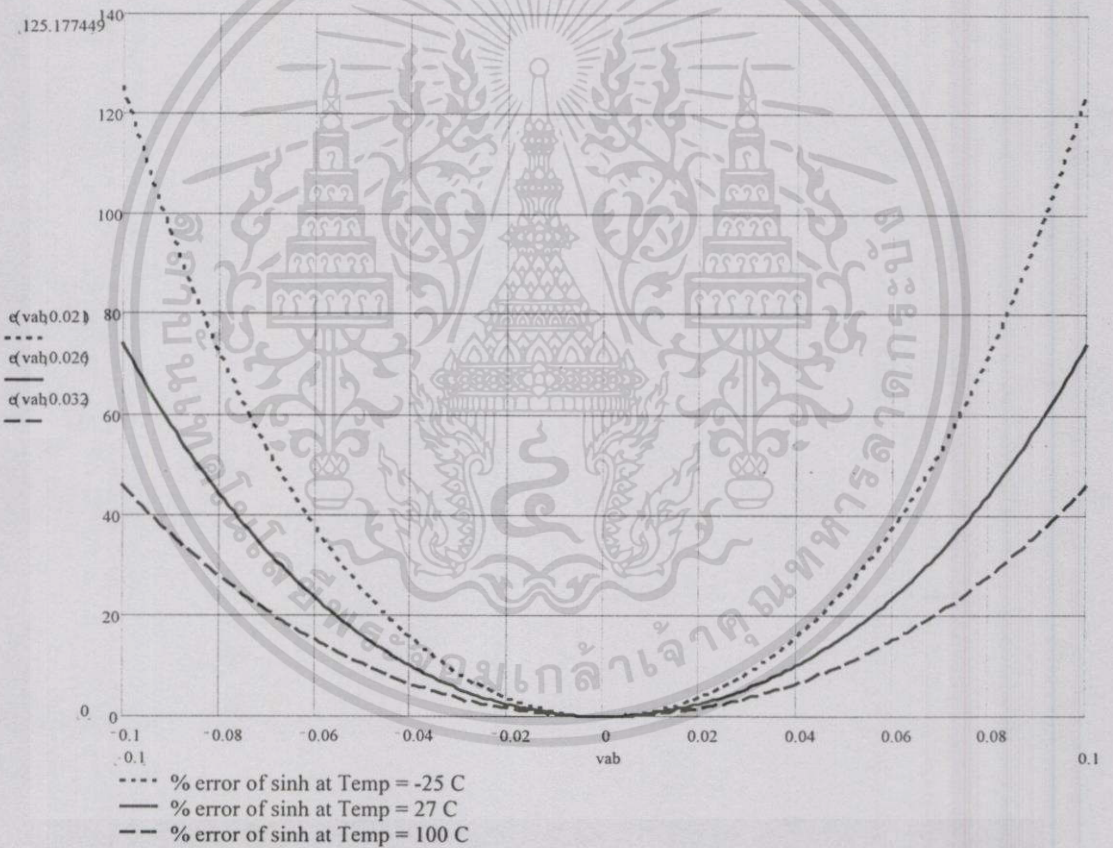
อุณหภูมิต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.2 กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการประมาณเทอม $\sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \cong \frac{V_{AB}}{2V_T}$ ของอนุกรมเทย์เลอร์จะหาได้จาก

$$error : \sinh(\%) = \frac{\left| \frac{V_{AB}}{2V_T} - \sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \right|}{\left| \frac{V_{AB}}{2V_T} \right|} \tag{ง.2}$$

จากสมการที่ (ง.2) จะได้กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการประมาณดังนี้



รูปที่ ง.2 กราฟเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการประมาณเทอม $\sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \cong \frac{V_{AB}}{2V_T}$ ของอนุกรมเทย์เลอร์ที่อุณหภูมิต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CA3096, CA3096A, CA3096C

December 1997

NPN/PNP Transistor Arrays

Applications

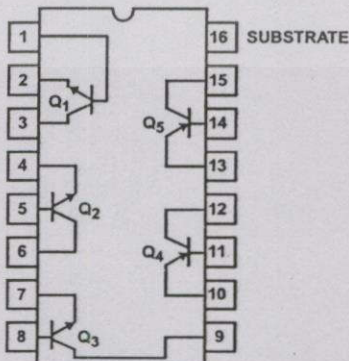
- Five-Independent Transistors
 - Three NPN and
 - Two PNP
- Differential Amplifiers
- DC Amplifiers
- Sense Amplifiers
- Level Shifters
- Timers
- Lamp and Relay Drivers
- Thyristor Firing Circuits
- Temperature Compensated Amplifiers
- Operational Amplifiers

Ordering Information

| PART NUMBER (BRAND) | TEMP. RANGE (°C) | PACKAGE | PKG. NO. |
|---------------------|------------------|--------------------------|----------|
| CA3096AE | -55 to 125 | 16 Ld PDIP | E16.3 |
| CA3096AM (3096A) | -55 to 125 | 16 Ld SOIC | M16.15 |
| CA3096AM96 (3096A) | -55 to 125 | 16 Ld SOIC Tape and Reel | M16.15 |
| CA3096CE | -55 to 125 | 16 Ld PDIP | E16.3 |
| CA3096E | -55 to 125 | 16 Ld PDIP | E16.3 |
| CA3096M (3096) | -55 to 125 | 16 Ld SOIC | M16.15 |
| CA3096M96 (3096) | -55 to 125 | 16 Ld SOIC Tape and Reel | M16.15 |

Pinout

CA3096, CA3096A, CA3096C
(PDIP, SOIC)
TOP VIEW



Description

The CA3096C, CA3096, and CA3096A are general purpose high voltage silicon transistor arrays. Each array consists of five independent transistors (two PNP and three NPN types) on a common substrate, which has a separate connection. Independent connections for each transistor permit maximum flexibility in circuit design.

Types CA3096A, CA3096, and CA3096C are identical, except that the CA3096A specifications include parameter matching and greater stringency in I_{CBO} , I_{CEO} , and $V_{CE(SAT)}$. The CA3096C is a relaxed version of the CA3096.

CA3096, CA3096A, CA3096C Essential Differences

| CHARACTERISTIC | CA3096A | CA3096 | CA3096C |
|-------------------------|---------|---------|---------|
| $V_{(BR)CEO}$ (V) (Min) | NPN | 35 | 24 |
| | PNP | -40 | -24 |
| $V_{(BR)CBO}$ (V) (Min) | NPN | 45 | 30 |
| | PNP | -40 | -24 |
| h_{FE} at 1mA | NPN | 150-500 | 100-670 |
| | PNP | 20-200 | 15-200 |
| h_{FE} at 100µA | NPN | 150-500 | 100-670 |
| | PNP | 20-200 | 15-200 |
| I_{CBO} (nA) (Max) | NPN | 40 | 100 |
| | PNP | -40 | -100 |
| I_{CEO} (nA) (Max) | NPN | 100 | 1000 |
| | PNP | -100 | -1000 |
| $V_{CE SAT}$ (V) (Max) | NPN | 0.5 | 0.7 |
| | PNP | 0.5 | 0.7 |
| $ V_{IO} $ (mV) (Max) | NPN | 5 | - |
| | PNP | 5 | - |
| $ I_{IO} $ (µA) (Max) | NPN | 0.6 | - |
| | PNP | 0.25 | - |

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures.

File Number 595.4

1-888-INTERSIL or 321-724-7143 | Copyright © Intersil Corporation 1999

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3096, CA3096A, CA3096C

Absolute Maximum Ratings

| | NPN | PNP |
|----------------------------------------------------|------|-------|
| Collector-to-Emitter Voltage, V_{CE0} | | |
| CA3096, CA3096A | 35V | -40V |
| CA3096C | 24V | -24V |
| Collector-to-Base Voltage, V_{CBO} | | |
| CA3096, CA3096A | 45V | -40V |
| CA3096C | 30V | -24V |
| Collector-to-Substrate Voltage, V_{CIO} (Note 1) | | |
| CA3096, CA3096A | 45V | - |
| CA3096C | 30V | - |
| Emitter-to-Substrate Voltage, V_{EIO} | | |
| CA3096, CA3096A | - | -40V |
| CA3096C | - | -24V |
| Emitter-to-Base Voltage, V_{EBO} | | |
| CA3096, CA3096A | 6V | -40V |
| CA3096C | 6V | -24V |
| Collector Current, I_C (All Types) | 50mA | -10mA |

Operating Conditions

Temperature Range-55°C to 125°C

Thermal Information

| Thermal Resistance (Typical, Note 2) | θ_{JA} (°C/W) |
|-----------------------------------------------------|----------------------|
| PDIP Package | 90 |
| SOIC Package | 125 |
| Maximum Power Dissipation (Each Transistor, Note 3) | 200mW |
| Maximum Junction Temperature (Plastic Package) | 150°C |
| Maximum Storage Temperature Range | -65°C to 150°C |
| Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) | 300°C |
| (SOIC - Lead Tips Only) | |

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

1. The collector of each transistor of the CA3096 is isolated from the substrate by an integral diode. The substrate (Terminal 16) must be connected to the most negative point in the external circuit to maintain isolation between transistors and to provide for normal transistor action.
2. θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.
3. Care must be taken to avoid exceeding the maximum junction temperature. Use the total power dissipation (all transistors) and thermal resistances to calculate the junction temperature.

Electrical Specifications For Equipment Design, At $T_A = 25^\circ\text{C}$

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | CA3096 | | | CA3096A | | | CA3096C | | | UNITS |
|---------------------------------------------------|-----------------------------------|--------|-------|------|---------|--------|------|---------|-------|------|-------|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| DC CHARACTERISTICS FOR EACH NPN TRANSISTOR | | | | | | | | | | | |
| I_{CBO} | $V_{CB} = 10V, I_E = 0$ | - | 0.001 | 100 | - | 0.001 | 40 | - | 0.001 | 100 | nA |
| I_{CEO} | $V_{CE} = 10V, I_B = 0$ | - | 0.006 | 1000 | - | 0.006 | 100 | - | 0.006 | 1000 | nA |
| $V_{(BR)CEO}$ | $I_C = 1mA, I_B = 0$ | 35 | 50 | - | 35 | 50 | - | 24 | 35 | - | V |
| $V_{(BR)CBO}$ | $I_C = 10\mu A, I_E = 0$ | 45 | 100 | - | 45 | 100 | - | 30 | 80 | - | V |
| $V_{(BR)CIO}$ | $I_{CI} = 10\mu A, I_B = I_E = 0$ | 45 | 100 | - | 45 | 100 | - | 30 | 80 | - | V |
| $V_{(BR)EBO}$ | $I_E = 10\mu A, I_C = 0$ | 6 | 8 | - | 6 | 8 | - | 6 | 8 | - | V |
| V_Z | $I_Z = 10\mu A$ | 6 | 7.9 | 9.8 | 6 | 7.9 | 9.8 | 6 | 7.9 | 9.8 | V |
| $V_{CE SAT}$ | $I_C = 10mA, I_B = 1mA$ | - | 0.24 | 0.7 | - | 0.24 | 0.5 | - | 0.24 | 0.7 | V |
| V_{BE} (Note 4) | $I_C = 1mA, V_{CE} = 5V$ | 0.6 | 0.69 | 0.78 | 0.6 | 0.69 | 0.78 | 0.6 | 0.69 | 0.78 | V |
| h_{FE} (Note 4) | | 150 | 390 | 500 | 150 | 390 | 500 | 100 | 390 | 670 | |
| $ \Delta V_{BE}/\Delta T $ (Note 4) | $I_C = 1mA, V_{CE} = 5V$ | - | 1.9 | - | - | 1.9 | - | - | 1.9 | - | mV/°C |
| DC CHARACTERISTICS FOR EACH PNP TRANSISTOR | | | | | | | | | | | |
| I_{CBO} | $V_{CB} = -10V, I_E = 0$ | - | -0.06 | -100 | - | -0.006 | -40 | - | -0.06 | -100 | nA |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3096, CA3096A, CA3096C

Electrical Specifications For Equipment Design, At $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Continued)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | CA3096 | | | CA3096A | | | CA3096C | | | UNITS |
|-------------------------------------|----------------------------------------------------|--------|-------|-------|---------|-------|------|---------|-------|-------|----------------------------|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| I_{CEO} | $V_{CE} = -10\text{V}$, $I_B = 0$ | - | -0.12 | -1000 | - | -0.12 | -100 | - | -0.12 | -1000 | nA |
| $V_{(BR)CEO}$ | $I_C = -100\mu\text{A}$, $I_B = 0$ | -40 | -75 | - | -40 | -75 | - | -24 | -30 | - | V |
| $V_{(BR)CBO}$ | $I_C = -10\mu\text{A}$, $I_E = 0$ | -40 | -80 | - | -40 | -80 | - | -24 | -60 | - | V |
| $V_{(BR)EBO}$ | $I_E = -10\mu\text{A}$, $I_C = 0$ | -40 | -100 | - | -40 | -100 | - | -24 | -80 | - | V |
| $V_{(BR)EIO}$ | $I_{EI} = 10\mu\text{A}$, $I_B = I_C = 0$ | 40 | 100 | - | 40 | 100 | - | 24 | 80 | - | V |
| $V_{CE\text{ SAT}}$ | $I_C = -1\text{mA}$, $I_B = -100\mu\text{A}$ | - | -0.16 | -0.4 | - | -0.16 | -0.4 | - | -0.16 | -0.4 | V |
| V_{BE} (Note 4) | $I_C = -100\mu\text{A}$, $V_{CE} = -5\text{V}$ | -0.5 | -0.6 | -0.7 | -0.5 | -0.6 | -0.7 | -0.5 | -0.6 | -0.7 | V |
| h_{FE} (Note 4) | $I_C = -100\mu\text{A}$, $V_{CE} = -5\text{V}$ | 40 | 85 | 250 | 40 | 85 | 250 | 30 | 85 | 300 | |
| | $I_C = -1\text{mA}$, $V_{CE} = -5\text{V}$ | 20 | 47 | 200 | 20 | 47 | 200 | 15 | 47 | 200 | |
| $ \Delta V_{BE}/\Delta T $ (Note 4) | $I_C = -100\mu\text{A}$, $V_{CE} = -5\text{V}$ | - | 2.2 | - | - | 2.2 | - | - | 2.2 | - | $\text{mV}/^\circ\text{C}$ |

- I_{CBO} Collector-Cutoff Current
- I_{CEO} Collector-Cutoff Current
- $V_{(BR)CEO}$ Collector-to-Emitter Breakdown Voltage
- $V_{(BR)CBO}$ Collector-to-Base Breakdown Voltage
- $V_{(BR)CIO}$ Collector-to-Substrate Breakdown Voltage
- $V_{(BR)EBO}$ Emitter-to-Base Breakdown Voltage
- V_Z Emitter-to-Base Zener Voltage
- $V_{CE\text{ SAT}}$ Collector-to-Emitter Saturation Voltage
- V_{BE} Base-to-Emitter Voltage
- h_{FE} DC Forward-Current Transfer Ratio
- $|\Delta V_{BE}/\Delta T|$ Magnitude of Temperature Coefficient: (for each transistor)

NOTE:

4. Actual forcing current is via the emitter for this test.

Electrical Specifications For Equipment Design At $T_A = 25^\circ\text{C}$ (CA3096A Only)

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | CA3096A | | | UNITS |
|--------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------|--------------------------------------------------------------|---------|------|-----|------------------------------|
| | | | MIN | TYP | MAX | |
| FOR TRANSISTORS Q₁ AND Q₂ (AS A DIFFERENTIAL AMPLIFIER) | | | | | | |
| Absolute Input Offset Voltage | $ V_{IO} $ | $V_{CE} = 5\text{V}$, $I_C = 1\text{mA}$ | - | 0.3 | 5 | mV |
| Absolute Input Offset Current | $ I_{IO} $ | | - | 0.07 | 0.6 | μA |
| Absolute Input Offset Voltage Temperature Coefficient | $\frac{ \Delta V_{IO} }{\Delta T}$ | | - | 1.1 | - | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| FOR TRANSISTORS Q₄ AND Q₅ (AS A DIFFERENTIAL AMPLIFIER) | | | | | | |
| Absolute Input Offset Voltage | $ V_{IO} $ | $V_{CE} = -5\text{V}$, $I_C = -100\mu\text{A}$ $R_S = 0$ | - | 0.15 | 5 | mV |
| Absolute Input Offset Current | $ I_{IO} $ | | - | 2 | 250 | nA |
| Absolute Input Offset Voltage Temperature Coefficient | $\frac{ \Delta V_{IO} }{\Delta T}$ | | - | 0.54 | - | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3096, CA3096A, CA3096C

Electrical Specifications Typical Values Intended Only for Design Guidance At $T_A = 25^\circ\text{C}$

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | TYPICAL VALUES | UNITS |
|--------------------------------------------------------|----------|--------------------------------------------------------------------------------|----------------|------------------|
| DYNAMIC CHARACTERISTICS FOR EACH NPN TRANSISTOR | | | | |
| Noise Figure (Low Frequency) | NF | $f = 1\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}, R_S = 1\text{k}\Omega$ | 2.2 | dB |
| Low-Frequency, Input Resistance | R_i | $f = 1.0\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | 10 | $\text{k}\Omega$ |
| Low-Frequency Output Resistance | R_o | $f = 1.0\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | 80 | $\text{k}\Omega$ |
| Admittance Characteristics | | | | |
| Forward Transfer Admittance | Y_{FE} | g_{FE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | 7.5 | mS |
| | | b_{FE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | -j13 | mS |
| Input Admittance | Y_{IE} | g_{IE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | 2.2 | mS |
| | | b_{IE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | j3.1 | mS |
| Output Admittance | Y_{OE} | g_{OE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | 0.76 | mS |
| | | b_{OE} $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | j2.4 | mS |
| Gain-Bandwidth Product | f_T | $V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1.0\text{mA}$ | 280 | MHz |
| | | $V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 5\text{mA}$ | 335 | MHz |
| Emitter-To-Base Capacitance | C_{EB} | $V_{EB} = 3\text{V}$ | 0.75 | pF |
| Collector-To-Base Capacitance | C_{CB} | $V_{CB} = 3\text{V}$ | 0.46 | pF |
| Collector-To-Substrate Capacitance | C_{CI} | $V_{CI} = 3\text{V}$ | 3.2 | pF |
| DYNAMIC CHARACTERISTICS FOR EACH PNP TRANSISTOR | | | | |
| Noise Figure (Low Frequency) | NF | $f = 1\text{kHz}, I_C = 100\mu\text{A}, R_S = 1\text{k}\Omega$ | 3 | dB |
| Low-Frequency Input Resistance | R_i | $f = 1\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 100\mu\text{A}$ | 27 | $\text{k}\Omega$ |
| Low-Frequency Output Resistance | R_o | $f = 1\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 100\mu\text{A}$ | 680 | $\text{k}\Omega$ |
| Gain-Bandwidth Product | f_T | $V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 100\mu\text{A}$ | 6.8 | MHz |
| Emitter-To-Base Capacitance | C_{EB} | $V_{EB} = -3\text{V}$ | 0.85 | pF |
| Collector-To-Base Capacitance | C_{CB} | $V_{CB} = -3\text{V}$ | 2.25 | pF |
| Base-To-Substrate Capacitance | C_{BI} | $V_{BI} = 3\text{V}$ | 3.05 | pF |

Typical Applications

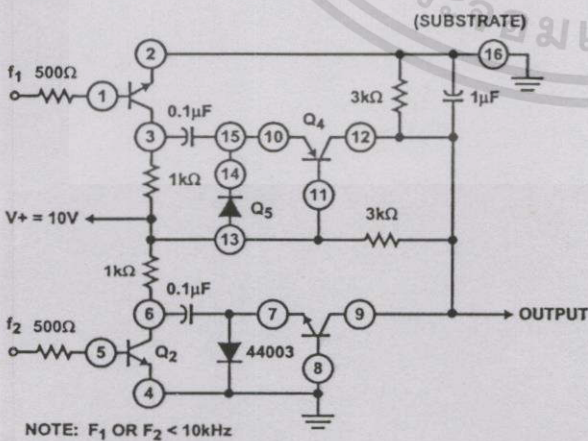


FIGURE 1. FREQUENCY COMPARATOR USING CA3096

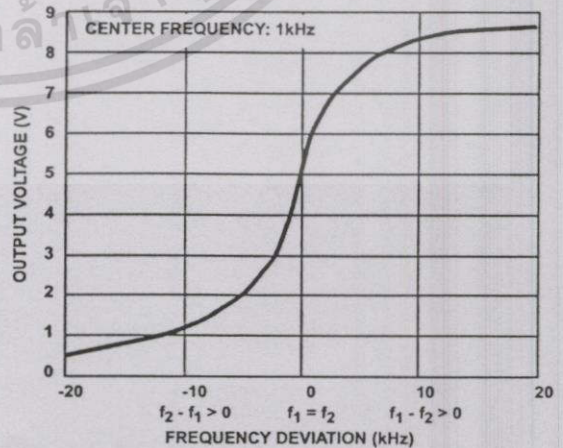


FIGURE 2. FREQUENCY COMPARATOR CHARACTERISTICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electronically controlled negative resistance based on translinear circuits

Wiwat Kiranon, Chariya Loescharataramdee, Naruemol Kiatwarin and Pramote Wardkein
 Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT)
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
 Phone: (662)3269968 Ext. 109, Fax: (662)7392398, Email: klcharyi@kmitl.ac.th

Abstract

This paper presents a novel design of negative resistance based on translinear circuits. The resistance is electronically tunable. Hence applications of the proposed negative resistor are practically convenient. In addition, the circuit offers an advantageous feature of compensation for temperature sensitivity. Simulation results are obtained to show validity of the theoretical analysis.

1. Introduction

Negative resistance is very useful in various applications in instrumentation, circuit designs and signal processing. One familiar application is to use negative resistance for impedance matching or improving the quality factor of an inductor or a resonant circuit [1]. Negative resistance can be used to help set up the oscillatory conditions in an oscillator circuit. The use of negative resistance along with an integrator helps boost linearity in integration process [2].

There are many papers presenting the designs of negative resistance based on variety of techniques. Some designs directly generate negative input impedance [3-5]. Others rely on negative impedance converters and negative impedance inverters [6]. However, to the best of the authors' knowledge there has been no attempt made to design electronically tunable negative resistance with a translinear implementation. Hence it is the aim of this paper to present a new development of designing electronically controlled negative resistance based on translinear circuits. The design also has the capability to compensate for changes in temperature. Not only that the proposed circuit is suitable for IC implementation but electronically tunable feature makes it appealing for practical applications. Simulation results obtained confirm the validity of the theoretical analysis of the proposed design, that is, negative resistance with changes in temperature compensated for has been successfully generated and applied in a resonant circuit in order to improve its quality factor.

2. Circuit description

The floating negative resistor proposed in the paper relies on the basic translinear cell shown in Fig. 1. This is the same element that Fabre and Member [7] used as a voltage follower at the front end of a current conveyor.

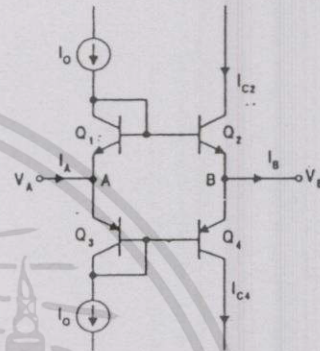


Fig. 1 Basic translinear element.

Assume all the standard translinear conditions with respect to temperature and area junctions [11], the analysis of the circuit in Fig. 1 can be described in the following. First, the base-emitter voltage of Q₂ is found from

$$V_{be2} = V_{be1} + V_A - V_B$$

Using the approximation of the collector current and base-emitter voltage [8] gives the following collector current of Q₂

$$\begin{aligned}
 I_{C2} &= I_s e^{\frac{(V_{be1} + V_A - V_B)}{V_T}} \\
 &= I_s e^{\frac{V_T \ln\left(\frac{I_o}{I_s}\right) + V_A - V_B}{V_T}} \\
 &= I_o e^{\frac{V_{AB}}{V_T}}
 \end{aligned} \tag{1}$$

where

I_s is the reverse saturation of the junction
 V_T is the thermal voltage

$$V_{AB} = V_A - V_B$$

In the same manner, the collector current of Q_4 is given by

$$I_{C4} = I_o e^{\frac{-V_{AB}}{V_T}} \quad (2)$$

Therefore,

$$\begin{aligned} I_B &= I_{C2} - I_{C4} \\ &= 2I_o \sinh\left(\frac{V_{AB}}{V_T}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

Meanwhile, it is not hard to see that

$$I_A = 0$$

The dashed-box contained in Fig. 2 consists of a compound translinear cell resulted from connecting two identical elements of Fig. 1. The current I generated in the cell is

$$I = 2I_o \sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \quad (4)$$

This current is mirrored to node A and B with

$$I_{AB} = -2I_o \sinh\left(\frac{V_{AB}}{2V_T}\right) \quad (5)$$

Expanding the hyperbolic sine term in (5) with the Taylor's series. Then with the assumption that $V_{AB} \ll 2V_T$, the relation becomes

$$I_{AB} = -I_o \frac{V_{AB}}{V_T} \quad (6)$$

Thus, a small V_{AB} results in the following equivalent negative resistance between node A and B

$$R_{AB} = -\frac{V_T}{I_o} \quad (7)$$

Therefore, the basic circuit in Fig. 2 generates linear negative resistance if the input voltage V_{AB} is less than $2V_T$ which is approximately 50 mV at 27° C.

It is worth mentioning that electronically tunable positive resistance can be generated by simple modification to the circuit in Fig. 2. This can be easily done as follows: discarding transistors $Q_9 \sim Q_{16}$; removing the connection between the emitters of Q_2 and Q_5 (the same as those of Q_4 and Q_7); connecting node A with B; adopting the emitters of

Q_2 (or Q_4) and Q_5 (or Q_7) as the input terminals. This results in the current to the circuit virtually flowing from high to low potential. In turn, positive resistance is readily generated.

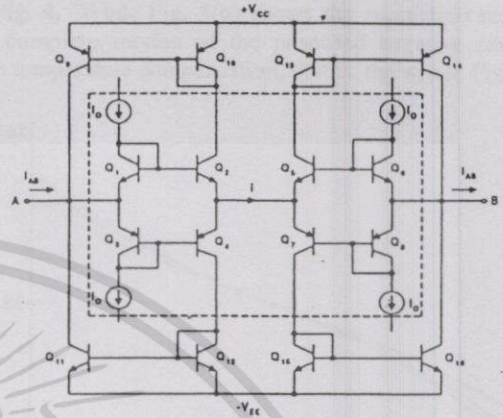


Fig. 2 Basic translinear implementation for negative resistance

Note that the negative resistance given in (7) insidiously varies with temperature. Nevertheless, the problem can be plausibly handled by keeping the bias current in direct proportion to the thermal voltage. The following new development employs such a strategy. Figure. 3 illustrates the proposed temperature compensation scheme to be employed along with the negative resistance generating circuit the characteristic of which is expressed in (7). The configuration of the circuit shows that $Q_1 \sim Q_4$ are composing a translinear cell similarly to that in Fig.1. Therefore,

$$I = 2I_R \sinh\left(\frac{V_S}{V_T}\right) \quad (8)$$

The transistors $Q_9 \sim Q_{16}$ function as the Gilbert's translinear cell and provide an output current I_b of the form [10]

$$I_b = \frac{I_C I_D}{I_a} \quad (9)$$

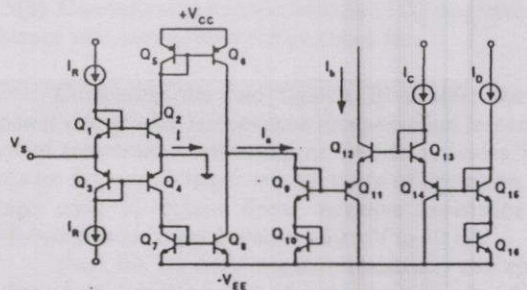


Fig. 3 Temperature compensation translinear circuit.

Since Q_5, Q_6, Q_7 and Q_8 compose a current mirror circuit,

$$I_a = I$$

The current expressed in (9) can then be written as

$$I_b = \frac{I_C I_D}{2I_R \sinh\left(\frac{V_S}{V_T}\right)} \quad (10)$$

Again if $V_S \ll V_T$,

$$I_b = \frac{I_C I_D V_T}{2I_R V_S} \quad (11)$$

Using I_b in (11) in place of the bias current I_o in (7), the negative resistance in (7) can be rewritten as

$$R_{AB} = -\frac{2I_R V_S}{I_C I_D} \quad (12)$$

A complete negative resistance generating circuit is shown in Fig. 4. Using $I_C = I_D = I_R$ in the circuit results in the following simple relation

$$R_{AB} = -\frac{2V_S}{I_R} \quad (13)$$

3. Simulation results

To verify the validity of the theory, the circuit in Fig. 4 was simulated using the bipolar transistors NPN: NR100N and PNP: PR100N the parameters of which are detailed in [9], $I_R = 50 \mu\text{A}$, $V_S = 3 \text{ mV}$ and $\pm 2.5\text{V}$ power supply.

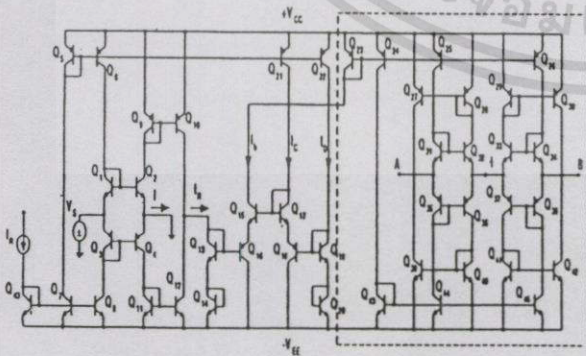


Fig.4 Complete negative resistance generating circuit with temperature compensation.

Simulation results with variation of temperature are shown in Fig. 5. Fig. 5(a) shows the simulation results of the negative resistance generator without temperature compensation. This is the part illustrated in the dashed-box of Fig. 4. While Fig. 5(b) shows the simulation results of the complete version of the proposed negative resistance with temperature compensation, that is, the whole Fig. 4.

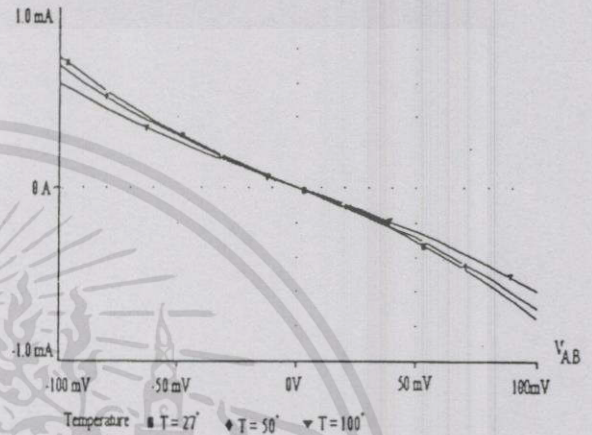


Fig.5(a) Current-voltage characteristics of the negative resistance without temperature compensation.

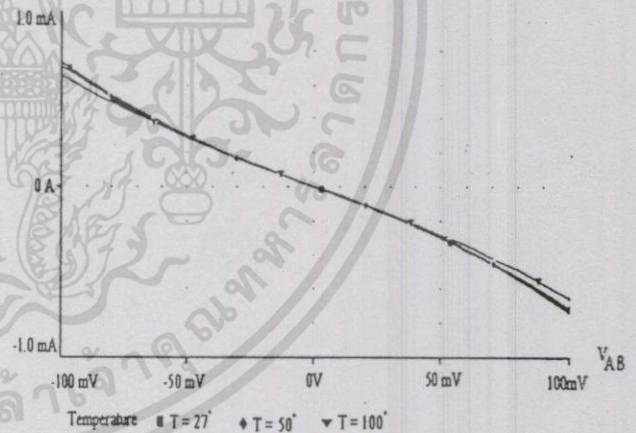


Fig.5(b) Current-voltage characteristics of the negative resistance with temperature compensated for.

Comparing the two figures, it is clear that the proposed circuit with temperature compensation lessens the effect of temperature sensitivity as well as provides linear resistance for a much larger voltage range of operation. The voltage used to obtain linear negative resistance lies comfortably in the range between -50 mV to 50 mV .

Next, the proposed negative resistance was applied to improve the quality factor of a resonant circuit. Simple RLC circuit as shown in Fig. 6 was simulated with the negative resistor constructed from Fig. 4 as part of the circuit. The values of R', L and C used in the circuit are 100

Ω , 0.1 mH, and 1 nF respectively. Varying I_R so as to get various values of the negative resistance. The frequency response of the loop-current is shown in Fig. 7.

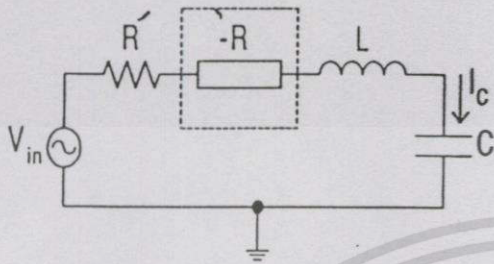


Fig. 6 Bandpass filter with negative resistance to improve the quality factor.

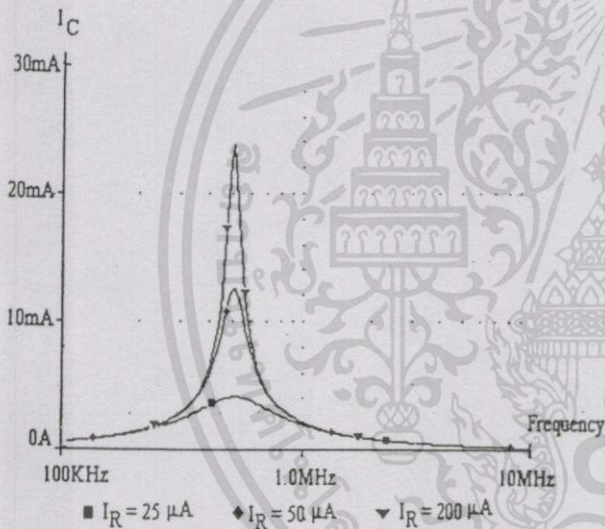


Fig. 7 Frequency response of the loop current.

It is clearly seen that the quality factor of the circuit can be improved by adjusting the bias current I_b such that the total resistance in the circuit is decreasing.

4. Discussion remarks and Conclusions

This paper presents a new design of floating negative resistance based on translinear circuits. The negative resistance is successfully generated with linear performance obtained for the voltage range of $\pm 2V_T$. Outside this range, the negative resistance becomes nonlinear. The resistance is also electronically tunable and temperature dependence compensated for. Simulation results show that the circuit operation is in agreement with

the theoretical analysis. The proposed negative resistance has also been successfully applied to improve the quality factor of a resonant circuit. In addition, electronically controlled positive resistance can be easily constructed by simple modification to the proposed circuit. Since the design relies exclusively on the use of transistors, it is highly suitable for IC implementation.

REFERENCES

- [1] M. Lapinaja and T. Rahkonen, "An Active Tuning and Impedance Matching Element," *Proc. ISCAS/IEEE*, 1998, pp. I-559-I-562.
- [2] S. Takagi and N. Fujii, "Novel highly linear MOS integrator using a negative impedance convertor (NIC)," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 10, pp. 746-748, May, 1994.
- [3] L. O. Chua, "Bipolar-JFET-MOSFET Negative Resistance Devices," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-32, no. 1, pp. 46-61, Jan 1985.
- [4] H. Takagi and G. Kano, "Complementary JFET Negative resistance devices," *IEEE J. Solid-state circuit*, vol. SC-10, pp. 509-515, Dec. 1975.
- [5] K. Lchovec and R. Zuleeg, "Negative resistance of a modified insulated-gate field-effect transistor," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 1163-1165, Aug. 1974.
- [6] C. Toumazou and F. J. Lidgey, "Current-Conveyor Basic and Applications," *ISCAS'94*, pp. 569-585, 1994.
- [7] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "High-Frequency High-Q BiCMOS current-Mode Bandpass Filter and Mobile Communication Application," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 614-625, Apr. 1998.
- [8] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, Inc., 1991.
- [9] D. R. Frey, "Log-domain filtering: an approach to current mode filtering," *IEE Proc. G*, vol. 140, pp. 406-416, Dec. 1993.
- [10] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and C. Fongsamut, "Temperature compensation of translinear current conveyor and OTA," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 8, pp. 707-709, Apr. 1998.
- [11] A. Fabre, "New formulations to describe translinear mixed cells accurately," *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, vol. 141, no.3, Jun 1994.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวณมล เกียรติวารินทร์ เกิดเมื่อวันที่ 11 กันยายน พ.ศ. 2515 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ในปีการศึกษา 2537 และเข้าทำงานเป็นอาจารย์ประจำที่ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ในปี พ.ศ. 2538 จนถึงปัจจุบัน ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในระหว่างการศึกษา

1. W. Kiranon, C. Loescharataramdee, N. Kiatwarin and P. Wardkien, "Electronically controlled negative resistance based on translinear circuits," ISPACS'99, pp. 645 - 648, 1999.

