

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์
และวงจรขยายโอทีเอ

TEMPERATURE COMPENSATION OF
TRANSLINEAR CURRENT CONVEYOR AND OTA



เฉลิมภรณ์ ฟองสมุทร

CHALERMPAN FONGSAMUT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

๓๗

บัณฑิตวิทยาลัย

๓๗

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

๓๗

พ.ศ.2542

ISBN 974-622-499-9

เลขหม.....

เลขทะเบียน.....33391

วัน, เดือน, ปี.....2 ค.ศ. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สํานักหอสมุดกลางใช้สําหรับการใ้ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่อาจรับผิดชอบต่อการเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TEMPERATURE COMPENSATION OF
TRANSLINEAR CURRENT CONVEYOR AND OTA**



**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
1999**

ISBN 974-622-499-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 1999

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแส

แบบทรานส์ลีนีเยร์และวงจรขยายโอทีเอ

นักศึกษา

นายเฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร

รหัสประจำตัว

39061007

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2542

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.วันชัย ธีรจุฑา

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

ศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดมุ่งหมายในการนำเสนอหลักการออกแบบวงจรชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลีนีเยร์และวงจรขยายโอทีเอ โดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะมุ่งเน้นการออกแบบวงจรโดยอาศัยหลักการของวงจรรวมที่มีการทำงานอยู่ในโหมดกระแส จะพบว่าค่าความต้านทานที่ปรากฏขึ้นที่พอร์ท X ของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลีนีเยร์ และค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยายโอทีเอจะเปลี่ยนแปลงตามผลของอุณหภูมิรอบข้าง โดยได้พัฒนางจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ซึ่งมีค่ากระแสเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าอุณหภูมิ และสามารถที่จะควบคุมการปรับค่าได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ เมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรที่ออกแบบโดยใช้วงจรดังกล่าว จะทำให้วงจรมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิที่ดีขึ้น ในการทดสอบถึงผลการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบและพัฒนาขึ้น โดยเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ผลการทดสอบของวงจรสามารถยืนยันได้ว่าวงจรสอดคล้องเป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์

Thesis Title	Temperature Compensation of Translinear Current Conveyor and OTA
Student	Mr.Chalermpan Fongsamut
Student ID.	39061007
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	1999
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Vanchai Riewruja
Thesis Co-Advisor	Prof.Dr.Wanlop Surakampontorn

ABSTRACT

The goal of this thesis is to propose the design a temperature compensation of translinear current conveyor and OTA which are attractive features for VLSI implementation of current-mode function circuits by using bipolar transistor technology. In the translinear current conveyor based circuit, the realization methods take advantage of the parasitic resistance that appears at the port X of the conveyor. In the OTA based circuit, the realization methods make use of the OTA transconductance gain. Both of them can be varied to the absolute temperature. This design uses a new bias circuit which has a current that is directly proportional to the absolute temperature, and can also be electronically varied. As applied with translinear current conveyor and OTA, it will display a stability with a higher temperature. The performances of the scheme are confirmed through PSPICE simulation results.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.วันชัย ธีรจุฑา อาจารย์ที่ปรึกษา และศาสตราจารย์ ดร.วัลลภ สุระกำพลธร อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม เป็นอย่างสูง ที่ได้ให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม คำปรึกษาและคำชี้แนะแนวทางในการ แก้ไขปัญหาต่าง ๆ อย่างทันท่วงที ตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ มาโดยตลอดระยะเวลาการศึกษา

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เกียรติศักดิ์ คมวัชรระ ที่ได้ให้คำปรึกษาวิธีการแก้ไข ปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในการทำวิทยานิพนธ์ร่วมกับอาจารย์ที่ปรึกษา ทำให้การเรียบเรียงวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ มีคุณภาพมากยิ่งขึ้น และขอขอบคุณ อาจารย์ชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย ที่ได้ให้คำปรึกษา คำชี้แนะเป็นอย่างดี รวมทั้งทีมงานของห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processingทุกท่านที่ได้เอื้อเฟื้ออุปกรณ์เครื่องมือและสถานที่ในการทำวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่คอยห่วงใยและให้การสนับสนุนในการศึกษา รวมทั้งขอขอบคุณญาติสนิท และพี่ ๆ ทุกคน ที่เป็นกำลังใจ พร้อมทั้งให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ แก่ผู้เขียนมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติภายใต้โครงการทุนส่งเสริมวิชาชีพนักวิจัย ประเภทรางวัลพัฒนาวิชาชีพนักวิจัย และศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติภายใต้โครงการสนับสนุนการออกแบบวงจรรวมในสถาบันศึกษา ที่ให้ทุนและเครื่องมือสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์นี้

เฉลิมภรณ์ ฟองสมุทร

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	5
2.2.1 วงจรสมมูลและแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	5
2.2.2 สมการที่ใช้ในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	7
2.3 บทสรุป.....	11
บทที่ 3 ผลของอุณหภูมิภายในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลีนีเยร์และ วงจรขยายโอทีเอ.....	13
3.1 บทนำ.....	13
3.2 หลักการพื้นฐานของทรานส์ลีนีเยร์.....	13
3.3 ค่าอุณหภูมิที่ขึ้นในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลีนีเยร์.....	17
3.3.1 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลีนีเยร์รูป.....	17
3.3.2 คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสยุคที่สอง ซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแสหรือ CCCII.....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3.3 การทำงานของ CCCII+ และ CCCII-	21
3.4 ค่าอุณหภูมิที่ขึ้นในวงจรขยายโอทีเอ	24
3.4.1 หลักการพื้นฐาน	24
3.4.2 การทำงานของวงจรขยายโอทีเอ	27
3.5 บทสรุป	32
บทที่ 4 การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง	33
4.1 บทนำ	33
4.2 หลักการพื้นฐาน	33
4.3 หลักการของวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง	35
4.4 การหาคะแนนของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์	39
4.5 การหาคะแนนของอุณหภูมิในวงจรขยายโอทีเอ	40
4.6 ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE	41
4.7 บทสรุป	44
บทที่ 5 การออกแบบวงจรค่าความต้านทานแบบลบโดยใช้ OTA ที่มีการหาคะแนนของอุณหภูมิ	46
5.1 บทนำ	46
5.2 หลักการของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส	46
5.3 การออกแบบวงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบ	50
5.4 ผลการทดลอง และตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน	56
5.5 บทสรุป	58
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์	60
6.1 บทสรุปและวิจารณ์	60
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ	60

เอกสารอ้างอิง	62
---------------	----

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก.....	65
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} กับ กระแส I_2 และ I_4 ของวงจรขยายคลาส AB.....	66
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานจุดออกของวงจรขยายคลาส AB.....	69
ภาคผนวก ค. การวิเคราะห์หาค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ของวงจรขยายความแตกต่าง.....	72
ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	76
ประวัติผู้เขียน.....	90



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 วงจรสมมูลย์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	6
2.2 วงจรสมมูลย์ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม	6
2.3 วงจรสมมูลย์ของวงจรเบสร่วม	11
3.1 รูปแบบทั่ว ๆ ไปของวงจรทรานส์ลิเนียร์รูป	14
3.2 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูป	17
3.3 สัญลักษณ์ของ CCCII	20
3.4 วงจรสมมูลย์ของ CCCII	20
3.5 วงจร CCCII+	22
3.6 วงจร CCCII-	23
3.7 วงจรสมมูลย์ทางอุดมคติของ OTA	24
3.8 สัญลักษณ์ของ OTA	25
3.9 วงจรขยายความแตกต่าง	25
3.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต	26
3.11 วงจรพื้นฐานของ OTA	27
3.12 วงจรขยายโอทีเอ โดยใช้ไอซี LM13600	31
4.1 วงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิงพื้นฐาน	34
4.2 วงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง	35
4.3 วงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง	36
4.4 วงจรคูณและวงจรหารกระแส	37
4.5 การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์	39
4.6 การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรขยายโอทีเอ	40
4.7 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_B ต่ออุณหภูมิ	41
4.8 ผลการทดลองการปรับค่ากระแส I_B ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์	42
4.9 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_Z ต่ออุณหภูมิ	43
4.10 วงจรความต้านทานเทียบกราวด์ที่ปรับค่าได้	43
4.11 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเทียบกราวด์ที่ปรับค่าได้ต่ออุณหภูมิ	44
5.1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ	47
5.2(ก) วงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบชนิดกระแสควบคุม	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.2(ข) สัญลักษณ์.....	50
5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_2 เทียบ i_{in}	51
5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_1 เทียบ i_{in}	52
5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_3 เทียบ i_{in}	53
5.6 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเทียบกับอุณหภูมิ.....	56
5.7 ผลการทดลองแปรค่าความต้านทาน R_{AB} ด้วยกระแส I_B	57
5.8 วงจรที่ใช้ในการทดลอง.....	58
5.9 ผลที่ได้จากการทดลอง.....	58
ก.1 วงจรขยายคลาส AB.....	66
ข.1 วงจรขยายคลาส AB.....	69
ค.1 วงจรขยายความแตกต่าง.....	72

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันอุตสาหกรรมทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ และคอมพิวเตอร์ได้มีการพัฒนาให้มีความเจริญก้าวหน้าไปอย่างไม่หยุดนิ่ง โดยเฉพาะชิ้นส่วนของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จะเริ่มจากระบบหลอดสุญญากาศ มาเป็นสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ที่มีลักษณะเป็นดิสครีท (Discrete) และมาเป็นรูปแบบวงจรรวม (Integrated Circuit) หรือเรียกว่า ไอซี (IC) วงจรแบบดิสครีทจะใช้ทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์จำพวกแอคทีฟ (Active) มาต่อร่วมกับตัวต้านทาน (Resistor) หรือตัวเก็บประจุ (Capacitor) ซึ่งเป็นอุปกรณ์จำพวกพาสซีฟ (Passive) เนื่องจากวงจรจะมีขนาดใหญ่ ในขณะที่ใช้งานวงจรจะเกิดความร้อนขึ้นบนแผงวงจร และความร้อนในแต่ละจุดบนแผงวงจรจะมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งจะเป็นผลทำให้กระแสที่ไหลในอุปกรณ์จำพวกสารกึ่งตัวนำจะมีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่กำหนด เป็นผลให้เสถียรภาพของวงจรทางด้านอุณหภูมิไม่ดี และผลตอบสนองต่อความถี่จะไม่ดีนัก [1] ในส่วนของวงจรรวมจะสามารถลดปัญหาที่เกิดขึ้นจากการใช้วงจรแบบดิสครีทลงได้มาก เนื่องจากจำนวนอุปกรณ์ทั้งหมดของวงจรรวมจะถูกสร้างขึ้นบนสารกึ่งตัวนำชิ้นเดียวกัน ทำให้วงจรมีขนาดเล็กและอุณหภูมิในแต่ละจุดของวงจรจะมีค่าใกล้เคียงกันมาก จึงทำให้วงจรมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิที่ดี ในการออกแบบเพื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ได้มีการทำวิจัยและพัฒนากันมาตลอด โดยมีการนำเสนอการออกแบบวงจรในหลักการใหม่ ขึ้นมาเพื่อให้สามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานได้ง่ายและมีขนาดเล็ก หรือออกแบบปรับปรุงแก้ไขวงจรที่มีอยู่แล้วให้มีคุณสมบัติ และมีประสิทธิภาพในการทำงานตลอดจนให้ค่าความละเอียดความแม่นยำในการทำงานดียิ่งขึ้น และมีผลตอบสนองต่อความถี่ในการปฏิบัติงานที่สูงตามไปด้วย อีกทั้งต้องพยายามคิดค้นให้วงจรมีความยุ่งยากน้อยลง และใช้จำนวนอุปกรณ์ภายในวงจรที่ออกแบบขึ้น ให้มีจำนวนน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อให้สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่ายและมีราคาต่อวงจรต่ำ ในปัจจุบันนี้ได้เกิดวงจรรวมแบบต่าง ๆ ขึ้นอย่างมากมาย โดยได้มีการนำเอาคอมพิวเตอร์มาช่วยใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรรวม ทำให้การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรวมทำได้ง่าย และมีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น ดังนั้นการออกแบบวงจรรวมจึงได้รับความสนใจอย่างกว้างขวาง

วงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ จัดอยู่ในกลุ่มวงจรย่อย

ที่ทำงานในรูปของกระแส โดยอินพุตเป็นแรงดันและเอาต์พุตเป็นกระแส จากคุณลักษณะของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารหลวงพระบางสำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรย่อยแบบนี้ จะเรียกว่าวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส หรือวงจร V/I ซึ่งวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ เป็นวงจรย่อยวงจรหนึ่งที่ได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางในการประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อก [2-3] เพราะว่าเนื่องจากเป็นวงจรที่สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรรวมได้สะดวก แต่คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอจะมีความทำงานโดยขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง ซึ่งได้มีนักวิจัยต่าง ๆ พยายามเข้ามาแก้ไขปัญหาดังกล่าวนี้ [4-5]

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

จากการที่ได้ทำการค้นคว้าและวิจัย ถ้านำวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ (Translinear Current Conveyor) และวงจรขยายโอทีเอ (OTA) ไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรอนาล็อกฟังก์ชันต่าง ๆ จะพบว่าวงจรอนาล็อกฟังก์ชันที่ทำการออกแบบโดยใช้วงจรทั้ง 2 แบบนี้ ให้ผลการทำงานของวงจรอนาล็อกฟังก์ชันที่ได้ทำการออกแบบขึ้นนั้น มีการทำงานขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิรอบข้าง จึงทำให้ผลการทำงานของวงจรผิดพลาดไป ในการทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ” (Temperature Compensation of Translinear Current Conveyor and OTA) จึงได้กำหนดวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์เอาไว้ดังนี้คือ

1. เพื่อศึกษาค้นคว้าและวิจัยหาหลักการใหม่ เพื่อนำไปชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์
2. เพื่อศึกษาค้นคว้าและวิจัยหาหลักการใหม่ เพื่อนำไปชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรขยายโอทีเอ
3. เพื่อที่จะสามารถนำเอาวงจรที่ได้ออกแบบขึ้นดังกล่าว ไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย
4. จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรน้อยที่สุด
5. สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้มีการเสนอแนวความคิดและหลักการใหม่ ในการทำวิทยานิพนธ์เรื่อง “การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ” (Temperature Compensation of Translinear Current Conveyor and OTA)

ไว้ 4 ประการคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรที่ออกแบบขึ้น จะให้ค่ากระแสเอาต์พุตที่มีค่าเป็นสัดส่วน โดยตรงกับผลของอุณหภูมิรอบข้าง
2. วงจรที่ออกแบบขึ้น จะให้ค่ากระแสเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
3. วงจรที่ออกแบบสามารถนำผลของค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้ไปต่อใช้งานร่วมกับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอได้ง่าย
4. วงจรที่ออกแบบโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ จะมีการชดเชยผลของอุณหภูมิขึ้นภายในวงจรและสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก 4 ภาค โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำจะเป็นการกล่าวนำ ถึงวัตถุประสงค์และหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีการทำงานเบื้องต้น การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญต่าง ๆ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ วงจรสมมูลย์ และแบบจำลองการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรทรานส์ลิเนียร์ (Translinear Principle) ที่ใช้ในการวิเคราะห์วงจรที่อยู่ในรูปแบบของทรานส์ลิเนียร์รูป การทำงานของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ (Translinear Current Conveyor : CCCII) และวงจรขยายโอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) พร้อมทั้งผลการวิเคราะห์คำนวณหาค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ท X (R_X) ของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance : g_m) ของวงจรขยายโอทีเอ ที่เปลี่ยนแปลงตามค่าของอุณหภูมิรอบข้าง

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้างที่สามารถปรับค่ากระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ พร้อมทั้งนำเอาวงจรดังกล่าวไปชดเชยผลของอุณหภูมิที่เกิดขึ้นในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ พร้อมทั้งยืนยันผลการทำงานที่ได้ด้วยการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้

โปรแกรม PSPICE

บทที่ 5 กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรขยายโอทีเอที่มีการลดผลของอุณหภูมิรอบข้างภายในวงจรเป็นที่เรียบร้อยแล้ว และแสดงถึงการนำเอาวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลบชนิดกระแสควบคุม ที่สามารถควบคุมการปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ พร้อมทั้งยืนยันสมรรถนะการทำงานของวงจรโดยได้ทำการทดลองต่อวงจรจริงขึ้น

บทที่ 6 เป็นบทส่งท้ายซึ่งเป็นการสรุปผลงานที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งได้นำเสนอแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อไป

ในส่วนสุดท้ายของวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นภาคผนวกซึ่งจะรวบรวมการวิเคราะห์ผลการต่าง ๆ ของแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- ภาคผนวก ก. จะเป็นการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} กับกระแส I_2 และ I_4 ของวงจรขยายคลาส AB
 - ภาคผนวก ข. จะเป็นการวิเคราะห์หาความต้านทานจุดออกของวงจรขยายคลาส AB
 - ภาคผนวก ค. จะเป็นการวิเคราะห์หาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยายความแตกต่าง
 - ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์
- ประวัติผู้เขียน

บทที่ 2

การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

2.1 บทนำ

ในการวิเคราะห์การออกแบบวงจรและการเลียนแบบการทำงานของวงจรรวมประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะต้องเข้าใจ ถึงวงจรสมมูลย์ และแบบจำลองที่ใช้แสดงพฤติกรรมทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ รวมทั้งสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของอุปกรณ์ซึ่งเป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทแอคทีฟจำพวกไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และเพื่อเป็นแนวทางที่จะนำผลจากสมการของอุปกรณ์นั้น ๆ ไปใช้คำนวณกับวงจรรวมที่ออกแบบขึ้น เนื่องจากสมรรถนะของวงจรนั้น จะขึ้นอยู่กับความเหมาะสมและความถูกต้องของแบบจำลองที่ใช้แทนตัวอุปกรณ์นั้น ซึ่งจะมีความสำคัญมาก สำหรับนักออกแบบวงจรที่จะต้องเข้าใจขีดจำกัดการทำงานและย่านการใช้งานแบบจำลองการทำงานของอุปกรณ์ ซึ่งนำไปสู่ผลที่คาดว่าจะเกิดขึ้นและใช้เป็นข้ออ้างอิงกับผลที่ได้จากการทดลองต่อวงจรจริงขึ้น หรือการเลียนแบบการทำงานของวงจรจากการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูป เช่น โปรแกรม PSPICE เป็นต้น

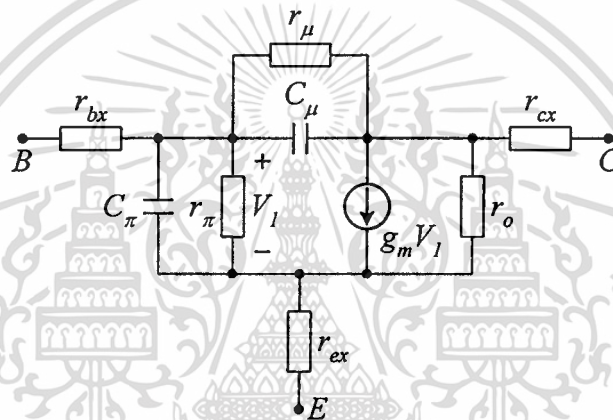
2.2 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

2.2.1 วงจรสมมูลย์และแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

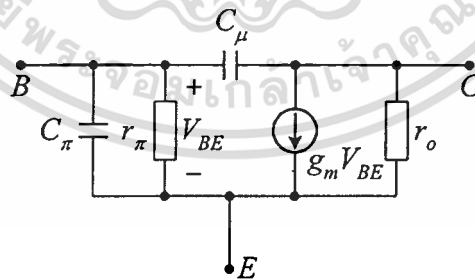
ในการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์โดยทั่ว ๆ ไปนั้น [1,6] จะกำหนดให้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีการทำงานภายใต้การทำงานในช่วงเชิงเส้น (Linear) หรือการทำงานในช่วงแอคทีฟ (Active Mode) โดยที่รอยต่อของขาเบส (Base) กับขาอิมิตเตอร์ (Emitter) จะได้รับแรงดันไบอัสตรง (Forward Bias) และที่รอยต่อของขาเบส (Base) กับขาคอลเลกเตอร์ (Collector) จะได้รับแรงดันไบอัสกลับ (Reverse Bias) วงจรสมมูลย์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แสดงในรูปที่ 2.1 การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ นั้นจะประกอบด้วยค่าความต้านทาน r_{bx} , r_{cx} และ r_{ex} คือ ค่าความต้านทานที่เกิดจากหน้าสัมผัสของจุดต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำและสายที่เชื่อมต่อออกมายังจุดต่อภายนอก ซึ่งจะมีค่าน้อยมากเสมือนเป็นวงจรปิด จึงสามารถที่จะตัดทิ้งไปได้ ส่วนค่าความต้านทาน r_{μ} และ r_o คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสกลับ ของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ และขาคอลเลคเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ ตามลำดับ สำหรับความต้านทาน r_μ จะมีค่าที่สูงมากเหมือนกับเป็นวงจรเปิด จึงสามารถตัดทิ้งได้ ในส่วนค่าความต้านทาน r_π คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสตรงของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์และในการพิจารณา ค่าคาปาซิแตนซ์ (Capacitance) ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ C_μ และ C_π คือคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ และขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ ตามลำดับ ดังนั้น วงจรสมมูลย์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal) โดยประมาณของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter) สามารถเขียนใหม่ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลย์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

สำหรับแบบจำลอง (Model) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้เลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยใช้แบบจำลองของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP จะใช้เบอร์ Q2N3904 และเบอร์ Q2N2905 ตามลำดับ โดยแบบจำลองทั้งสองมีดังนี้[26]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* Q2N3904 NPN TRANSISTOR NATIONAL

.MODEL Q2N3904 NPN(IS=14.34E-15 XTI=3 EG=1.11 VAF=74.03 BF=255.9

+ NE=1.307 ISE=14.34E-15 IKF=0.2847 XTB=1.5 BR=6.092 NC=2 ISC=0 IKR=0

+ RC=1 CJC=7.306E-12 MJC=0.3416 VJC=0.75 FC=0.5 CJE=22.01E-12 MJE=0.377

+ VJE=0.75 TR=46.91E-9 TF=411.1E-9 ITF=0.6 VTF=1.7 XTF=3 RB=10)

* Q2N2905 PNP TRANSISTOR NATIONAL

.MODEL Q2N2905 PNP(IS=650.6E-18 XTI=3 EG=1.11 VAF=115.7 BF=231.7

+ NE=1.829 ISE=54.81E-15 IKF=1.079 XTB=1.5 BR=3.563 NC=2 ISC=0 IKR=0

+ RC=.715 CJC=14.76E-12 MJC=0.5383 VJC=0.75 FC=0.5 CJE=19.82E-12 MJE=0.3357

+ VJE=0.75 TR=111.3E-9 TF=603.7E-12 ITF=0.65 VTF=5 XTF=1.7 RB=10)

2.2.2 สมการที่ใช้ในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เนื่องจากทฤษฎีการทำงานและสมการโดยละเอียดเกี่ยวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้มีการนำเสนอไว้แล้วในเอกสารอ้างอิง [1,6] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขออ้างอิง และกล่าวถึงเฉพาะสมการสำคัญ ๆ ที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์และอ้างผลการทำงานของ วงจรเท่านั้น ซึ่งในการใช้งานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้ จะไบอัสให้ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ มีการทำงานในช่วงแอคทีฟ ช่วงนี้จะไบอัสให้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อ ขาเบสกับขาอีมิเตอร์ หรือ V_{BE} จะต้องเป็นไบอัสตรง (Active Mode) และจะไบอัสให้ค่า แรงดันไฟฟ้า ที่รอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ หรือ V_{BC} จะต้องไบอัสกลับ ซึ่งจะพบว่า คุณสมบัติทางไฟฟ้าของช่วงปฏิบัติงานสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (Large Signal) ของค่า กระแสคอลเลคเตอร์ (I_C) ที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (2.1)

$$I_C = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \quad (2.1)$$

จากสมการที่(2.1) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} I_C &= I_S \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \\ &= I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \end{aligned} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$I_S = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B}$$

หรือ

$$I_S = JA_E$$

และ

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

เมื่อ

- q = ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน (Electron Charge) มีค่าเท่ากับ $1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$
- D_B = ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ของอิเล็กตรอนหรือโฮลในขาเบส (cm^2/s)
- n_i = ค่าความหนาแน่นของประจุพาหะชนิดหนึ่งชนิดใดของสารกึ่งตัวนำอินทรีซิด (cm^{-3})
- A_E = ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ (cm^2)
- Q_B = ค่าจำนวนอะตอมของสารเจือในเบสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่อิมิตเตอร์ (cm^{-3})
- V_{BE} = ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขา B กับขา E (V)
- k = ค่าคงที่ของ Boltzmann's Constant มีค่าเท่ากับ $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$
- T = ค่าอุณหภูมิรอบข้าง ($^\circ\text{K}$)
- I_S = ค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation Current) (A)
- J = ค่าความหนาแน่นของกระแส (A/cm^2)
- V_T = ค่าแรงดันความร้อน (Thermal Voltage) (V)

จากสมการที่ (2.2) พบว่าค่ากระแส I_C จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน V_T โดยที่ค่าของ V_T มีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27°C ซึ่งค่ากระแส I_C เห็นได้ว่าสมการดังกล่าวมีคุณลักษณะเป็นแบบเอ็กโพเนนเชียล

จากความสัมพันธ์ของค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{CE} การทำงานของแบบจำลองจะให้ค่ากระแส I_C คงที่เทียบกับค่าแรงดัน V_{CE} เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงแอคทีฟ แต่ในทางปฏิบัติ เมื่อค่ากระแส I_C เพิ่มขึ้น จะมีผลทำให้ค่าแรงดัน V_{CE} เพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นเนื่องมาจากผลของ Base-Width Modulation ทำให้ค่ากระแส I_C เป็นดังสมการที่ (2.3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad (2.3)$$

เมื่อ V_A คือ ค่าแรงดันขีดเริ่ม (Early Voltage) ของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 130 โวลต์ จากสมการที่ (2.2) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{BE} กับค่ากระแส I_C ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{BE} &= \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_S} \\ &= V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \end{aligned} \quad (2.4)$$

วงจรสมมูลย์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal) ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter) แสดงดังในรูปที่ 2.2 ในการหาสมการแสดงความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 2.2 สามารถหาดังต่อไปนี้

จากสมการที่ (2.2) สามารถหาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{BE} ซึ่งจะได้ดังสมการที่ (2.5)

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{dI_C}{dV_{BE}} \right|_{V_{BE}=0} \\ &= \frac{qI_C}{kT} \\ &= \frac{I_C}{V_T} \end{aligned} \quad (2.5)$$

โดยที่ g_m คือค่าความนำของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Transconductance) จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง V_T และจะมีความเป็นเชิงเส้น โดยขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัสของกระแสคอลเลคเตอร์ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และในส่วนความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_B กับค่าแรงดัน V_{BE} จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 g_\pi &= \left. \frac{dI_B}{dV_{BE}} \right|_{V_{BE}=0} \\
 &= \frac{1}{\beta_F} \frac{dI_C}{dV_{BE}} \\
 &= \frac{g_m}{\beta_F}
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

เมื่อ

β_F คือ ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

g_π คือ ค่าความนำที่ขาเบส ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

หรือสามารถแสดงอยู่ในรูปของค่าความต้านทาน (r_π) ได้ดังสมการที่ (2.7)

$$\begin{aligned}
 r_\pi &= \frac{1}{g_\pi} \\
 &= \frac{\beta_F}{g_m}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

ส่วนความต้านทานเอาต์พุต (r_o) จะได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแส I_C กับค่าแรงดัน V_{CE} โดยจากสมการที่ (2.3) จะได้

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{r_o} = g_o &= \left. \frac{dI_C}{dV_{CE}} \right|_{V_{CE}=0} \\
 &= \frac{I_S}{V_A} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \\
 &= \frac{I_C}{V_A}
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

หรือ

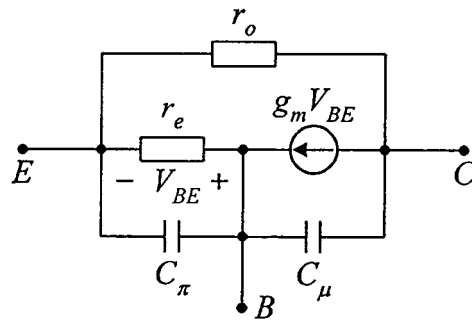
$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \tag{2.9}$$

จากวงจรสมมูลที่ใช้ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วม สามารถเขียนวงจรสมมูล ให้อยู่ใน

วงจรเบสร่วม (Common Base) ได้ดังรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม

ซึ่งค่าความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์ (r_e) ของวงจรเบสร่วมนั้น จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 r_e &= \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} \\
 &= \frac{1}{g_m (1 + 1/\beta_F)} \\
 &= \frac{\alpha_F}{g_m} \\
 &\cong \frac{V_T}{I_C}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

α_F คือ ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรเบสร่วม

2.3 บทสรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการทำงานพื้นฐานของวงจรสมมูล และแบบจำลองการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ รวมทั้งสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อใช้เป็นแนวทางในการนำความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ ต่าง ๆ ดังกล่าวที่ได้จากสมการ โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่กล่าวมานั้น จะพบว่าขึ้นอยู่กับค่าแรงดันความร้อน V_T ซึ่งค่าแรงดันความร้อนจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิรอบข้าง ดังนั้นถ้ามีการนำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ไปใช้งาน จะทำให้มีผลการทำงานผิดพลาดไปตามอุณหภูมิรอบข้าง จึงต้องมีการชดเชยผลของอุณหภูมิรอบข้างขึ้นด้วย ในการนำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ไปใช้งาน ซึ่งสมการที่เป็นคุณลักษณะเฉพาะของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์ผลที่คาดว่าจะเกิดขึ้น และเพื่อให้นำไปอ้างอิง หรือเปรียบเทียบกับผลซึ่งอาจจะได้มาจากการทดลองต่อวงจรจริง หรือใช้คอมพิวเตอร์มาช่วยในการวิเคราะห์ ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE ซึ่งวงจรที่ทำการออกแบบขึ้นนั้น ว่าจะมีสมรรถนะและการทำงานเป็นไปตามหลักการที่ได้ทำการออกแบบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ผลของอุณหภูมิภายในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ และวงจรขยายโอทีเอ

3.1 บทนำ

ในปัจจุบันการประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแสได้มีบทบาทอย่างมาก เนื่องจากการประมวลผลในโหมดกระแสจะมีข้อดีกว่าการประมวลผลในโหมดแรงดันหลายประการ เช่น ความถี่ในการใช้งานกว้าง (Wide Bandwidth) ช่วงปฏิบัติการทำงานกว้าง (Wide Dynamic Range) และสามารถใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ [2] ซึ่งวงจรประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแส ที่จะกล่าวถึงก็คือ วงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ และวงจรขยายโอทีเอ ซึ่งเป็นวงจรที่มีการนำไปประยุกต์ใช้งานทางด้านการประมวลผลสัญญาณอนาล็อกต่าง ๆ มากมาย เช่น วงจรกำเนิดความถี่ (Oscillator) [7-9] วงจรกรองสัญญาณ (Filter) [10-11] วงจรแปลงค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance Converter) [12-13] และวงจรคูณ (Multiplier) [14-15] เป็นต้น โดยวงจรที่กล่าวมานี้ ซึ่งถ้าในการออกแบบวงจรโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ จะทำให้วงจรที่ออกแบบมีฟังก์ชันการทำงานที่มีผลขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง จึงทำให้ผลของการทำงานของวงจรมีความผิดพลาดเกิดขึ้น ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ และวงจรขยายโอทีเอ ที่มีคุณสมบัติขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง

3.2 หลักการพื้นฐานของทรานส์ลิเนียร์รูป

ในการออกแบบวงจรจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะอาศัยความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) กับค่ากระแสคอลเลกเตอร์ (I_C) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนี้ [3]

$$g_m = \frac{dI}{dV} = aI \quad (3.1)$$

เมื่อ a คือ ค่าคงที่(ที่เกี่ยวข้องกับ I หรือ V)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

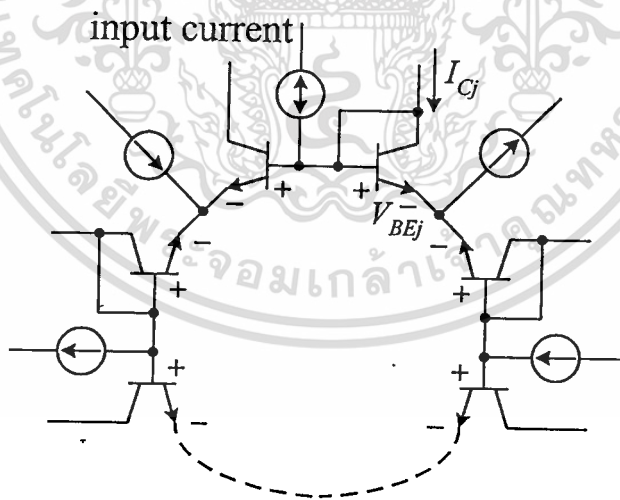
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการอินทิเกรตสมการที่ (3.1) จะได้ว่า

$$I = b \exp(aV) \quad (3.2)$$

เมื่อ b คือ ค่าคงที่

จากสมการที่ (3.2) จะอธิบายถึงค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสกับแรงดัน ซึ่งเหมือนกับสมการที่ (2.2) ที่ได้อธิบายถึงคุณสมบัติระหว่างกระแส I_C กับแรงดัน V_{BE} ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จากคุณสมบัตินี้เมื่อนำไปประยุกต์ใช้เข้ากับวงจรที่ประกอบด้วยรอยต่อของสารพี-เอ็น (p-n junction) เป็นจำนวนคู่ และต่อกันอยู่ในลักษณะไบอัสตรง (Forward Bias) โดยที่รอยต่อพี-เอ็น แต่ละตัวจะถูกต่อเข้ากับขั้วของรอยต่อตัวอื่น ๆ เรียงกันไปเป็นลูป (Loop) จะเรียกวงจรลักษณะแบบนี้ว่าวงจรทรานส์ลิเนียร์รูป [16] โดยปกติวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปทั่ว ๆ ไปจะมีเพียงหนึ่งลูป แต่จากหลักการโดยทั่วไปแล้วสามารถจะมีกี่ลูปก็ได้ โดยที่รอยต่อพี-เอ็นเหล่านี้จะเป็นรอยต่อพี-เอ็นของไดโอด หรือรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ (base-emitter junction) ของทรานซิสเตอร์ก็ได้ แต่โดยปกติแล้วจะใช้รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.1 รูปแบบทั่ว ๆ ไปของวงจรทรานส์ลิเนียร์รูป

การพิจารณาลูปปิดที่ประกอบด้วยการไบอัสตรงของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ จะแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ ในส่วนแรกแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ที่มีทิศทางการหมุนนาฬิกา (Clockwise : CW) และส่วนที่สองแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ที่มีทิศทางการหมุนเข็มนาฬิกา (Counter-clockwise : CCW) ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Counterclockwise : CCW) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยที่แหล่งจ่ายกระแสต่าง ๆ จะมีค่าคงที่ พร้อมทั้งแสดงการเชื่อมต่อของกระแสคอลเลคเตอร์เป็นทั้งอินพุตและเอาต์พุต ดังนั้นผลรวมของแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ รอบลูปปิดในรูปที่ 3.1 สามารถจะเขียนได้ดังนี้

$$\sum_{j=1}^N V_{BEj} = 0 \quad (3.3)$$

หรือ

$$\sum_{CW} V_{BEj} = \sum_{CCW} V_{BEj} \quad (3.4)$$

ซึ่ง

$$V_{BEj} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{Cj}}{I_S}\right) \quad (3.5)$$

หรือ

$$V_{BEj} = V_T \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j J}\right) \quad (3.6)$$

โดยที่

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

และ

$$I_S = A_j J$$

แทนค่าสมการที่ (3.6) ลงในสมการที่ (3.4) จะได้

$$\sum_{CW} V_T \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j J}\right) = \sum_{CCW} V_T \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j J}\right) \quad (3.7)$$

เมื่อ

V_T คือ ค่าแรงดันความร้อน(Thermal Voltage) (V)

I_{Cj} คือ ค่ากระแสคอลเลคเตอร์ (A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_S คือ ค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation current) (A)

A_j คือ พื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ (cm^2)

J คือ ค่าความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ (A/cm^2)

ถ้าสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และอุณหภูมิที่รอยต่อทุกตัวมีค่าเท่ากัน ซึ่งจากวงจรรวมโมโนลิทิกจะสามารถให้คุณสมบัติเหล่านี้ จะเป็นสิ่งที่สำคัญมากในวงจรทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งจะทำให้ผลของแรงดันความร้อนหรืออุณหภูมิ รอบข้างมีการชดเชยกันหมดไป ดังนั้นจากสมการที่ (3.7) จะได้ว่า

$$\sum_{CW} \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right) = \sum_{CCW} \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right) \quad (3.8)$$

จะสังเกตเห็นว่าจากสมการที่ (3.8) จะไม่มีเทอมไหนที่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิรอบข้าง $\frac{kT}{q}$ หรือแรงดันความร้อน V_T และความหนาแน่นของกระแส J แต่เนื่องจากสมการที่ (3.8) จะอยู่ในรูปผลบวกของอนุกรมในเทอมลอการิทึม ดังนั้นสามารถที่จะจัดสมการใหม่ให้อยู่ในเทอมของผลคูณ ได้ดังสมการที่ (3.9)

$$\prod_{CW} \left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right) = \prod_{CCW} \left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right) \quad (3.9)$$

ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวถูกสร้างขึ้นโดยให้มีพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากัน จากสมการที่ (3.9) จะเขียนใหม่ได้

$$\prod_{CW} I_{Cj} = \prod_{CCW} I_{Cj} \quad (3.10)$$

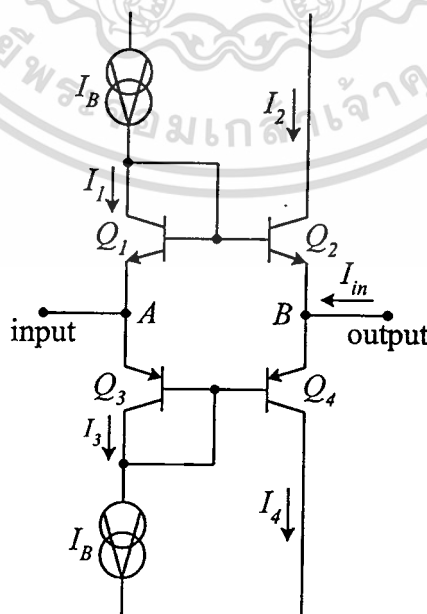
จากสมการที่ (3.10) จะแสดงหลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์รูปแบบสำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งกล่าวได้ว่า คือผลคูณของกระแสทิศทางตามเข็มนาฬิกาจะมีค่าเท่ากับผลคูณของกระแสทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ซึ่งจากสมการดังกล่าวข้างต้นนี้ สามารถที่จะนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรทางพีชคณิตต่าง ๆ ได้ เช่น วงจรคูณ (Multiplier) วงจรหาร (Divider) วงจรถอดราก (Square root) วงจรกำลังสอง (Square) และฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์อื่น ๆ ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 คำอธิบายที่ขึ้นในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์

วงจรสายพานกระแสจัดเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานในโหมดกระแส ซึ่งในปี ค.ศ.1968 โดย K. C. Smith และ A. Sedra [17] ได้เป็นผู้กำเนิดแนวความคิดวงจรขึ้นใหม่ที่เรียกว่า วงจรสายพานกระแสยุคแรก (First-Generation Current Conveyor) หรือ CCI ในการนำ CCI ไปใช้งานไม่ได้รับความสนใจเท่าที่ควร ต่อมาในปี ค.ศ.1970 โดย K. C. Smith และ A. Sedra [18] ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (Second-Generation Current Conveyor) หรือ CCII พร้อมทั้งแสดงการนำเอา CCII ไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ มากมาย ทำให้ CCII ได้รับความสนใจและนิยมนำมาใช้งานกันมากมายจนถึงปัจจุบันนี้ พร้อมทั้งได้มีการปรับปรุงและพัฒนาสร้างวงจร CCII โดยได้มีการนำเสนอ CCII ในรูปแบบต่าง ๆ ด้วยกัน เช่น วงจรสายพานกระแสแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically Tunable Current Conveyor) หรือ ECCII [19] และวงจรสายพานกระแสที่สร้างขึ้นโดยวิธีของ A. Fabre [20-21] โดยการใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์รูปมาต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งได้เรียกชื่อวงจร CCII ลักษณะแบบนี้ว่า วงจรสายพานกระแสยุคที่สองซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแส (Second-Generation Current Controlled Conveyor) ซึ่งเขียนแทนด้วย CCCII และวงจรสายพานกระแสแบบนี้จะสามารถนำไปใช้งานได้ในช่วงความถี่สูง[11] แต่จะมีข้อจำกัดบางประการซึ่งจะกล่าวในส่วนต่อไป

3.3.1 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูป



รูปที่ 3.2 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.2 แสดงวงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูป [14] จะประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP 2 ตัว และชนิด NPN 2 ตัว กระแส I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และ I_{in} เป็นกระแสอินพุต ถ้าสมมติให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 มีความสมพจน์กันทุกประการ จากหลักการของทรานส์ลิเนียร์ จะได้ซึ่งความสัมพันธ์ของค่าแรงดันระหว่างขาเบส และ ขาอีมิเตอร์ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4 สามารถเขียนได้ดังนี้ [11]

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \quad (3.11)$$

ซึ่ง

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (3.12)$$

เมื่อแรงดัน $V_{BE1}, V_{BE2}, V_{BE3}$ และ V_{BE4} เป็นแรงดันระหว่างขาเบสและขาอีมิเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4 ตามลำดับ ซึ่งถ้าป้อนกระแส I_{in} เข้าที่จุด B โดยให้ แรงดันที่จุด A คงที่

จากคุณลักษณะของทรานส์ลิเนียร์รูปแทนสมการที่ (3.12) ลงในสมการที่ (3.11) ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์เป็นดังนี้

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (3.13)$$

โดยที่กระแส $I_1 = I_3 \cong I_B$ ซึ่ง I_B เป็นกระแสไบอัสทรานซิสเตอร์ ถ้าอัตราขยาย กระแส $\beta \gg 1$ ที่จุด B จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_2, I_4 และ I_{in}

$$I_2 = I_4 - I_{in} \quad (3.14)$$

หรือ

$$I_4 = I_2 + I_{in} \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.13), สมการที่ (3.14) และสมการที่ (3.15) ดังนั้นจะได้กระแส I_2 และ I_4 สามารถหาค่าได้ในสมการที่ (3.16) และ (3.17) [ดูการวิเคราะห์ได้ในภาคผนวก ก.]

[11,21]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_2 = \left[(I_{in}^2 + 4I_B^2)^{1/2} - I_{in} \right] / 2 \quad (3.16)$$

และ

$$I_4 = \left[(I_{in}^2 + 4I_B^2)^{1/2} + I_{in} \right] / 2 \quad (3.17)$$

ซึ่งค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท A จะมีค่าสูงมากและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่พอร์ท B จะมีค่าต่ำ ดังนั้นวงจรนี้จะทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดัน (Voltage Follower) [20] ค่าผลต่างของแรงดัน (Voltage Differential) ระหว่างจุด B และจุด A คือ V_{BA} จะมีค่า

$$V_{BA} = -V_T \ln \frac{I_2}{I_B} \quad (3.18)$$

แทนสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.18) ซึ่งแรงดัน V_{BA} จะขึ้นอยู่กับค่ากระแส I_{in} จะได้ว่า

$$\begin{aligned} V_{BA} &= -V_T \ln \left[\frac{(I_{in}^2 + 4I_B^2)^{1/2} - I_{in}}{2I_B} \right] \\ &= -V_T \ln \left\{ \left[1 + (I_{in}^2 / 4I_B^2) \right]^{1/2} - I_{in} / 2I_B \right\} \end{aligned} \quad (3.19)$$

ถ้าค่ากระแส $I_{in} \ll 2I_B$ จะพบว่าค่าความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กที่จุด B และจุด A มีค่าเป็นตามสมการที่ (3.20) [ดูการวิเคราะห์ได้ในภาคผนวก ข] [12]

$$\frac{V_{BA}}{I_{in}} = \frac{V_T}{2I_B} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.20) จะพบว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_{BA} กับกระแส I_{in} ก็คือค่าความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กที่จุด B กับจุด A ของวงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูป โดยสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานนี้ได้ด้วยกระแสไบอัส I_B ซึ่งทำให้สามารถที่จะควบคุมการปรับค่าความต้านทานนี้ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และค่าความต้านทานนี้จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน V_T ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิรอบข้าง ฉะนั้นความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กที่จุด B กับจุด A จะเปลี่ยนแปลงไป ถ้า V_T เกิดการเปลี่ยนแปลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

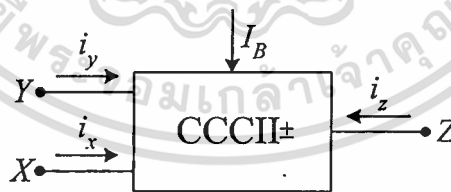
3.3.2 คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสยุคที่สองซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแสหรือ CCCII

วงจร CCCII ได้ถูกนำเสนอโดย A. Fabre โครงสร้างของวงจรจะอาศัยหลักการพื้นฐานของวงจรขยายคลาส AB เป็นหลัก โดยมีจุด A และจุด B ของวงจรในรูปที่ 3.2 เป็นพอร์ท Y และพอร์ท X ตามลำดับ ซึ่งวงจร CCCII จะแบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ CCCII แบบบวก หรือ CCCII+ และ CCCII แบบลบ หรือ CCCII- โดยสัญลักษณ์และวงจรสมมูลของ CCCII แสดงในรูปที่ 3.3 และ 3.4 ตามลำดับ ซึ่งวงจร CCCII จะมีคุณสมบัติคล้ายคลึงกับวงจร CCII แต่จะแตกต่างกันตรงที่เมื่อใช้กระแสไบอัสป้อนให้กับวงจร CCCII ที่มีค่าไม่สูงมากนัก จะทำให้เกิดค่าความต้านทานแฝงปรากฏขึ้น (Parasitic Resistance) หรือค่าความต้านทานภายในเกิดขึ้นที่พอร์ท (Port) X ของวงจรสายพานกระแส (R_x) ค่าความต้านทานนี้จะมีค่าแปรผกผันกับค่ากระแสไบอัสจากภายนอกและจะแปรผันตรงกับอุณหภูมิรอบข้าง ซึ่งถ้าคิดในแง่ลบค่าความต้านทานนี้ก็จะสร้างขีดจำกัดให้กับวงจร CCCII แต่ถ้าคิดในแง่บวกก็จะพบว่าค่าความต้านทานภายในที่แฝงอยู่ที่พอร์ท X ของ CCCII นี้ก็น่าจะนำไปใช้ประโยชน์ได้ โดยค่าความต้านทาน R_x นี้จะมีค่าเท่ากับสมการที่ (3.21) [ดูการวิเคราะห์ได้ในภาคผนวก ข.]

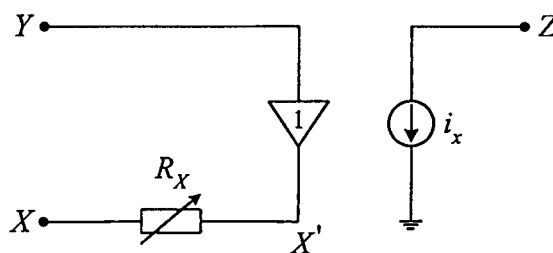
$$R_x = \frac{V_T}{2I_B} \quad (3.21)$$

เมื่อ

V_T คือ แรงดันความร้อน (Thermal Voltage)



รูปที่ 3.3 สัญลักษณ์ของ CCCII



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของ CCCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4 เมื่อพิจารณาวงจร CCCII จากจุด Y ถึงจุด X' จะได้ความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของวงจร CCCII นี้ ซึ่งจะมีคุณสมบัติเหมือนกับ CCII คือ

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

แต่เมื่อพิจารณารวมค่าความต้านทานภายใน R_x ด้วยแล้ว จากจุด Y ถึงจุด X จะสามารถแสดงความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ในรูปทั่วไปของ CCCII ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

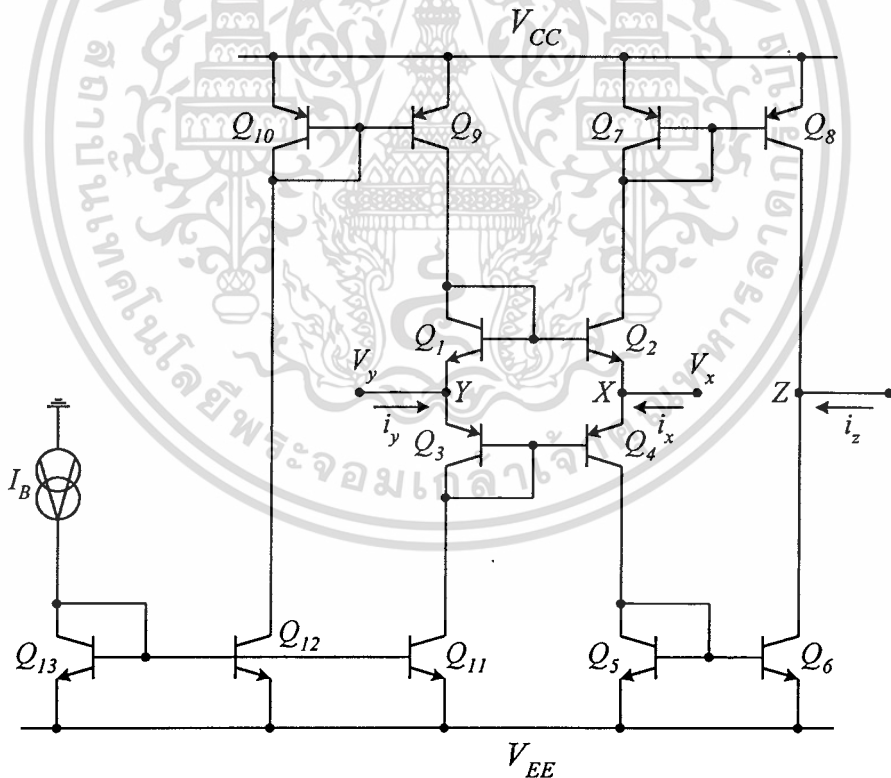
จากสมการที่ (3.23) ที่ค่า h_{32} จะเห็นว่ามีความหมายแสดงเป็นค่าบวกและลบ ซึ่งเครื่องหมายนี้จะแสดงถึงความสัมพันธ์ของทิศทางการไหลของกระแส i_z เมื่อเปรียบเทียบกับทิศทางของกระแส i_x โดยเครื่องหมายเป็นบวกจะแสดงถึงว่าทิศทางการไหลของกระแส i_z กับกระแส i_x มีทิศทางการไหลของกระแสทิศทางเดียวกันเรียกว่า CCCII+ และถ้าเครื่องหมายเป็นลบจะแสดงถึงทิศทางการไหลของกระแส i_z กับกระแส i_x มีทิศทางการไหลของกระแสตรงกันข้ามหรือสวนทางกันเรียกว่า CCCII- ส่วนค่า h_{22} จะเป็นค่าความต้านทานภายในที่พอร์ท X ของวงจรสายพานกระแส ซึ่งจะเห็นได้ว่า ค่า R_x นี้ จะขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิรอบข้างและสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัส I_B ซึ่งเป็นกระแสไบอัสจากภายนอกนั่นเอง

3.3.3 การทำงานของ CCCII+ และ CCCII-

การทำงานของวงจร CCCII+ ในรูปที่ 3.5 จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 เป็นวงจรทรานส์ลิเนียร์รูป กระแส I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ทรานซิสเตอร์ Q_{11} ถึง Q_{13} เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก จะทำการสะท้อนกระแสจาก I_{C13} ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_B ไปยัง I_{C12} หลังจากนั้นจะมีการสะท้อนกระแสอีกครั้งจาก $I_{C12} = I_{C10} = I_B$ ไปยัง I_{C9} โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_9 และ Q_{10} โดยมีอัตรา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองมีค่าเป็นหนึ่งเท่า กระแส I_{C9} นี้จะเป็นกระแสไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 มีค่าเท่ากับ $I_{C9} = I_B$ และกระแสอีกส่วนหนึ่งจาก Q_{13} จะถูกสำเนา (Copy) ออกมาจากวงจรสะท้อนกระแสอีกส่วนหนึ่ง ซึ่งจะมีการสะท้อนกระแส $I_{C13} = I_B$ ไปยัง I_{C11} ซึ่ง $I_{C11} = I_{C13}$ เป็นกระแสไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ Q_3 มีค่าเท่ากับ I_B เมื่อใช้กระแสไบอัส I_B ที่มีค่าน้อยให้กับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์รูป จะมีความต้านทานแฝงปรากฏเกิดขึ้นที่พอร์ท X โดยที่ค่า R_X จะมีค่าในสมการที่ (3.21) โดยเมื่อนำกระแสจากภายนอกป้อนเข้าสู่พอร์ท X จะทำให้เกิดแรงดันขึ้นที่พอร์ท X ซึ่งค่าแรงดัน V_X จะมีค่าเท่ากับ $V_Y + i_x R_X$ และค่าความต้านทานที่พิจารณาเข้าไปยังพอร์ท Y จะมีค่าสูงมาก ทำให้ไม่สามารถมีกระแสไหลผ่านได้ ดังนั้นจะได้ว่า $i_y = 0$ ส่วนกระแส $i_z = i_x$ นั้น สามารถพิจารณาได้จาก ถ้าสมมติว่าขณะนั้นมีกระแส i_x ไหลเข้าที่พอร์ท X จะเกิดมีค่ากระแสไหลผ่าน Q_4 เท่ากับ i_x ต่อจากนั้นกระแส i_x ก็จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_5 และ Q_6 ด้วยอัตราการสะท้อนกระแสเป็นหนึ่งเท่า



รูปที่ 3.5 วงจร CCCII+

ดังนั้นกระแส $I_{C5} = i_x$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{C6} ซึ่งกระแส I_{C6} นี้จะไปปรากฏขึ้นที่พอร์ท

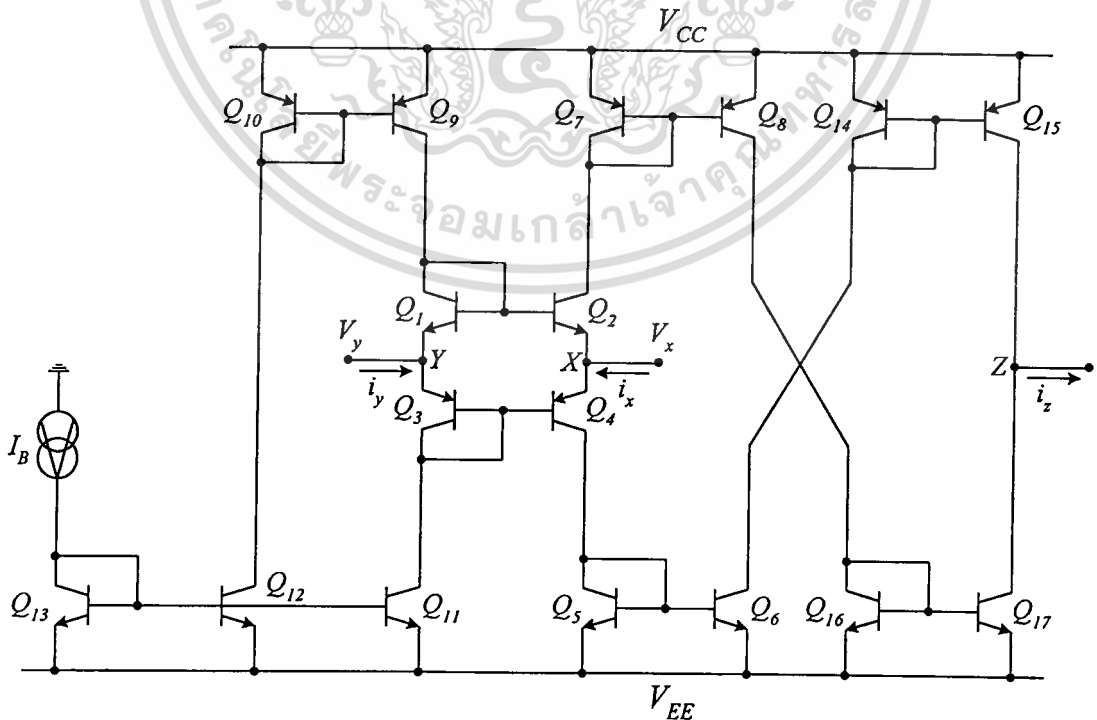
Z โดยมีทิศทางไหลของกระแสเข้าที่พอร์ท Z เป็นกระแส i_z ส่วนในกรณีที่ค่ากระแส i_x

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลออกจากพอร์ท X จะเกิดกระแส i_x ไหลผ่าน Q_2 ต่อจากนั้นกระแส i_x จะถูกสะท้อนกระแสด้วยทรานซิสเตอร์ Q_7 และ Q_8 ซึ่งเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ ด้วยอัตราการสะท้อนเท่ากันหนึ่ง ซึ่งกระแส $I_{C7} = I_{C8} = i_x$ นี้จะปรากฏขึ้นที่พอร์ท Z มีทิศทางการไหลของกระแสออกจากพอร์ท Z ทำให้เกิดเป็นค่ากระแส i_z ต่อไป

ในส่วนการทำงานของวงจร CCCII- จะทำการเพิ่มวงจรสะท้อนกระแสขึ้นมาอีก 2 ชุด โดยทำการสะท้อนกระแสไขว้กัน แสดงดังรูปที่ 3.6 ถ้าพิจารณากระแส i_x ไหลเข้าที่พอร์ท X กระแส i_x จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_4 แล้วถูกสะท้อนกระแสเป็น I_{C6} และจะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_{14} และ Q_{15} ด้วยอัตราการสะท้อนเป็นหนึ่งเท่า ดังนั้นกระแส $I_{C6} = I_{C14} = i_x$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{C15} ไปปรากฏขึ้นที่พอร์ท Z มีทิศทางการไหลของกระแสออกจากพอร์ท Z ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแส i_x เป็นกระแสลบ i_z ส่วนในกรณีที่กระแส i_x ไหลออกจากพอร์ท X กระแส i_x จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_2 และถูกสะท้อนกระแสเป็น I_{C8} ต่อจากนั้นกระแส I_{C8} จะถูกสะท้อนด้วยทรานซิสเตอร์ Q_{16} และ Q_{17} ซึ่งเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ด้วยอัตราการสะท้อนเท่ากันหนึ่ง ซึ่งกระแส $I_{C8} = I_{C16} = i_x$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{C17} นี้จะไปปรากฏขึ้นที่พอร์ท Z ซึ่งมีทิศทางของกระแสไหลเข้าที่พอร์ท Z ทำให้เกิดเป็นกระแสลบ i_z ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแส i_x



รูปที่ 3.6 วงจร CCCII-

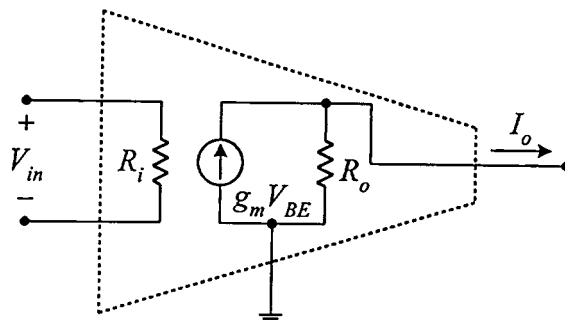
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ค่าอนุภูมิที่ขึ้นในวงจรขยายโอทีเอ

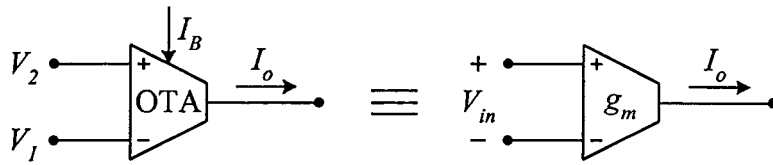
Operational Amplifier หรือ op-amp ถือเป็นวงจรขยายชนิดหนึ่งที่นิยมใช้ในการสร้างวงจรขยายหรือวงจรประมวลผลแบบอนาล็อกเป็นอย่างมาก แต่ในปัจจุบันนี้ได้มีวงจรขยายอีกชนิดหนึ่ง ซึ่งมีหลักการมาจากออปแอมป์ ซึ่งเป็นที่นิยมใช้งานกันมาก คือ วงจรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ (Operational Transconductance Amplifier) หรือเรียกสั้น ๆ ว่า วงจรขยายโอทีเอ (OTA) จัดเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนค่าแรงดันที่อินพุตให้เป็นกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่มีค่าแบนด์วิธสูงกว่าออปแอมป์ธรรมดาทั่วไป จัดเป็นวงจรที่ใช้งานทางด้านการประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อกในลักษณะของโหมดกระแส และได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวาง เช่น วงจรแอกทิฟฟิลเตอร์ [22-23] วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรสังเคราะห์ความถี่ [24] และวงจรขยายสัญญาณแบบอินสทรูเมนต์ (Instrument Amplifier [25] เป็นต้น

3.4.1 หลักการพื้นฐาน

วงจรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ จัดเป็นวงจรขยายอีกชนิดหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสจัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์แอคทีฟ (Active Element) จะทำงานในลักษณะโวลเตจคอนโทรลเคอร์เร็นท์ซอร์ซ (Voltage Controlled Current Source : VCCS) อัตราการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้าเรียกว่า ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) หรือ g_m โดยทั่วไป OTA จะสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำ ซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม และมีคุณสมบัติพื้นฐานคือ (มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาท์พุทอิมพีแดนซ์สูง) ส่วนค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ OTA สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบอัสจากภายนอก สำหรับวงจรสมมูลทางอุดมคติและสัญลักษณ์ของ OTA จะแสดงดังในรูปที่ 3.7 และ 3.8 ตามลำดับ

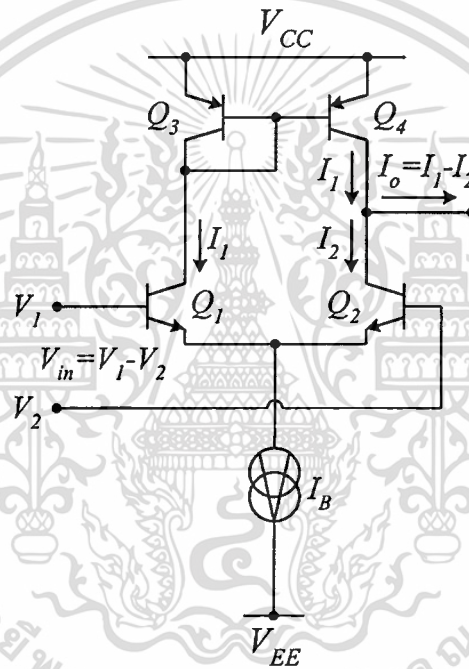


รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลทางอุดมคติของ OTA



รูปที่ 3.8 สัญลักษณ์ของ OTA

วงจรขยายโอทีเอแบบง่ายที่สุดคือวงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ซึ่งจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.9



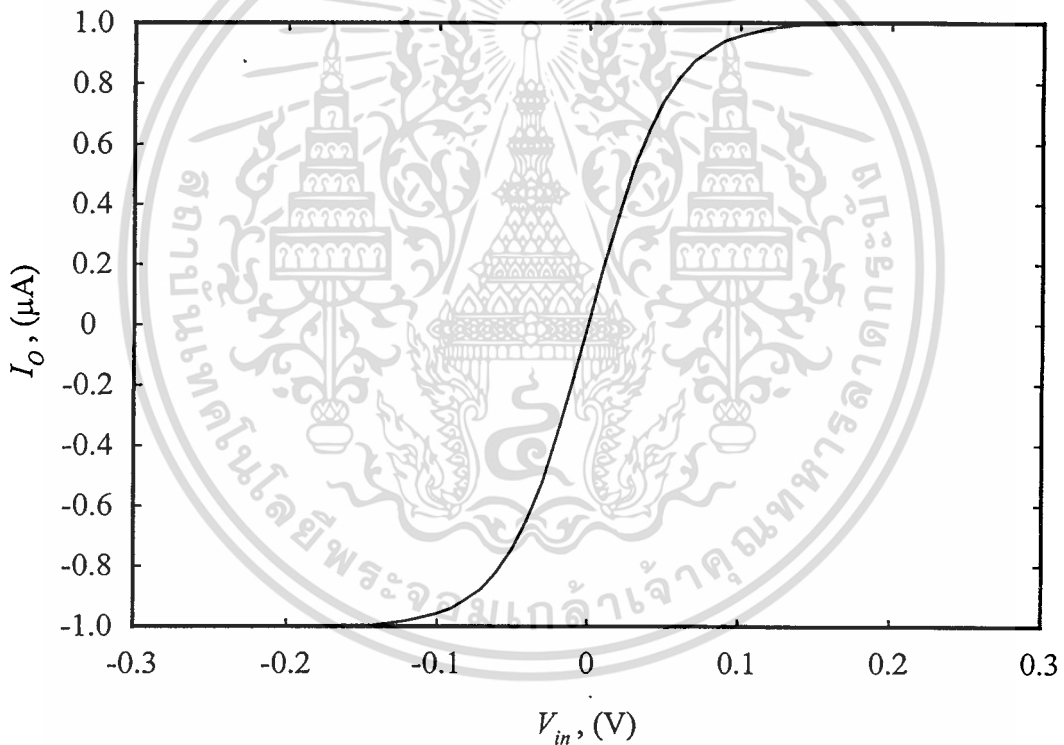
รูปที่ 3.9 วงจรขยายความแตกต่าง

จากวงจรในรูปที่ 3.9 จะมีทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นวงจรขยายความแตกต่างแบบคิฟเฟอร์เรนเชียล ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งมีค่าอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยมีกระแส I_B เป็นกระแสไบอัสให้กับวงจร เมื่อป้อนสัญญาณแรงดันเข้ามาที่ V_{in} จะทำให้เกิดกระแส I_1 และ I_2 ขึ้นที่ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ แล้วกระแส I_1 จะถูกสะท้อนกระแสเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบลบของทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ไปหักลบออกจากกระแส I_2 ที่เกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์ Q_2 แล้วได้กระแสออกเป็นกระแส I_o ซึ่งมีค่าเท่ากับ $I_1 - I_2$ ต่อไป

จะพบว่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_O กับค่าแรงดันที่อินพุต V_{in} ของวงจร ขยายความแตกต่างในรูปที่ 3.9 มีค่าเป็นดังสมการที่ (3.24) [ดูการวิเคราะห์ได้ในภาคผนวก ค.]

$$I_O = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (3.24)$$

จากสมการที่ (3.24) จะสามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต I_O กับค่าแรงดันอินพุต V_{in} ได้ดังในรูปที่ 3.10 จากกราฟจะพบว่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ จะมีความสัมพันธ์อยู่ในลักษณะของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลาแทนเจนต์ (Hyperbolic-Tangent) โดยในช่วงเชิงเส้นจะอยู่ในช่วงแคบ ๆ แล้วจากนั้นก็เข้าสู่ช่วงอิ่มตัว



รูปที่ 3.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต

จากสมการที่ (3.24) สามารถหาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ได้จาก

$$g_m = \left. \frac{dI_O}{dV_{in}} \right|_{V_{in}=0} \quad (3.25)$$

$$= \frac{I_B}{2V_T}$$

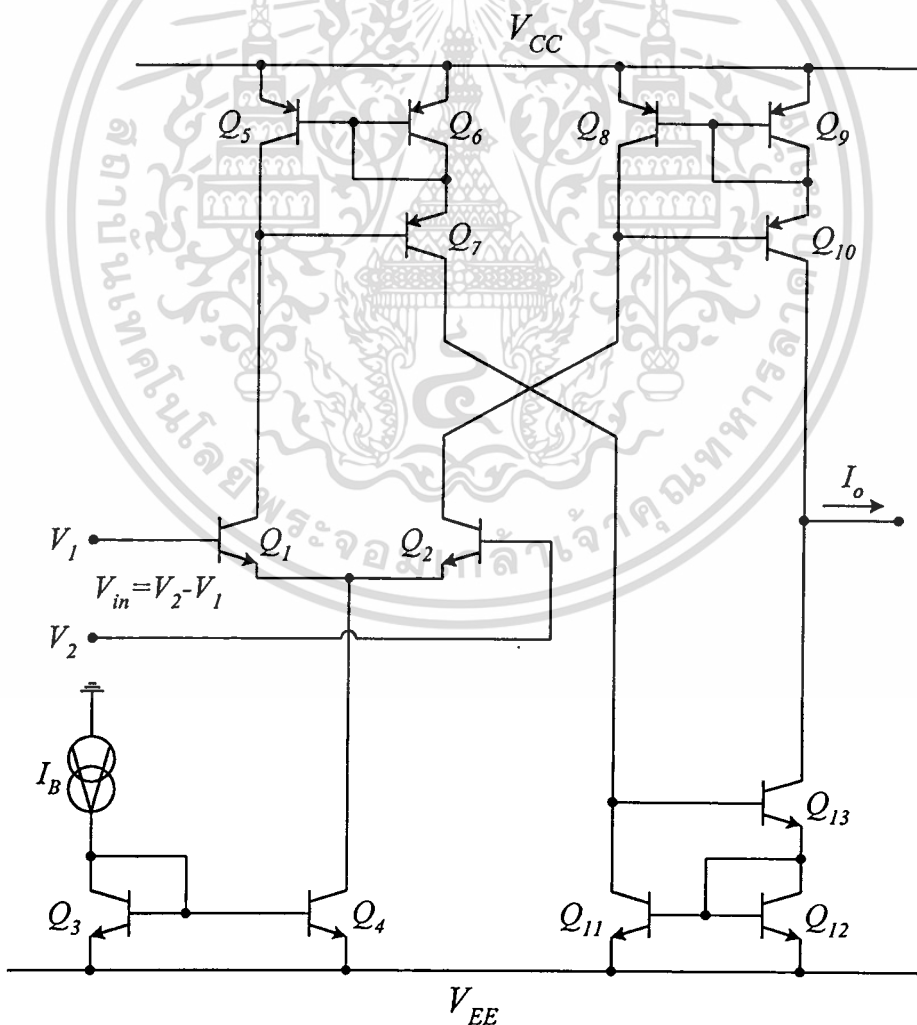
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{I_B}{2V_T} V_{in} \\ &= g_m V_{in} \end{aligned} \quad (3.26)$$

พบว่าค่า g_m ของวงจรที่เกิดขึ้นสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงได้จากค่าของกระแส I_B ซึ่งทำให้วงจรดังกล่าวสามารถที่จะควบคุมค่า g_m ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และจะมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิรอบข้าง

3.4.2 การทำงานของวงจรขยายโอทีเอ



รูปที่ 3.11 วงจรพื้นฐานของ OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการทำงานของวงจรขยายโอทีเอในรูปที่ 3.11 เราจะกำหนดให้ค่าอัตราขยายกระแส (β) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าสูงมาก ๆ และกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับกระแสคอลเลคเตอร์ กระแส I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ คือ กระแสไบอัสของ OTA โดยวงจรจะประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์ Q_1 กับ Q_2 จะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่างพื้นฐาน หรือวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_3 กับ Q_4 จะทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ซึ่งมีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยจะทำการสะท้อนกระแสคอลเลคเตอร์จาก I_{C3} ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_B ไปยัง I_{C4} ให้มีค่าเท่ากับ I_B ด้วย และกระแส I_B นี้จะแยกไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็น I_{C1} และ I_{C2} ตามลำดับ มีค่าเท่ากับ $\frac{I_B}{2}$ โดยกระแส I_{C2} จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_8 ถึง Q_{10} ซึ่งมีอัตราการสะท้อนกระแสเป็นหนึ่งเท่า แล้วจะทำการสะท้อนกระแสจาก I_{C8} ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_{C2} ไปยัง I_{C10} โดยกระแส I_{C10} จะมีค่าเท่ากับ I_{C2} ในส่วนกระแส I_{C1} จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_5 ถึง Q_7 ดังนั้นกระแส $I_{C5} = I_{C1}$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{C7} หลังจากนั้นจะมีการสะท้อนกระแสอีกครั้งหนึ่ง จาก $I_{C7} = I_{C11} = I_{C1}$ ไปยัง I_{C13} โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_{11} ถึง Q_{13} โดยอัตราการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองมีค่าเป็นหนึ่งเท่า กระแส I_{C13} จะมีค่าเท่ากับ I_{C1} ซึ่งจากกระแสที่จุดออกของวงจรโอทีเอกระแส I_O จะมีค่าเท่ากับผลต่างของกระแส I_{C10} กับ I_{C13} ดังนั้นจึงทำให้กระแส I_O มีค่าเท่ากับ $I_{C2} - I_{C1}$ นั่นเอง

ถ้าสัญญาณอินพุต $V_{in} = 0$ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 จะมีค่าเท่ากับ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{I_B}{2}$ ในกรณีนี้ จะพบว่าไม่มีค่ากระแสเอาต์พุต I_O ออกมา กล่าวก็คือกระแสเอาต์พุต I_O มีค่าเป็น 0 นั่นเอง

ถ้าสัญญาณอินพุต V_{in} มีค่าไม่เป็นศูนย์ สัญญาณนี้จะบังคับให้กระแส I_{C1} ของ Q_1 และกระแส I_{C2} ของ Q_2 มีค่าไม่เท่ากัน เพราะเนื่องจากค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ (I_C) และแรงดันไฟฟ้าระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ (V_{BE}) ของทรานซิสเตอร์ อยู่ในรูปเอกโปเนนเชียล เป็นไปตามสมการที่ (2.2) ดังนั้นสำหรับในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีความสมพียงกันทุกประการ จะได้ค่ากระแสป้อนกลับอิมิต I_S จะมีค่าเท่ากัน และจะเป็นผลทำให้ความสัมพันธ์ของค่าแรงดันไฟฟ้า V_{in} กับกระแสคอลเลคเตอร์ I_C จะเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = V_2 - V_1 \quad (3.27)$$

หรือ

$$V_{in} = V_{BE2} - V_{BE1} \quad (3.28)$$

โดยที่ V_2 และ V_1 เป็นค่าแรงดัน V_{BE2} และ V_{BE1} ตามลำดับ

จากสมการที่ (2.4) แทนลงในสมการที่(3.28) จะได้

$$V_{in} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_S} - V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_S} \quad (3.29)$$

หรือ

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \\ &= \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \end{aligned} \quad (3.30)$$

เมื่อ I_{C1} และ I_{C2} เป็นกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ

ถ้าสัญญาณอินพุต V_{in} มีขนาดน้อยมาก ๆ (ประมาณมิลลิโวลต์) ค่าอัตราส่วนของกระแสในเทอม $\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$ จะมีค่าเข้าใกล้ 1 โดยการกระจายอนุกรมของเทย์เลอร์ (Taylor's Series) ของสมการที่ (3.30) จะได้

$$\ln x = 2 \left\{ \left(\frac{x-1}{x+1} \right) + \frac{1}{3} \left(\frac{x-1}{x+1} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{x-1}{x+1} \right)^5 + \dots \right\} \quad (3.31)$$

จะประมาณค่า $\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$ ได้ว่า

$$\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 2 \left\{ \left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C2} + I_{C1}} \right) + \frac{1}{3} \left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C2} + I_{C1}} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C2} + I_{C1}} \right)^5 + \dots \right\} \quad (3.32)$$

โดยตั้งแต่เทอมที่ 2 เป็นต้นไป จะมีค่าน้อยมาก, ซึ่งสมการที่(3.32) จะประมาณค่าเท่ากับ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \cong \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} \quad (3.33)$$

แทนสมการที่ (3.33) ลงในสมการที่ (3.30) จะได้

$$\begin{aligned} V_{in} &= \frac{kT}{q} \left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} \right) \\ &= \frac{kT}{q} \left(\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_B / 2} \right) \end{aligned} \quad (3.34)$$

เมื่อ โดยที่กระแส I_{C1} จะมีค่าเท่ากับ I_{C5} ซึ่งผ่านวงจรสะท้อนกระแสเป็น I_{C7} และ I_{C13} ตามลำดับ สำหรับกระแส I_{C2} จะมีค่าเท่ากับ I_{C8} ผ่านวงจรสะท้อนกระแสเป็น I_{C10} ดังนั้น แทนค่า I_{C1} และ I_{C2} ด้วย I_{C13} และ I_{C10} ลงในสมการที่ (3.33) แล้วจะได้

$$V_{in} = \frac{2kT}{qI_B} (I_{C10} - I_{C13}) \quad (3.35)$$

ซึ่งจะพบได้ว่าค่าผลต่างของกระแส $(I_{C10} - I_{C13})$ มีค่าเท่ากับ $(I_{C2} - I_{C1})$ ก็คือค่ากระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ I_O นั่นเอง ดังนั้นจากสมการที่ (3.35) เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต I_O และแรงดันอินพุต V_{in} เป็นดังนี้

$$V_{in} = \frac{2kT}{qI_B} I_O \quad (3.36)$$

หรือ

$$\begin{aligned} I_O &= \frac{I_B}{2V_T} V_{in} \\ &= g_m V_{in} \end{aligned} \quad (3.37)$$

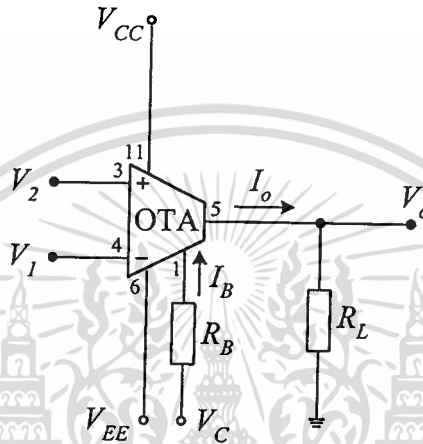
โดยที่

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (3.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

g_m ซึ่งก็คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร OTA ดังนั้นเราจะสามารถปรับค่า g_m ได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสจากภายนอกที่ป้อนให้ OTA ค่า g_m จากสมการที่ (3.38) นี้ กล่าวได้ว่า OTA จะให้กระแสเอาต์พุต I_o มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นขึ้นอยู่กับการแรงดันอินพุต V_{in} แต่จะแปรผกผันกับอุณหภูมิรอบข้าง



รูปที่ 3.12 วงจรขยายโอทีเอ โดยใช้ไอซี LM13600

จากรูปที่ 3.12 เป็นการนำวงจรขยายโอทีเอไปใช้งาน โดยใช้ไอซี เบอร์ LM13600 จะประกอบด้วย OTA จำนวน 2 ตัว ซึ่งค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (g_m) ของวงจรจะควบคุมได้ด้วยค่ากระแส I_B ในขาที่ 1 โดยที่อุณหภูมิรอบข้าง จะกำหนดให้ค่าแรงดันความร้อน $V_T = 26mV$ ซึ่งค่า g_m ของวงจรขยายโอทีเอจะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{I_B}{2V_T} \\ &= \frac{I_B}{2 \times 26mV} \\ &= (19.23)I_B \end{aligned} \quad (3.39)$$

และจากสมการที่ (3.37) จะได้ค่ากระแสเอาต์พุตเป็น

$$I_o = (19.23)I_B V_{in} \quad (3.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่ากระแสไบอัสจะสามารถหาค่าได้จาก

$$I_B = \frac{V_C - V_{EE} - 2V_d}{R_B} \quad (3.41)$$

โดยที่

V_d คือ ค่าแรงดันที่รอยต่อของเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ที่อยู่ภายในไอซี จะมีค่าประมาณ 0.6-0.7 โวลต์

3.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของแบบทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งจะนำไปใช้ในการวิเคราะห์วงจรแบบทรานส์ลิเนียร์รูปทั่ว ๆ ไป โดยวงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูปนี้ ได้ถูกนำไปสร้างเป็นวงจรสายพานกระแส โดย A. Fabre ได้เป็นผู้นำเสนอวงจรสายพานกระแสลักษณะนี้ขึ้นและเรียกว่าวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์รูป หรือวงจรสายพานกระแสยุคที่สองซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแส CCCII ซึ่งวงจรสายพานกระแสแบบนี้จะมีคุณลักษณะเด่นก็คือค่าความต้านทานแฝงนี้ปรากฏขึ้นที่พอร์ท X หรือ R_X ของวงจรสายพานกระแส และในส่วนของวงจรขยายโอทีเอ จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส โดยค่าอัตราการใช้เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสของวงจรขยายโอทีเอ คือค่าทรานส์คอนดักเตอร์ หรือ g_m โดยค่า g_m ก็คืออัตราขยายของวงจรขยายโอทีเอนั่นเอง ซึ่งจะพบว่าค่า R_X และ g_m ของ วงจรทั้งสองเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิรอบข้างหรือแรงดันความร้อน ซึ่งจะมีผลทำให้วงจรทั้งสองทำงานผิดพลาดไป ถ้านำวงจรทั้งสองไปใช้งานจึงต้องมีการชดเชยผลของอุณหภูมิขึ้นด้วย

บทที่ 4

การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง

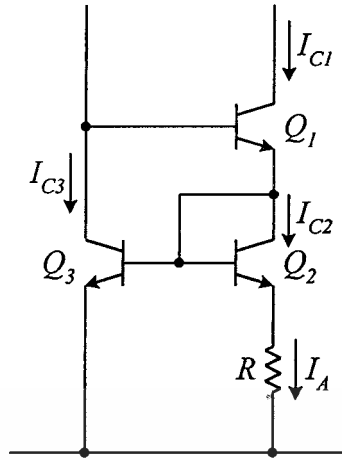
4.1 บทนำ

จากที่กล่าวอยู่ในบทที่ผ่านมา ถ้ามีการออกแบบและสร้างวงจรนาฬิกฟังก์ชันที่มีการทำงานในโหมดกระแส (Current Mode) เช่นวงจรกำเนิดความถี่ [28] วงจรรองความถี่ [29] วงจรแปลงค่าความต้านทานและวงจรอุณหภูมิ วงจรดังกล่าวนี้จะมีคุณสมบัติที่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะทำให้การทำงานของวงจรนาฬิกฟังก์ชันนั้นมีการทำงานโดยขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิรอบข้าง ดังนั้นถ้ามีการนำวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอไปใช้งาน จึงต้องมีการชดเชยผลของอุณหภูมิรอบข้างด้วย ในบทนี้ได้นำเสนอการชดเชยผลของอุณหภูมิรอบข้างโดยใช้วงจรจากภายนอก ซึ่งเป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ โดยวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่นี้จะให้ค่ากระแสแปรผันตรงกับอุณหภูมิรอบข้างและสามารถปรับค่ากระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่นี้สามารถนำผลของค่ากระแสเอาท์พุทที่ได้ไปต่อใช้งานร่วมกับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอได้ง่าย โดยจะนำไปแทนแหล่งจ่ายกระแสจากภายนอกที่ป้อนให้กับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และวงจรขยายโอทีเอ

4.2 หลักการพื้นฐาน

แนวทางในการปรับปรุงค่า R_x ของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์และค่า g_m ของวงจรขยายโอทีเอที่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิรอบข้างโดยการทำงานของฟังก์ชันจะอยู่ในโหมดกระแส ดังนั้นถ้าสร้างวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้างและนำไปแทนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ก็จะสามารถชดเชยผลของอุณหภูมิรอบข้างที่เกิดขึ้นในวงจรได้ จึงได้ทำการวิจัยและพัฒนาแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง โดยมีแนวความคิดมาจากบทความของ T. J. van Kessel และ R. J. van de Plassche [30] และบทความของ B. Gilbert [31] จากวงจรในรูปที่ 4.1 ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_3 เป็นวงจรสะท้อนกระแส และเพิ่มความต้านทาน R เข้าไปที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 ถ้าให้กระแสเบสในวงจรมีค่าน้อยมาก ๆ จะสามารถหาค่ากระแส I_A ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 วงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิงพื้นฐาน

จากวงจรในรูปที่ 4.1 จะได้ว่า

$$I_A R = V_{BE3} - V_{BE2} \quad (4.1)$$

เนื่องจาก V_{BE} ในสมการที่ (2.4) และแทนลงในสมการที่ (4.1)

$$I_A R = V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \quad (4.2)$$

หรือ

$$I_A R = V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_{C2}} \cdot \frac{I_{S2}}{I_{S3}} \quad (4.3)$$

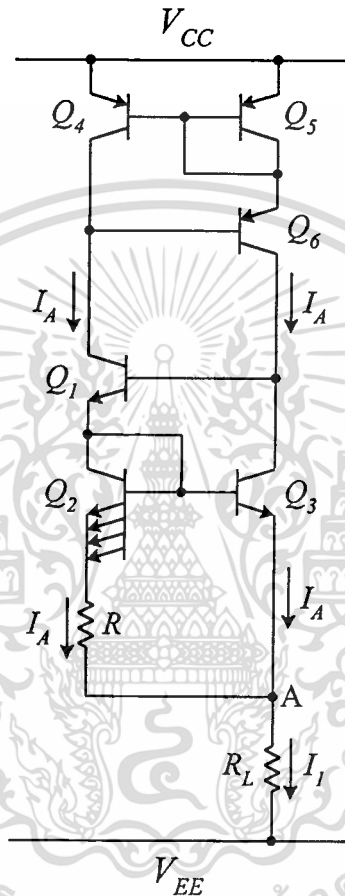
เมื่อกำหนดให้ $V_{T3} = V_{T2} = V_T$, $I_{C3} \cong I_{C2}$ และ $I_{Sj} = J \cdot A_{Ej}$

โดยที่ J คือค่าความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

แทนค่าลงในสมการที่ (4.3) จะได้ค่ากระแส I_A มีค่าเท่ากับ

$$I_A = \frac{V_T}{R} \ln \frac{A_{E2}}{A_{E3}} \quad (4.4)$$

จากหลักการของวงจรในรูปที่ 4.1 สามารถพัฒนาให้เป็นวงจรในรูปที่ 4.2 ซึ่งเป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง โดยจะให้ค่ากระแส I_B ซึ่งมีความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นโดยตรงกับค่าอุณหภูมิ และสามารถปรับค่ากระแสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยจะประกอบด้วยวงจร 2 ส่วน คือส่วนแรกเป็นวงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิงกับส่วนที่สองเป็นวงจรคูณและวงจรหารกระแส



รูปที่ 4.3 วงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง

ในส่วนของวงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิง แสดงในรูปที่ 4.3 จะมีการทำงานดังนี้ ถ้ากระแสเบสมีค่าน้อยมาก ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_3 และความต้านทาน R จะทำหน้าที่สร้างกระแส I_A ซึ่งมีค่า $I_A = I_{C1} = I_{C2}$ จากนั้น กระแส I_{C1} ก็จะไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_4 ถึง Q_6 ซึ่งมีอัตราการสะท้อนของกระแสเป็นหนึ่งเท่า โดยกระแส $I_{C4} = I_{C1}$ แล้วจะทำการสะท้อนกระแสจาก I_{C4} ไปยัง I_{C6} มีค่าเท่ากับ I_A ต่อจากนั้นกระแส I_{C6} ก็จะไหลเข้าสู่ทรานซิสเตอร์ Q_3 ซึ่งกระแส $I_{C3} = I_{C6}$ ดังนั้นจะได้ว่ากระแส $I_{C3} = I_{C2} = I_A$ มีค่าเท่ากับสมการที่ (4.5)

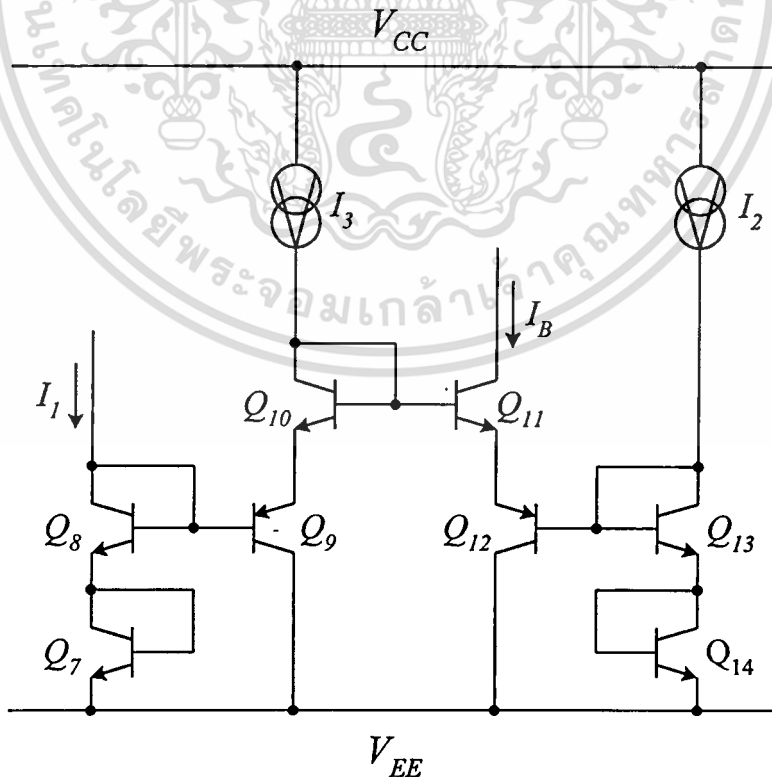
ในกรณีนี้จะกำหนดให้อัตราส่วนพื้นที่ที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 กับ Q_3 ให้เท่ากับ 4 หรือ $\alpha = 4$ ส่วนกระแส I_1 ที่ไหลออกจากจุด A จะมีค่า

$$I_1 = 2I_A \quad (4.6)$$

แทนสมการที่ (4.5) ลงในสมการที่ (4.6) จะได้กระแส I_1 มีค่าเท่ากับ

$$I_1 = \frac{2V_T}{R} \ln \alpha \quad (4.7)$$

ส่วนวงจรคูณและวงจรหารกระแส จะแสดงในรูปที่ 4.4 โดยที่กระแส I_3 และ I_2 เป็นแหล่งจ่ายกระแสจากภายนอก ส่วนกระแส I_1 เป็นกระแสอินพุตของวงจรและกระแส I_B เป็นกระแสเอาต์พุตของวงจร ซึ่งทรานซิสเตอร์ Q_7 ถึง Q_{14} จะต่อกันอยู่ในลักษณะแบบทรานส์ลิเนียร์รูป ซึ่งจะให้ความสัมพันธ์ของค่าแรงดัน V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ Q_7 ถึง Q_{14} เป็นดังนี้



รูปที่ 4.4 วงจรคูณและวงจรหารกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.4 จะได้

$$V_{BE7} + V_{BE8} + V_{BE9} + V_{BE10} = V_{BE11} + V_{BE12} + V_{BE13} + V_{BE14} \quad (4.8)$$

โดยที่

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (4.9)$$

แทนสมการที่ (4.9) ลงในสมการที่ (4.8) โดยกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพจน์กัน

$$V_T \ln \frac{I_{C7}}{I_{sn}} + V_T \ln \frac{I_{C8}}{I_{sn}} + V_T \ln \frac{I_{C9}}{I_{sp}} + V_T \ln \frac{I_{C10}}{I_{sn}} = V_T \ln \frac{I_{C11}}{I_{sn}} + V_T \ln \frac{I_{C12}}{I_{sp}} + V_T \ln \frac{I_{C13}}{I_{sn}} + V_T \ln \frac{I_{C14}}{I_{sn}} \quad (4.10)$$

หรือ

$$V_T \ln \frac{I_{C7} \cdot I_{C8} \cdot I_{C9} \cdot I_{C10}}{I_{sn}^3 \cdot I_{sp}} = V_T \ln \frac{I_{C11} \cdot I_{C12} \cdot I_{C13} \cdot I_{C14}}{I_{sn}^3 \cdot I_{sp}} \quad (4.11)$$

เมื่อ $I_{C7} = I_{C8} = I_1$, $I_{C9} = I_{C10} = I_3$, $I_{C11} = I_{C12} = I_B$ และ $I_{C13} = I_{C14} = I_2$ แทนลงในสมการที่ (4.11) จะได้

$$I_1^2 I_3^2 = I_B^2 I_2^2 \quad (4.12)$$

หรือ

$$I_B = \frac{I_1 \cdot I_3}{I_2} \quad (4.13)$$

เมื่อนำวงจรแหล่งกำเนิดกระแสอ้างอิงในรูปที่ 4.3 มาต่อเข้ากับวงจรคูณและวงจรหารกระแส ในรูปที่ 4.4 จะได้วงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง ในรูปที่ 4.2 โดยจะให้กระแส I_B มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นโดยตรงกับการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่แจ้งไปยังสำนักพิมพ์ การค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

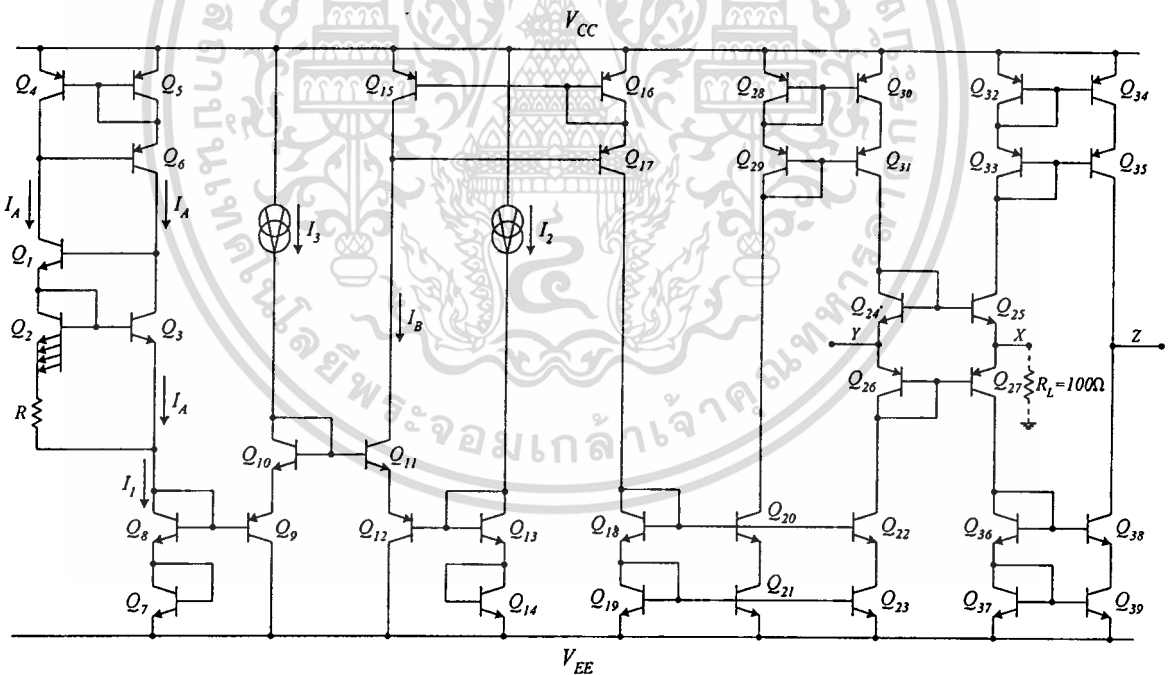
โดยแทนกระแส I_1 จากสมการที่ (4.7) ลงในสมการที่ (4.13) จะได้

$$I_B = \frac{(2V_T \ln \alpha) I_3}{I_2 R} \quad (4.14)$$

เมื่อกระแส I_3 คือกระแสไบอัสจากภายนอก และกระแส I_2 จะให้ค่าคงที่

4.4 การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์

จากรูปที่ 4.5 เป็นการชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ โดยใช้วงจรในรูปที่ 4.2 แทนแหล่งจ่ายกระแสไบอัสจากภายนอกให้กับวงจรสายพานแบบทรานส์ลิเนียร์ ในกรณีนี้จะได้ว่าค่าความต้านทานแฝงที่ปรากฏขึ้นที่พอร์ท X ของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ จะหาได้ดังนี้



รูปที่ 4.5 การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์

จากสมการที่ (3.21)

$$R_x = \frac{V_T}{2I_B} \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

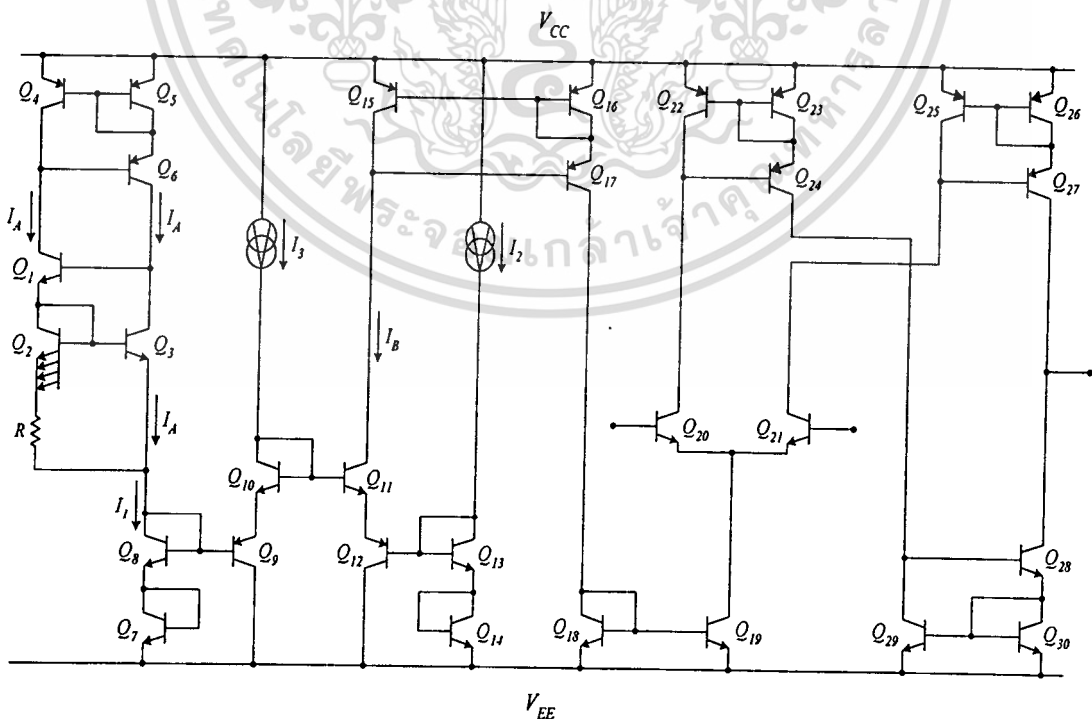
เมื่อแทนค่ากระแส I_B ในสมการที่ (4.14) ลงในสมการที่ (4.15) จะได้ค่าความต้านทาน R_x ดังนี้

$$\begin{aligned} R_x &= \frac{V_T}{4(V_T \ln \alpha) I_3 / I_2 R} \\ &= \frac{I_2 R}{4 \ln \alpha I_3} \end{aligned} \quad (4.16)$$

จากสมการที่ (4.16) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทาน R_x จะไม่เปลี่ยนแปลงตามผลของอุณหภูมิรอบข้าง และสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

4.5 การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรขยายโอทีเอ

จากรูปที่ 4.6 เป็นการชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรขยายโอทีเอ ซึ่งการไบอัสวงจรขยายโอทีเอจะแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแสในรูปที่ 4.2 โดยจะสามารถหาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ของวงจรขยายโอทีเอได้ดังนี้



รูปที่ 4.6 การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรขยายโอทีเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.38) จะได้

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (4.17)$$

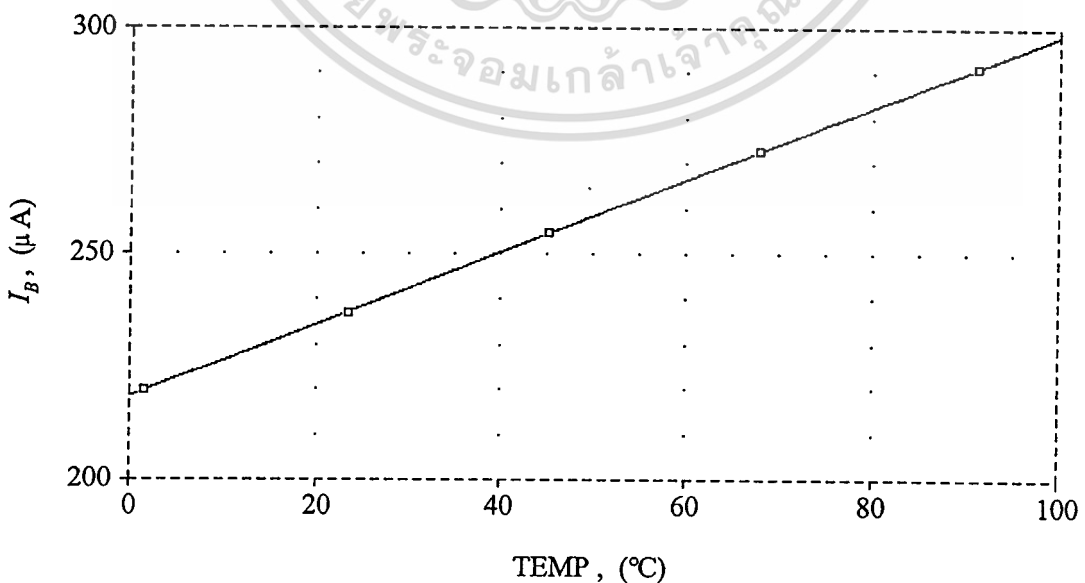
แทนค่าสมการที่ (4.14) ลงในสมการที่ (4.17) จะได้ค่า g_m ดังนี้

$$g_m = \frac{(\ln \alpha) I_3}{I_2 R} \quad (4.18)$$

ซึ่งจากสมการที่ (4.18) ก็จะเห็นได้ว่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ของ OTA จะไม่ขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิรอบข้างด้วยเช่นกัน

4.6 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

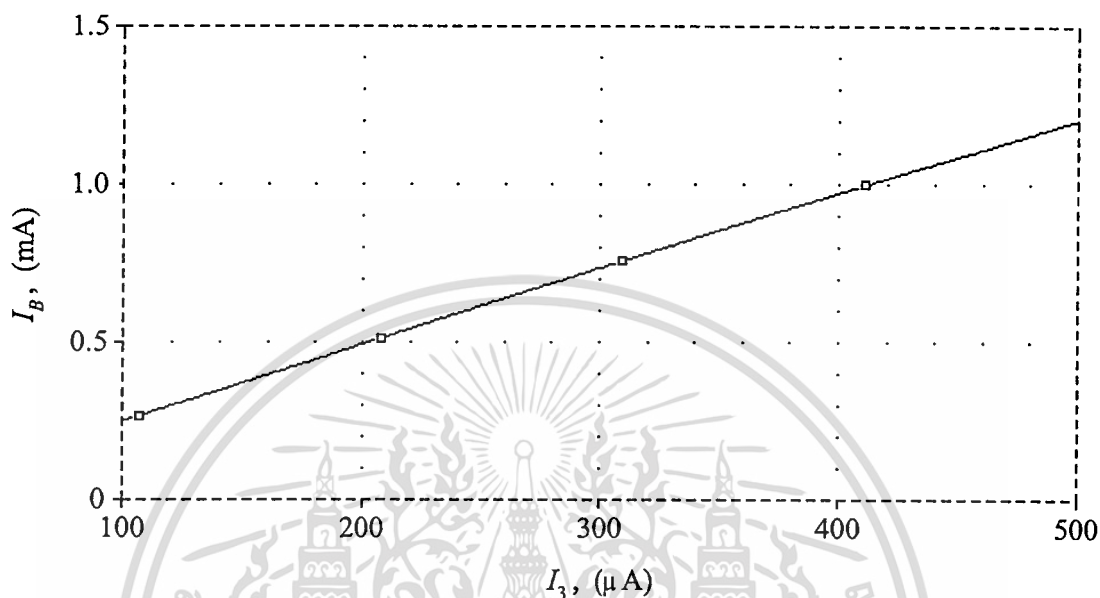
จากการออกแบบวงจรตามหลักการที่ได้นำเสนอมาแล้วนั้น เพื่อเป็นการทดสอบและยืนยันว่าสมรรถนะของวงจรที่ได้ทำการออกแบบขึ้นสามารถทำงานเป็นไปตามที่คาดการณ์เอาไว้ ในที่นี้ใช้โปรแกรม PSPICE เลียนแบบการทำงานของวงจร โดยเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และ NPN ซึ่งจะใช้แบบจำลองการทำงานของทรานซิสเตอร์เบอร์ Q2N2905 และ Q2N3904 ตามลำดับ และเลือกใช้ $V_{CC} = +15V$, $V_{EE} = -15V$ กำหนดให้แหล่งจ่ายกระแสจากภายนอก I_3 และ I_2 มีค่าเท่ากันเท่ากับ $100\mu A$ จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.2 โดยให้ค่าอุณหภูมิเปลี่ยนจาก $0^\circ C$ ถึง $100^\circ C$ เพื่อตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแส I_B กับค่าอุณหภูมิ ผลการทดลองที่ได้แสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_B ต่ออุณหภูมิ

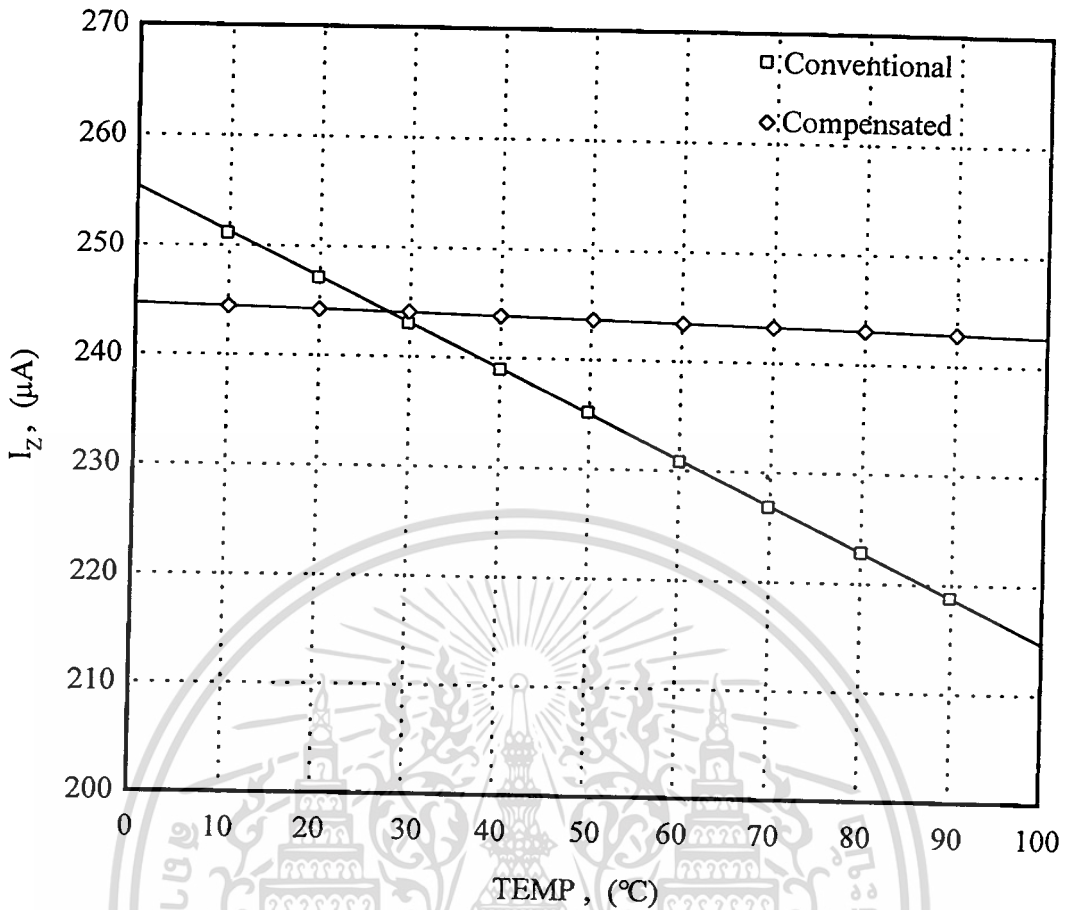
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองการปรับค่ากระแส I_B ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยให้กระแส I_3 แปรค่าตั้งแต่ $100\ \mu\text{A}$ จนถึง $500\ \mu\text{A}$ ซึ่งผลการทดลองที่ได้แสดงในรูปที่ 4.8

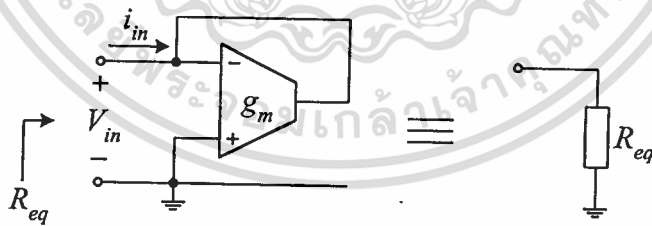


รูปที่ 4.8 ผลการทดลองการปรับค่ากระแส I_B ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

สำหรับการเลียนแบบการชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ ในรูปที่ 4.5 เพื่อที่จะพิจารณาคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ โดยต่อความต้านทานโหลด $R_L = 100\ \Omega$ เข้าที่พอร์ท X และแรงดันอินพุตไฟตรง -50mV ป้อนเข้าที่พอร์ท Y โดยให้แปรค่าอุณหภูมิตั้งแต่ 0°C จนถึง 100°C เพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแสที่พอร์ท Z หรือ I_Z ของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ ในกรณีที่วงจรยังไม่มี การชดเชยผลของอุณหภูมิเทียบกับวงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิแล้ว ในรูปที่ 4.9 ซึ่งจะให้ความไวของค่ากระแส I_Z ต่ออุณหภูมิมีค่าลดลง $S_T^{I_Z} = (\partial I_Z / I_Z) / (\partial T / T)$ มีค่าประมาณ 46×10^{-3} และ 7.4×10^{-3} ตามลำดับ ที่อุณหภูมิ 27°C จะเห็นได้ว่าสมรรถนะของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ต่ออุณหภูมิที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิแล้วจะดีกว่าที่ยังไม่ได้มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ



รูปที่ 4.9 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส I_Z ต่ออุณหภูมิ

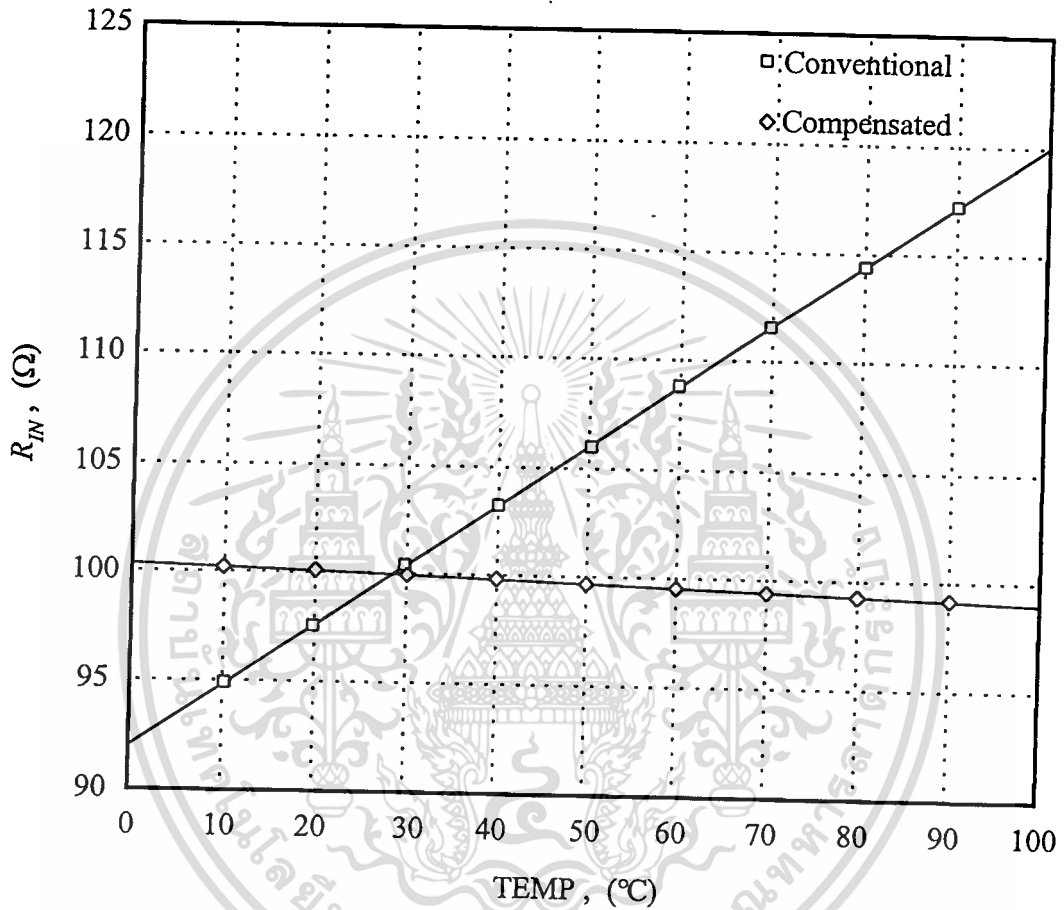


รูปที่ 4.10 วงจรความต้านทานเทียบกราวด์ที่ปรับค่าได้

ส่วนการเลียนแบบการชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรขยายโอทีเอ ในรูปที่ 4.6 โดยได้ต่อเป็นลักษณะความต้านทานเทียบกราวด์ที่ปรับค่าได้ [31] ในรูปที่ 4.10 จะกำหนดให้ความต้านทาน (R_N) มีค่าประมาณ 100Ω ที่อุณหภูมิ 27°C โดยแปรค่าอุณหภูมิตั้งแต่ 0°C จนถึง 100°C เพื่อดูผลของการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานเทียบกราวด์ที่ปรับค่าได้ ดังรูปที่ 4.11 ซึ่งค่าความไวของค่า R_N ต่ออุณหภูมิ $S_T^{R_N} = (\partial R_N / R_N) / (\partial T / T)$ ที่ยัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้มีการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิเทียบกับมีการชดเชยผลของอุณหภูมิแล้วมีค่าประมาณ 0.072 และ 0.018 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าวงจรขยายโอทีเอที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิแล้วจะมีค่าความไวต่ออุณหภูมิที่ต่ำกว่าในกรณีที่ยังไม่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ



รูปที่ 4.11 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเทียบกราวด์ที่ปรับค่าได้ต่ออุณหภูมิ

4.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้เสนอการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ซึ่งค่าของกระแสมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับค่าของอุณหภูมิ และสามารถปรับค่ากระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นนั้นจะอาศัยหลักการของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมแบบโมโนลิทิกได้ และแสดงให้เห็นการนำไปประยุกต์ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการปรับปรุงค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ท X (R_x) ของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ และค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (g_m) ของวงจรขยายโอทีเอ ที่เปลี่ยนแปลงตามผลของอุณหภูมิรอบข้าง การชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ และวงจรขยายโอทีเอ นั้น จากผลการเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE จะแสดงให้เห็นว่า วงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิแล้วจะมีสมรรถนะของวงจรต่ออุณหภูมิที่ดีกว่าวงจรที่ไม่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ



การออกแบบวงจรค่าความต้านทานแบบลบโดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

5.1 บทนำ

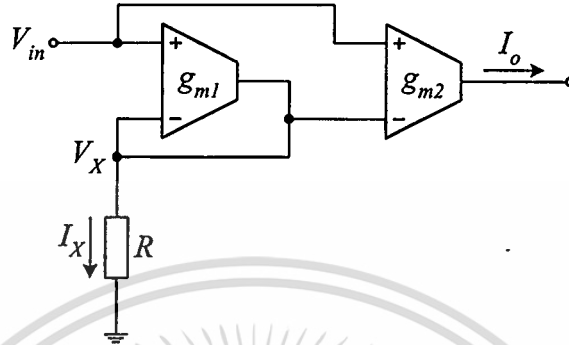
วงจรรขยายโอทีเอเป็นวงจรสำเร็จรูปที่ได้มีการผลิตออกมาจำหน่ายในท้องตลาดหลายเบอร์ด้วยกัน เช่น LM13600, CA3080 และ CA3280 เป็นต้น และสามารถที่จะหาซื้อได้ง่าย สำหรับคุณสมบัติโดยทั่วไปของวงจรรขยายโอทีเอ จะให้สัญญาณจุดออกเป็นกระแสและค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรสามารถที่จะควบคุมได้ด้วยกระแสจากภายนอก แต่จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง ดังนั้นถ้ามีการนำวงจรรขยายโอทีเอไปใช้งานและมีการชดเชยผลของอุณหภูมิรอบข้างภายในวงจรที่ออกแบบ จะทำให้สมรรถนะของวงจรต่ออุณหภูมิดีขึ้น

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงวงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัวแบบใช้กระแสควบคุมโดยใช้ OTA เป็นหลัก [32-34] โดยค่าความต้านทานแบบลบที่ได้ สามารถปรับค่าได้โดยการแปรค่ากระแสควบคุมจากภายนอก หรือสามารถปรับค่าได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ ผลการเปลี่ยนแปลงค่า g_m ของ OTA ที่แปรตามอุณหภูมิ ที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดของความต้านทานแบบลบ จะถูกชดเชยลดลงอย่างมาก วงจรที่พัฒนาขึ้นจะมีความเป็นเชิงเส้น และความแม่นยำสูง มีช่วงปฏิบัติการที่กว้าง และสามารถสร้างขึ้นโดยใช้ OTA ที่หาซื้อได้ง่าย

5.2 หลักการของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

หลักการของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช่วงจรรขยายโอทีเอ แสดงในรูปที่ 5.1 โดยที่กระแส I_{B1} และ I_{B2} เป็นกระแสไบอัสจากภายนอกของ OTA_1 และ OTA_2 ตามลำดับ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ของวงจรรขยายโอทีเอจะมีค่าเท่ากับ $I_B/2V_T$ เมื่อ V_T คือแรงดันความร้อน การทำงานของวงจร เมื่อให้แรงดัน $V_{in} > 0$ เข้าที่ขาอินพุต (+) ของ OTA_1 แรงดัน V_{in} จะถูกส่งผ่านไปยังขาอินพุต (-) ของ OTA_1 มีค่าเท่ากับ V_x แรงดัน V_x จะถูกเปลี่ยนเป็นกระแส $I_x = \frac{V_x}{R}$ ในขณะที่เดียวกันขาอินพุตของ OTA_2 จะต่ออยู่กับแรงดัน V_{in}

และ V_x ด้วย จึงทำให้เกิดกระแส I_o ที่เอาต์พุตของ OTA_2 ซึ่ง OTA_1 และ OTA_2 นี้สามารถแปรค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ได้โดยการแปรค่ากระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} ตามลำดับ ทำให้กระแส I_o จะถูกขยายให้มีค่ามากหรือน้อยกว่า I_x ได้



รูปที่ 5.1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_x และกระแส I_o จะสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

$$I_x = g_{m1}(V_{in} - V_x) \quad (5.1)$$

และ

$$I_x = \frac{V_x}{R} \quad (5.2)$$

จากสมการที่ (5.1) และสมการที่ (5.2) จะได้

$$V_x = \frac{g_{m1}R}{1 + g_{m1}R} V_{in} \quad (5.3)$$

ที่ OTA_2 จะได้

$$I_o = g_{m2}(V_{in} - V_x) \quad (5.4)$$

จากสมการที่ (5.3) และสมการที่ (5.4) จะได้กระแส I_o เท่ากับ

$$I_o = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m1}R} V_{in} \quad (5.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (5.5) ถ้ากำหนดให้ $g_{m1}R \gg 1$ จะได้กระแส I_O ประมาณได้ดังนี้

$$I_O \cong \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \frac{V_{in}}{R} \quad (5.6)$$

หรือ

$$\begin{aligned} I_O &= \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_{in}}{R} \\ &= A_G \frac{V_{in}}{R} \end{aligned} \quad (5.7)$$

ซึ่ง

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (5.8)$$

เมื่อ

A_G คือค่าอัตราขยายกระแสระหว่าง I_{B2} กับ I_{B1}

ซึ่งจากสมการที่ (5.7) ค่ากระแส I_O จะขึ้นอยู่กับกระแส I_{B1} และ I_{B2} โดยไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิเนื่องจากค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_{m1} และ g_{m2} ที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิได้ถูกชดเชยออกไป และอัตราขยายของกระแสไบอัส A_G สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

จากสมการที่ (5.3) และสมการที่ (5.5) สามารถหาค่าคลาดเคลื่อน (error) วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ของแรงดัน V_{in} ไปยัง V_x และกระแส I_x ไปยัง I_O ได้ในเทอมของ ε_a ดังนี้

จากสมการที่ (5.3) และสมการที่ (5.5) สามารถเขียนใหม่ได้

$$V_x = (1 - \varepsilon_a) V_{in} \quad (5.9)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 I_o &= (1 - \varepsilon_a) \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{V_{in}}{R} \\
 &= (1 - \varepsilon_a) A_G \frac{V_{in}}{R}
 \end{aligned}
 \tag{5.10}$$

โดยที่

$$\varepsilon_a = \frac{1}{1 + g_{m1}R} \tag{5.11}$$

จากสมการที่ (5.11) ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = 19.2 \times 10^{-3} \text{ A/V}$ และ $R = 10 \text{ k}\Omega$ จะได้ค่า ε_a เท่ากับ 0.5% ซึ่งจะเห็นได้ว่า ε_a จะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นสามารถกล่าวได้ว่าความเที่ยงตรงของวงจรต่ออุณหภูมิ สามารถลดลงได้โดยการเพิ่มค่า $g_{m1}R \gg 1$

ในการวิเคราะห์ค่าความไว (Sensitivity) ของวงจรที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งเป็นการจัดการเปลี่ยนแปลงของคุณสมบัติบางอย่างที่จะมีผลต่อส่วนประกอบส่วนใดส่วนหนึ่งหรือหลาย ๆ ส่วนในวงจรนั้น ๆ ซึ่งวงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิควรจะให้มีความไวต่ำที่สุดเพื่อรักษาเสถียรภาพของวงจร โดยสมการความไวของวงจร สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 S_x^Y &= \frac{\partial \ln Y}{\partial \ln X} \\
 &= \frac{\partial Y/Y}{\partial X/X}
 \end{aligned}
 \tag{5.12}$$

จากสมการที่ (5.12) หมายความว่า ความไวของตัวแปร Y เมื่อเทียบกับตัวแปร X ซึ่งอาจจะอยู่ในรูปแบบของเปอร์เซ็นต์ การเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ Y ต่อเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ X ซึ่งโดยทั่ว ๆ ไปแล้วค่า Y จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของ X ที่เปลี่ยนแปลงไป

ในรูปที่ 5.1 นั้นสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวซึ่งเป็นตัวบอกระสิทธิภาพของวงจรได้คือ ความไวของกระแสเอาต์พุตเทียบกับอุณหภูมิ จะมีสมการคือ

$$S_T^{I_o} = \frac{T}{I_o} \frac{\partial I_o}{\partial T} \tag{5.13}$$

จากสมการที่ (5.13) สามารถหาค่าความไวของกระแส I_o เทียบกับอุณหภูมิ T ของสมการที่ (5.10) ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_T^{I_o} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}R} \quad (5.14)$$

หรือสามารถเขียนอยู่ในรูปของค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอ๊าท์พุท ได้

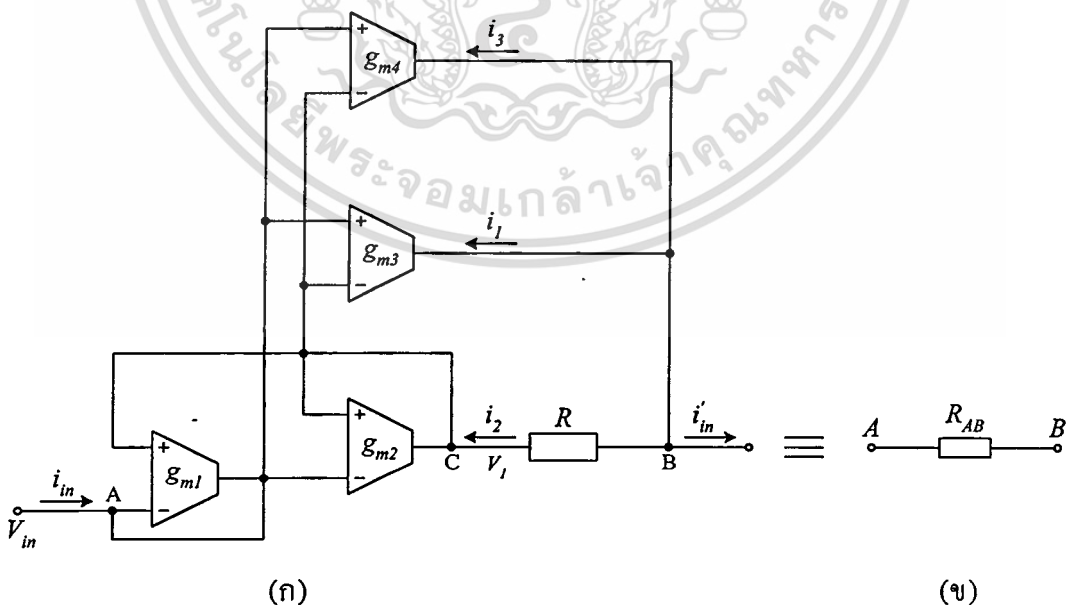
$$\frac{\delta I_o}{I_o} = \frac{-2V_T}{2V_T + I_{B1}R} \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (5.15)$$

ที่ T คืออุณหภูมิรอบข้าง และ ΔT คืออุณหภูมิรอบข้างที่เปลี่ยนไป ถ้า $V_T = 26mV$, $I_{B1} = 100\mu A$, $R = 10k\Omega$ และ $\Delta T = 10^\circ C$ ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอ๊าท์พุท I_o มีค่าประมาณ 0.2%

ซึ่งจากสมการที่ (5.14) ค่าความไวของกระแสเอ๊าท์พุทเทียบกับอุณหภูมิจะลดลง ถ้าเพิ่มค่า $g_{m1}R$ เพราะค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m จะมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นกับกระแส I_B

5.3 การออกแบบวงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบ

จากวงจรดังรูปที่ 5.2 (ก) แสดงวงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบที่สร้างจาก OTA โดยสามารถตั้งคราะห์ค่าความต้านทานลบขึ้นมาได้แบบชนิดลอยตัวโดยใช้กระแสควบคุม และสัญลักษณ์แสดงในรูปที่ 5.2 (ข) เป็นสัญลักษณ์ของความต้านทานแบบลบ



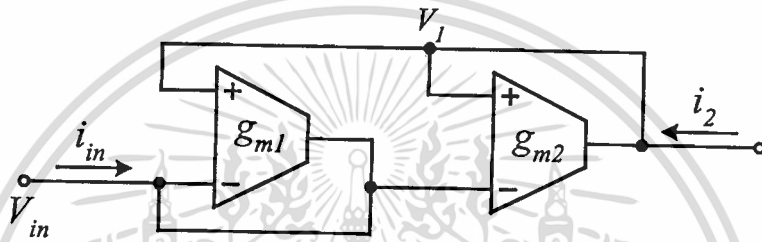
รูปที่ 5.2 (ก) วงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบชนิดกระแสควบคุม

(ข) สัญลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในรูปที่ 5.2 (ก) นี้ จะประกอบด้วย OTA 4 ตัว คือ OTA_1 กับ OTA_2 ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกระแส และวงจรตามคัตตาในขณะเดียวกัน ส่วน OTA_1 กับ OTA_3 และ OTA_1 กับ OTA_4 จะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกระแส และวงจรตามกระแส ตามลำดับ การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อป้อนกระแส i_{in} เข้าที่จุด A จะเป็นผลทำให้เกิดกระแส i_1 , i_2 และ i_3

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_2 กับ i_{in} ได้จากรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_2 กับ i_{in}

จากรูปที่ 5.3 จะสามารถหากระแส i_{in} ได้ดังนี้

$$-i_{in} = g_{m1}(V_1 - V_{in}) \quad (5.16)$$

และกระแส i_2 เท่ากับ

$$-i_2 = g_{m2}(V_1 - V_{in}) \quad (5.17)$$

จากสมการที่ (5.16) และสมการที่ (5.17) จะได้ว่ากระแส i_2 มีค่า

$$i_2 = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} i_{in} \quad (5.18)$$

เนื่องจาก

$$g_{mi} = \frac{I_{Bi}}{2V_T}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

g_{mi} คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ OTA ตัวที่ i

I_{Bi} คือค่ากระแสไบอัส OTA ตัวที่ i

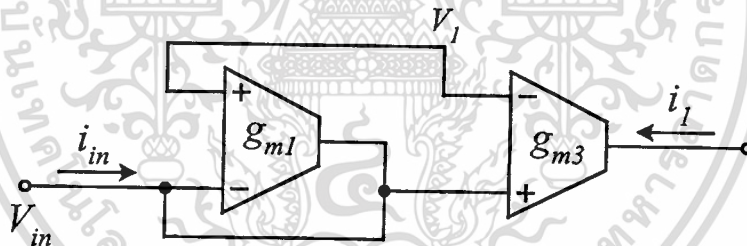
ดังนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{I_{B2}}{I_{B1}} i_{in} \\ &= A_2 i_{in} \end{aligned} \quad (5.19)$$

โดยที่

A_2 คือ ค่าอัตราขยายกระแสของ OTA_2 กับ OTA_1

พิจารณาหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_1 กับ i_{in} ได้จากรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_1 กับ i_{in}

พิจารณาที่ OTA_3 จะได้ว่า

$$-i_1 = g_{m3}(V_{in} - V_1) \quad (5.20)$$

จากสมการที่ (5.16) และสมการที่ (5.20) จะได้ว่า

$$i_1 = -\frac{g_{m3}}{g_{m1}} i_{in} \quad (5.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

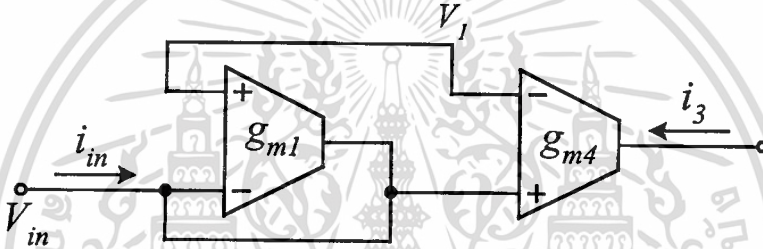
หรือ

$$\begin{aligned} i_1 &= -\frac{I_{B3}}{I_{B1}} i_{in} \\ &= -A_1 i_{in} \end{aligned} \quad (5.22)$$

โดยที่

A_1 คือ ค่าอัตราขยายกระแสของ OTA_3 กับ OTA_1

ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_3 กับ i_{in} ได้จากรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_3 กับ i_{in}

พิจารณาที่ OTA_4 จะได้ว่า

$$-i_3 = g_{m4}(V_{in} - V_1) \quad (5.23)$$

จากสมการที่ (5.16) และสมการที่ (5.23) จะได้ว่ากระแส i_3 เท่ากับ

$$i_3 = \frac{g_{m4}}{g_{m1}} i_{in} \quad (5.24)$$

หรือ

$$\begin{aligned} i_3 &= \frac{I_{B4}}{I_{B1}} i_{in} \\ &= -A_3 i_{in} \end{aligned} \quad (5.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

A_3 คือ ค่าอัตราขยายกระแสของ OTA_4 กับ OTA_1

จากสมการที่ (5.19) สมการที่ (5.22) และสมการที่ (5.25) จะเห็นได้ว่าค่าแรงดัน ความร้อนที่ปรากฏอยู่ในค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ของ OTA ได้ถูกกำจัดออกไป ดังนั้น ค่ากระแส i_1 , i_2 และ i_3 จะไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง จากรูปที่ 5.2 (ก) ผลรวมของ กระแสที่จุด B จะมีค่าเท่ากับ

$$i'_{in} = -i_1 - i_2 - i_3 \quad (5.26)$$

เมื่อกำหนดให้ $I_{B2} = I_{B3}$ จากสมการที่ (5.19) และสมการที่ (5.22) ค่าอัตราขยาย กระแส $A_2 = A_1 = A$ จะได้ว่า

$$i_2 = Ai_{in} \quad (5.27)$$

และ

$$i_1 = -Ai_{in} \quad (5.28)$$

จากสมการที่ (5.27) และสมการที่ (5.28) จะได้ว่า

$$i_1 = -i_2 \quad (5.29)$$

และกำหนดให้ $I_{B4} = I_{B1}$ จากสมการที่ (5.25) จะได้

$$i_3 = -i_{in} \quad (5.30)$$

แทนค่าสมการที่ (5.29) และสมการที่ (5.30) ลงในสมการที่ (5.26) จะได้กระแส i'_{in} มีค่าเท่ากับ

$$i'_{in} = i_{in} \quad (5.31)$$

เนื่องจาก OTA_2 จะดึงกระแส i_2 ในทิศทางจากจุด B มายังจุด C และ OTA_3 จะจ่ายกระแส i_1 มายังจุด B โดยมีขนาดเท่ากับ i_2 คือ Ai_{in} เป็นผลทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม ความต้านทาน R โดยมีแรงดันเป็นบวกที่จุด B เมื่อเทียบกับจุด C และแรงดันที่ตกคร่อม R จะมีค่าเท่ากับ $Ai_{in}R$ ค่าแรงดันที่จุด C จะถูกส่งผ่านมายังจุด A เป็นแรงดัน V_{in} โดยจะมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = \frac{g_{m1}R}{1 + g_{m1}R} V_1 \quad (5.32)$$

หรือ

$$V_{in} = (1 - \varepsilon_a) V_1 \quad (5.33)$$

โดยที่

$$\varepsilon_a = \frac{1}{1 + g_{m1}R} \quad (5.34)$$

ถ้ากำหนดให้ค่า $g_{m1}R \gg 1$ จากสมการที่ (5.32) จะได้

$$V_{in} = V_1 \quad (5.35)$$

จากรูปที่ 5.2 จะได้แรงดันระหว่างจุด A และจุด B คือ V_{AB} มีค่าเท่ากับ

$$V_{AB} = -i_2 R \quad (5.36)$$

หรือ

$$V_{AB} = -A i_{in} R \quad (5.37)$$

โดยที่ค่า A เป็นค่าคงที่ ซึ่งสามารถแปรค่าได้โดยการแปรค่ากระแส I_{B2} และ I_{B3} ไปพร้อมกัน

จากสมการที่ (5.37) จะได้ค่าความต้านทานระหว่างจุด A และจุด B ดังนี้

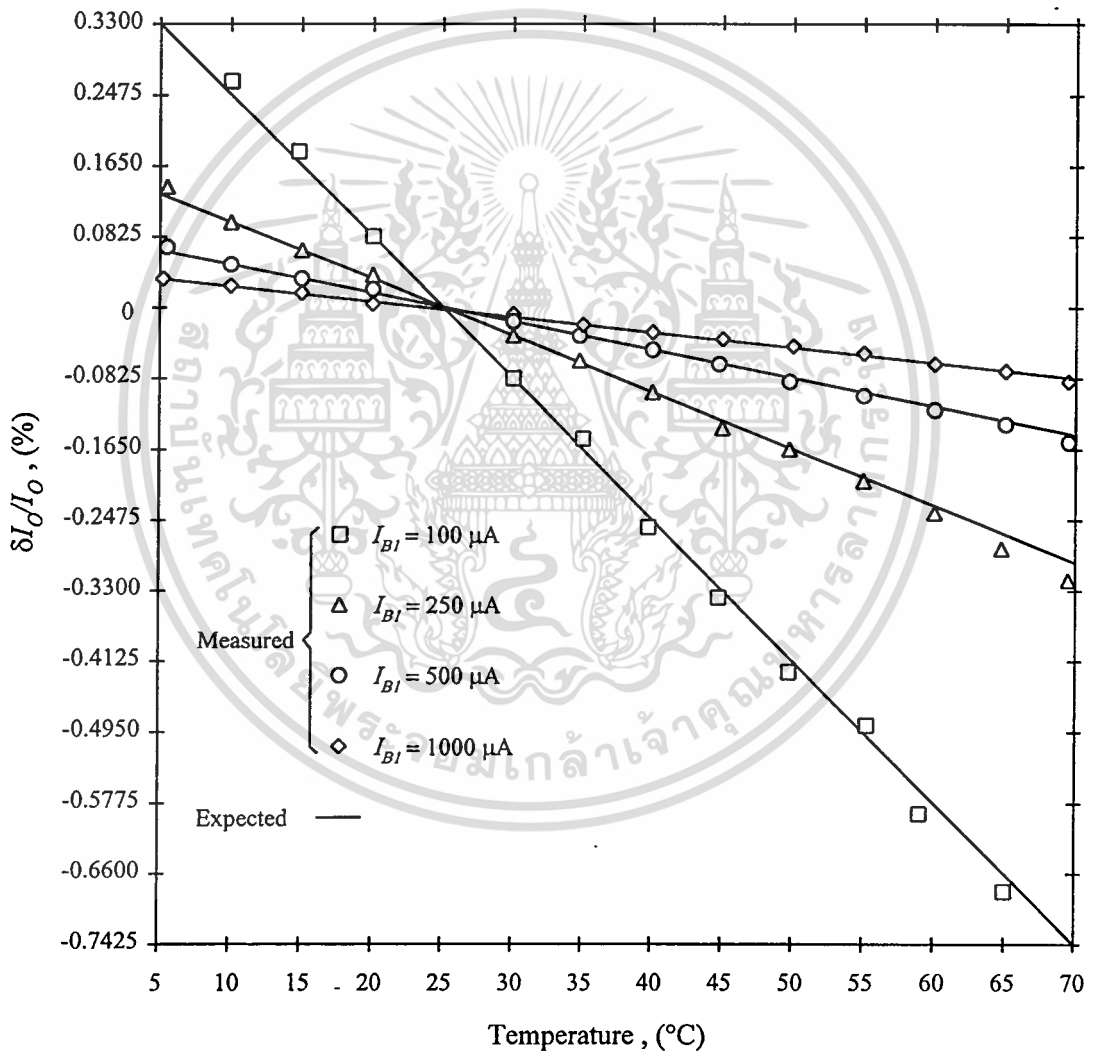
$$\begin{aligned} R_{AB} &= -AR \\ &= -\frac{I_{B2}}{I_{B1}} R \\ &= -\frac{I_{B3}}{I_{B1}} R \end{aligned} \quad (5.38)$$

โดยที่กระแส I_{B2} และ I_{B3} เป็นกระแสไบอัสจากภายนอก จึงสามารถกล่าวได้ว่า ความต้านทาน R_{AB} สามารถปรับค่าได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ผลการทดลอง และตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน

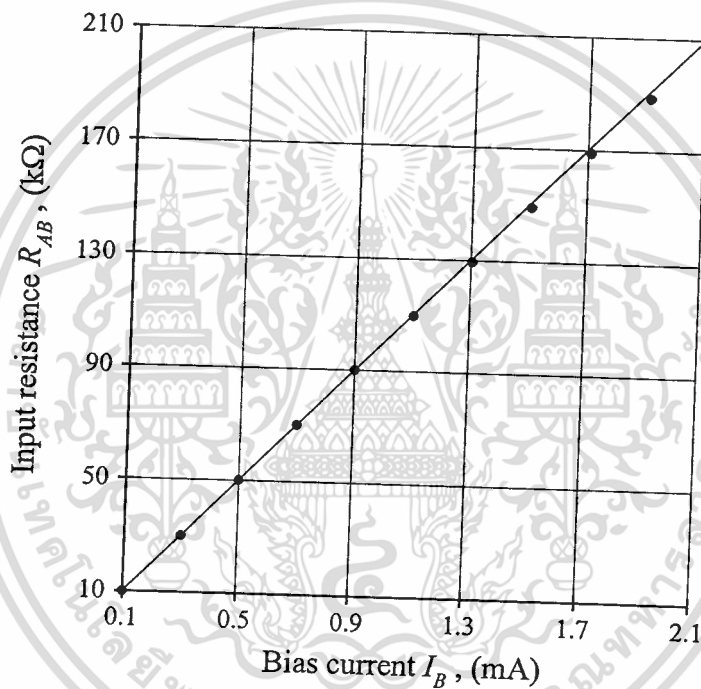
ในการทดลองวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสในรูปที่ 5.1 ได้ทำการทดลองต่อวงจรเพื่อทดสอบ โดยใช้ OTA เบอร์ LM13600 กำหนดให้ความต้านทาน $R=10\text{ k}\Omega$ กระแสไบอัสภายนอกที่ป้อนให้กับ OTA $I_{B1}=100\mu\text{A}$ และ กระแส I_{B2} เปลี่ยนไป 4 ค่า $100\mu\text{A}$, $250\mu\text{A}$, $500\mu\text{A}$ และ 1mA ในรูปที่ 5.6 แสดงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแส I_O เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป สำหรับค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปตั้งแต่ 5°C ถึง 70°C และ $V_{in}=0.5\text{V}$



รูปที่ 5.6 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตเทียบกับอุณหภูมิ

ในการทดลองวัดค่าความต้านทานแบบลบที่เกิดขึ้นกับวงจรแปลงความต้านทานแบบลบชนิดลอยตัว แบบทำงานด้วยกระแส โดยใช้ OTA ดังรูปที่ 5.2 ได้ทำการทดลองต่อเอกสารเป็นเอกสารทส่งวนไวสำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

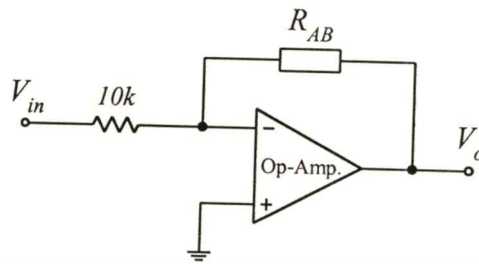
วงจรจริงขึ้น เพื่อทำการทดสอบโดยใช้ OTA เบอร์ LM13600 โดยกำหนดให้กระแสไบอัสภายนอกที่ป้อนให้กับ OTA มีดังนี้ $I_{B1} = I_{B4} = 100\mu A$ ส่วน $I_{B2} = I_{B3} = I_B$ ซึ่งแปรค่าตั้งแต่ $100\mu A$ ถึง $2mA$ และความต้านทาน R มีค่าเท่ากับ $10k\Omega$ ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 5.6 เมื่อในแนวแกนตั้งเป็นค่าความต้านทาน R_{AB} ที่เกิดขึ้นระหว่างจุด A และจุด B ของ วงจรในรูปที่ 5.2 ส่วนในแนวแกนนอน เป็นค่ากระแส I_{B2} และ I_{B3} ที่แปรค่าไปโดยให้กระแส i_m คงที่ที่ $50\mu A$ จากรูปที่ 5.7 จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทาน R_{AB} ที่แปรค่าตามกระแส I_B จะมีความเป็นเชิงเส้นสูงจนถึง $1mA$



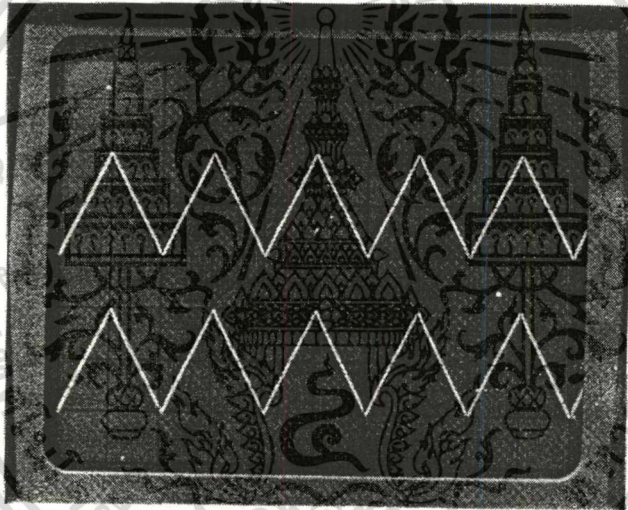
รูปที่ 5.7 ผลการทดลองแปรค่าความต้านทาน R_{AB} ด้วยกระแส I_B

สำหรับตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานของวงจรแสดงในรูปที่ 5.8 เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส โดยใช้วงจรแปลงความต้านทานแบบลบที่ได้จากรูปที่ 5.2 และใช้ออปแอมป์เบอร์ LM 351 โดยกำหนดให้กระแส $I_{B2} = I_{B3} = I_B = 500\mu A$ ส่วน $I_{B1} = I_{B4} = 100\mu A$ ซึ่งจะได้ค่าความต้านทานแบบลบที่เกิดขึ้น R_{AB} มีค่าเท่ากับ $-50k\Omega$ ส่วนความต้านทาน R ภายนอกกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $10k\Omega$ และป้อนสัญญาณ V_{in} จุดเข้าที่ความถี่ $1kHz$ ทำการวัดสัญญาณจุดออก V_o พบว่าการขยายสัญญาณที่จุดออกเป็นแบบไม่กลับเฟส ซึ่งมีเฟสเดียวกับสัญญาณที่จุดเข้าและมีค่าอัตราขยายสัญญาณเท่ากับ 5 หรือ $V_o = 5V_{in}$ แสดงในรูปที่ 5.9 โดยสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นบนคือสัญญาณจุดออก V_o ขนาด $5 V_{p-p}$ และสัญญาณเส้นล่างคือสัญญาณจุดเข้า $1 V_{p-p}$



รูปที่ 5.8 วงจรที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 5.9 ผลที่ได้จากการทดลอง

(Upper trace : $V_o = 5 V_{p-p}$; Lower trace : $V_{in} = 1 V_{p-p}$; Time base = 0.5 ms/div)

5.5 บทสรุป

จากวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีการลดผลของอุณหภูมิรอบข้าง ได้นำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบโดยใช้ OTA ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ โดยวงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบจะทำงานด้วยกระแสควบคุมแบบลอยตัว ซึ่งจะมีการชดเชยผลของอุณหภูมิขึ้นภายในวงจรที่ออกแบบ วงจรมีความเป็นเชิงเส้นสูง ความแม่นยำ ความเที่ยงตรงสูง และมีการทำงานอย่างมีประสิทธิภาพเป็นไปตามหลักการ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ได้นำเสนอ รูปแบบของวงจร ประกอบด้วยอุปกรณ์พื้นฐานคือ OTA ที่ได้มีการผลิตออกมาจำหน่ายในหีองตลาดเช่นเบอร์ LM13600 และสามารถที่จะหาซื้อได้ง่าย ซึ่งค่าความต้านทานแบบลบที่ได้สามารถที่จะปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนในผลการทดลองของวงจร โดยจะต่อวงจรจริงขึ้น และประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบเข้ากับวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส และสามารถที่จะยืนยันการทำงานของวงจรได้ด้วยผลการทดลอง



บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

6.1 บทสรุปและวิจารณ์

ในการนำเสนอหลักการและวิธีการชดเชยผลของอุณหภูมิในวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลีนีเยอร์และวงจรขยายโอทีเอ ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้น โดยการออกแบบวงจรจะอาศัยหลักการของวงจรรวมและการทำงานของวงจรจะอยู่ในรูปของกระแส ผลของอุณหภูมิต่อวงจร สามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองต่อวงจรจริงขึ้น โดยวงจรแรกจะเป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง โดยวงจรที่ออกแบบนั้นจะให้ค่ากระแสเข้าที่พุทเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าอุณหภูมิและสามารถจะปรับค่ากระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งสามารถนำผลของค่ากระแสเข้าที่พุทที่ได้ไปต่อใช้งานแทนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ จากภายนอกที่ไบอัสให้กับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลีนีเยอร์และวงจรขยายโอทีเอ จะสามารถลดผลการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ท X , R_x และค่าอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ต่ออุณหภูมิตั้งได้ ส่วนอีกวงจรจะเป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรขยายโอทีเอ ที่มีการลดผลของอุณหภูมิขึ้นภายในวงจร โดยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสนี้ จะนำไปใช้ในการออกแบบวงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบชนิดทำงานด้วยกระแส จะเห็นได้ว่าคุณสมบัติของวงจรจะไม่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้างและยังสามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งในที่นี้วงจรที่ได้พัฒนาขึ้นโดยใช้อุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดในการออกแบบ เพื่อรองรับเทคโนโลยีการออกแบบวงจรรวมแบบโมโนลิทิก ที่สามารถรวมเอาวงจรทั้งหมดเข้ามาไว้บนแผ่นสารกึ่งตัวนำเดียวกัน ดังนั้นจึงเป็นเหตุจูงใจที่จะได้พัฒนางจรให้เหมาะสมที่จะนำไปทำเป็นวงจรรวมเพื่อใช้งานได้สะดวก มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา

6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

วงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ วงจรจะทำงานโดยใช้แหล่งจ่ายกำลังงานที่มีแรงดันสูง จะทำให้เมื่อนำไปใช้งานมีการสิ้นเปลืองพลังงานและเกิดความร้อนสูงเกินไป ซึ่งอาจทำให้วงจรทำงานผิดปกติได้ นอกจากนี้ยังพบว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลืองกำลังงานมาก โดยจะเห็นว่าในปัจจุบันนี้อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าจะพยายามพัฒนา และวิจัยให้มีการทำงานที่แหล่งจ่ายกำลังงานที่มีแรงดันต่ำ ในส่วนนี้จึงเป็นแนวทางที่จะทำการวิจัยและพัฒนา ให้วงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ขึ้นอยู่กับค่าอุณหภูมิรอบข้าง มีการทำงานที่ใช้ได้กับแหล่งจ่ายกำลังงานที่มีแรงดันต่ำ ในส่วนของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ และวงจรขยายโอทีเอ ถ้านำไปใช้งานในการออกแบบวงจรนาฬิกาฟังก์ชัน จะมีปัญหาที่ความต้านทานแฝงที่พอร์ท X โดยมีค่า R_x ของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์จะขึ้นอยู่กับแรงดันความร้อน V_T และอัตราขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ของวงจรขยายโอทีเอ จะขึ้นอยู่กับค่า V_T ด้วย ซึ่งจะเป็นผลทำให้ R_x และ g_m จะแปรตามอุณหภูมิ ดังนั้นในการนำวงจรทั้งสองไปใช้งานในการออกแบบวงจรนาฬิกาฟังก์ชัน จึงต้องพยายามออกแบบวงจรโดยมีการชดเชยผลของอุณหภูมิขึ้นภายในวงจรที่ได้ออกแบบ เพื่อลดผลของแรงดันความร้อน V_T หรืออุณหภูมิขึ้น จึงเป็นแนวทางที่จะทำการวิจัยและพัฒนาต่อไป



เอกสารอ้างอิง

- [1] Gray P. R., Meyer R. G. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. Third Edition John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [2] Toumazou C., Lidgey F. G. and Haigh D. G. **Analogue IC Design : The Current Mode Approach**. London : Peter Peregrinus, 1990.
- [3] Greeneich E. W. **Analog Integrated Circuits**. Chapman & Hall 1997.
- [4] Malvar H. S., Luetngen M. "Temperature Compensation of OTA-Based Filters and Amplifiers." *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 17, Aug.1987. pp. 890-891.
- [5] Karybakas C. A., Kosmatopoulos C. and Laopoulos Th. "Improved Temperature Compensation of OTAs," *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 8, Apr. 1992. pp. 763-764.
- [6] Sedra A. S., Smith K. C. **Microelectronic Circuits**. Third Edition Oxford University Press, Inc. 1982.
- [7] Senani R. "New Electronically Tunable OTA-C Sinusoidal Oscillator." *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 4, Feb. 1989. pp. 286-287.
- [8] Kiranon W., Kesorn J. and Wardkein P. "Current Controlled Oscillator Based on Translinear Conveyors." *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 15, July 1996. pp. 1330-1331.
- [9] Kiranon W., Kesorn J., Sangpisit W. and Kamprasert N. "Electronically Tunable Multifunctional Translinear-C Filter and Oscillator." *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 7, Mar.1997. pp. 573-574.
- [10] Fabre A., Saaïd O., Wiest F. and Boucheron C. "Current Controlled Bandpass Filter Based on Translinear Conveyors." *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 20, Sep. 1995. pp. 1727-1728.
- [11] Fabre A., Saaïd O., Wiest F. and Boucheron C. "High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Converter." *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 43, no. 2, Feb. 1996. pp. 82-91.
- [12] Saaïd O., Fabre A., "Class AB Current-Controlled Resistor for High Performance Current-Mode Applications." *Electron. Lett.*, vol. 32, no. , 1996. pp. 4-5.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] Kiranon W., Pawarangkoon P. "Floating Inductances Simulation Based on Current Conveyors." *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 21, Oct. 1997. pp. 1748-1749.
- [14] Silva-Martinez J., Sanchez-Sinencio E. "Analogue OTA Multiplier without Input Voltage Swing Restrictions and Temperature-Compensated." *Electron. Lett.*, vol. 22, no. 11, May 1986. pp. 599-600.
- [15] Khan I. A., Ahmed M. T. "OTA-Based Integrable Voltage/Current-Controlled Ideal C-Multiplier." *Electron. Lett.*, vol. 22, no. 7, Mar. 1987. pp. 365-366.
- [16] Gilbert B. "Translinear Circuit : A Propose Classification." *Electron. Lett.*, vol. 11, Jan. 1975. pp. 14-16.
- [17] Smith K. C., Sedra A. S. "The Current Conveyor : A New Circuit building Block." *Proc. IEEE*, vol. 56, Aug. 1968. pp. 1368-1369.
- [18] Sedra A. S., Smith K. C. "A Second Generation Current Conveyor and It's Application." *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-17, 1970. pp. 132-134.
- [19] Surakumpontorn W., Kumwachara K. "CMOS-Based Electronically Tunable Current Conveyor." *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 14, 1992. pp. 128-129.
- [20] Fabre A. "Dual Translinear Voltage/Current Converter." *Electron. Lett.*, vol. 19, Nov. 1983. pp. 1030-1031.
- [21] Fabre A. "Translinear Current Conveyors Implementation." *Int. J. Electron.*, vol. 59, Nov. 1985. pp. 619-623.
- [22] Geiger R. L., Sanchez-Sinencio E. "Active Filter Design using Operational Transconductance Amplifier : A tutorial." *IEEE Circuits Devices Mag.*, Mar. 1985. pp. 22-32.
- [23] Malvar H. S. "Electronically Tunable Active Filter with Operational Transconductance Amplifier." *IEEE Tran. CAS-29*, 1982. pp. 333-336.
- [24] Surakamponorn W., Jutaviriya S. and Riewruja V. "OTA-Base Electronically Tunable Voltage-Controlled Resistance Converter." *Int. J. Electron.*, vol. 67, no. 1, 1989. pp. 81-85.
- [25] Surakamponorn W., Riewruja V., Surawatpunya C. and Yodladda S. "Instrumentation Amplifiers using Operational Transconductance Amplifiers." *Int. J. Electron.*, vol. 71, no. 3, 1991. pp. 511-515.

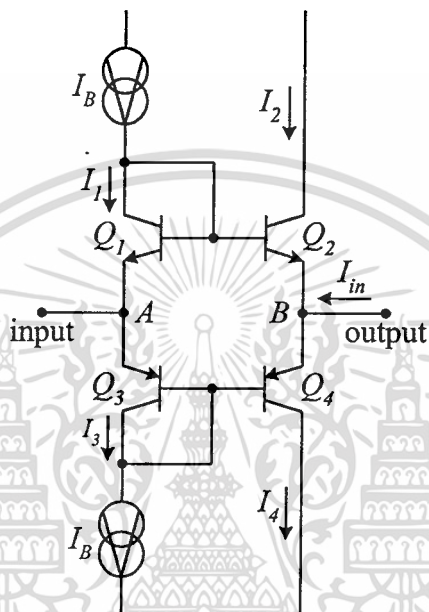
- [26] National Semiconductor. **Linear Data Book Semiconductor Corporation**, 1982.
- [27] Pookaiyaudom S., Dejhan K. and Watanachaiprateep C. "Electronically Tunable Filter Blocks." *Int. J. Electron.*, vol. 46, no. 5, 1979. pp. 521-527.
- [28] Pookaiyaudom S., Dejhan K. and Watanachaiprateep C. "An Integrable Electronically Variable Phase Shifter" *Proc. IEEE*, vol. 67, no. 1 Jan. 1979, pp. 183-185.
- [29] van Kessel T. J., van de Plassche R. J. "Integrated Linear Basic Circuits." *Phillips Tech. Rev.*, vol. 32, no. 1, 1971, pp. 2-12.
- [30] Gilbert B. "A New Wide-Band Amplifier Technique." *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-3, no. 4, 1968. pp. 353-365.
- [31] Surakamponporn W. "Wide-Band Voltage-Controlled and Current-Controlled Resistance Circuits." *Int. J. Electron.*, vol. 50, 1981. pp. 149-152.
- [32] Surakamponporn W. "Integrable Wide-Dynamic-Range Negative Resistance Circuits." *Electron. Lett.*, vol. 21, 1983. pp. 156-157.
- [33] Regtien P. P. L. "Floating Current-Controlled Negative Resistance." *Int. J. Electron.*, vol. 46., 1979. pp. 273-280.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} กับกระแส I_2 และ I_4 ดังนี้



รูปที่ ก.1 วงจรขยายคลาส AB

จากรูปที่ ก.1 พิจารณาทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 จะได้

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \quad (\text{ก.1})$$

ค่าของแรงดัน V_{BE} ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะมีค่า

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (\text{ก.2})$$

แทนค่าสมการที่ (ก.2) ในสมการที่ (ก.1) จะได้

$$V_{T1} \ln \frac{I_1}{I_{S1}} + V_{T3} \ln \frac{I_3}{I_{S3}} = V_{T2} \ln \frac{I_2}{I_{S2}} + V_{T4} \ln \frac{I_4}{I_{S4}} \quad (\text{ก.3})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ I_S3 เพื่อการศึกษา I_S2 เท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กัน กำหนดให้ $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = V_T$ และ $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4} = I_S$ จากสมการที่ (ก.3) จะได้

$$\ln I_1 I_3 = \ln I_2 I_4 \quad (\text{ก.4})$$

หรือ

$$\ln \frac{I_1 I_3}{I_2 I_4} = 0 \quad (\text{ก.5})$$

take exponential ทั้งสองข้างในสมการที่ (ก.5) จะได้

$$\frac{I_1 I_3}{I_2 I_4} = 1 \quad (\text{ก.6})$$

หรือ

$$I_2 I_4 = I_1 I_3 \quad (\text{ก.7})$$

จากรูปพบว่า $I_1 = I_3 \equiv I_B$ สมการที่ (ก.7) จะได้

$$I_2 I_4 = I_B^2 \quad (\text{ก.8})$$

จากรูปที่ ก.1 พิจารณาที่จุด B จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_2 , I_4 และ I_{in} เป็น

$$I_2 = I_4 - I_{in} \quad (\text{ก.9})$$

หรือ

$$I_4 = I_2 + I_{in} \quad (\text{ก.10})$$

แทนสมการที่ (ก.10) ในสมการที่ (ก.8) จะได้

$$I_B^2 = I_2^2 + I_2 I_{in} \quad (\text{ก.11})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$I_2^2 + I_2 I_{in} - I_B^2 = 0 \tag{ก.12}$$

แทนสมการที่ (ก.9) ในสมการที่ (ก.8) จะได้

$$I_B^2 = I_4^2 - I_4 I_{in} \tag{ก.13}$$

หรือ

$$I_4^2 - I_4 I_{in} - I_B^2 = 0 \tag{ก.14}$$

จากสมการที่ (ก.12) และ (ก.14) จะได้ค่ากระแส I_2 และ I_4 คือ

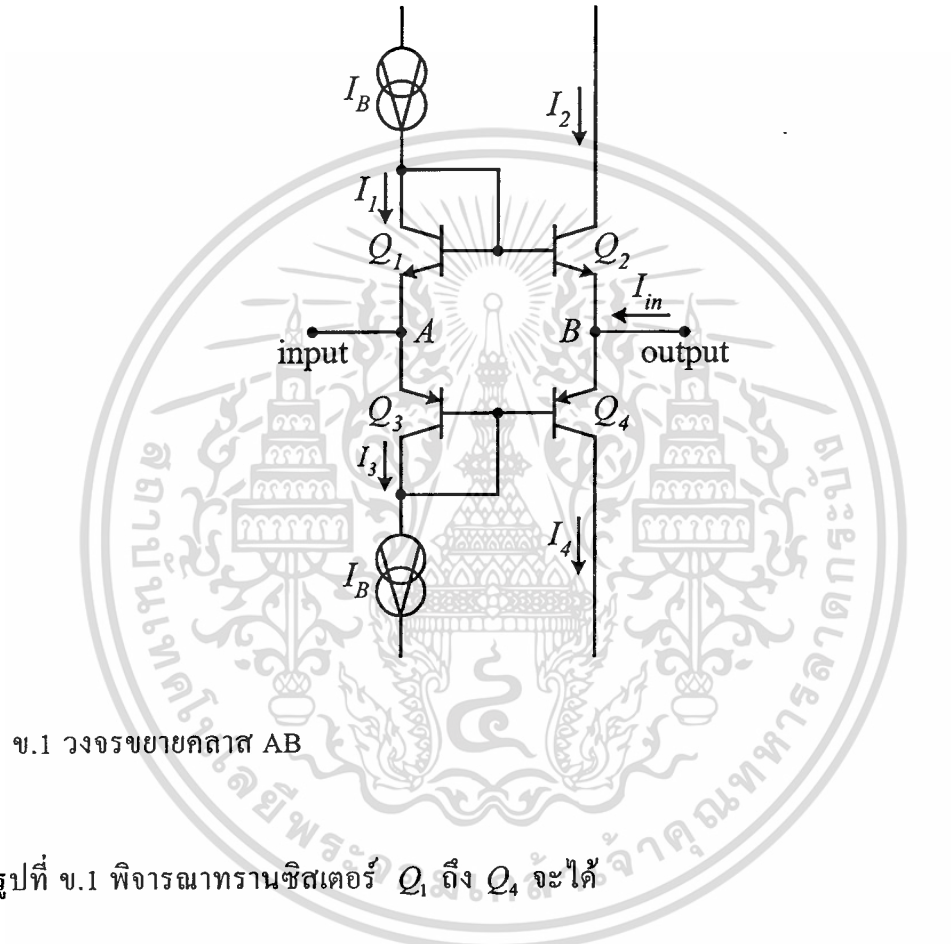
$$I_2 = \left[\left(I_{in}^2 + 4 I_B^2 \right)^{1/2} - I_{in} \right] / 2 \tag{ก.15}$$

และ

$$I_4 = \left[\left(I_{in}^2 + 4 I_B^2 \right)^{1/2} + I_{in} \right] / 2 \tag{ก.16}$$

ภาคผนวก ข.

การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{BA} กับกระแส I_{in}



รูปที่ ข.1 วงจรขยายคลาส AB

จากรูปที่ ข.1 พิจารณาทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 จะได้

$$V_{BE1} + V_A = V_{BE2} + V_B \quad (\text{ข.1})$$

หรือ

$$V_B - V_A = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (\text{ข.2})$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{BE} กับกระแส I_C ของทรานซิสเตอร์

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (\text{ข.3})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (ข.3) ในสมการที่ (ข.2) จะได้

$$V_B - V_A = V_{T1} \ln \frac{I_1}{I_{S2}} - V_{T2} \ln \frac{I_2}{I_{S2}} \quad (\text{ข.4})$$

โดยกำหนดให้ $V_{T1} = V_{T2} = V_T$, $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ และ $V_B - V_A = V_{BA}$

$$V_{BA} = -V_T \ln \frac{I_2}{I_1} \quad (\text{ข.5})$$

จากรูปพบว่า $I_1 \cong I_B$ และ $I_2 = \left[(I_{in}^2 + 4I_B^2)^{1/2} - I_{in} \right] / 2$ แทนค่าลงในสมการที่ (ข.5) จะได้

$$V_{BA} = -V_T \ln \left\{ \left[(I_{in}^2 + 4I_B^2)^{1/2} - I_{in} \right] / 2I_B \right\} \quad (\text{ข.6})$$

หรือ

$$V_{BA} = -V_T \ln \left\{ \left[1 + (I_{in}^2 / 4I_B^2) \right]^{1/2} - I_{in} / 2I_B \right\} \quad (\text{ข.7})$$

เมื่อ $I_{in} \ll 2I_B$ ดังนั้นเทอม $\left(1 + I_{in}^2 / 4I_B^2 \right)^{1/2} \cong 1$ สมการที่ (ข.7) จะประมาณได้

$$V_{BA} = -V_T \ln [1 + (-I_{in} / 2I_B)] \quad (\text{ข.8})$$

เทอม $\ln [1 + (-I_{in} / 2I_B)]$ นี้สามารถที่จะประมาณค่าโดยใช้อนุกรมกำลัง

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots \quad (\text{ข.9})$$

ดังนั้นสามารถที่จะประมาณค่า $\ln [1 + (-I_{in} / 2I_B)]$ ด้วยสมการ (ข.7) จะได้

$$\ln [1 + (-I_{in} / 2I_B)] = -\frac{I_{in}}{2I_B} - \left[-\frac{I_{in}}{2I_B} \right]^2 + \left[-\frac{I_{in}}{2I_B} \right]^3 - \dots \quad (\text{ข.10})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยตั้งแต่เทอมที่ 2 เป็นต้นไปจะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นสมการที่ (ข.10) จะประมาณค่าเท่ากับ

$$\ln[1 + (-I_{in}/2I_B)] \cong -\frac{I_{in}}{2I_B} \quad (\text{ข.11})$$

แทนสมการที่ (ข.11) ในสมการที่ (ข.8) จะได้

$$V_{BA} = -V_T \left(-\frac{I_{in}}{2I_B} \right) \quad (\text{ข.12})$$

หรือ

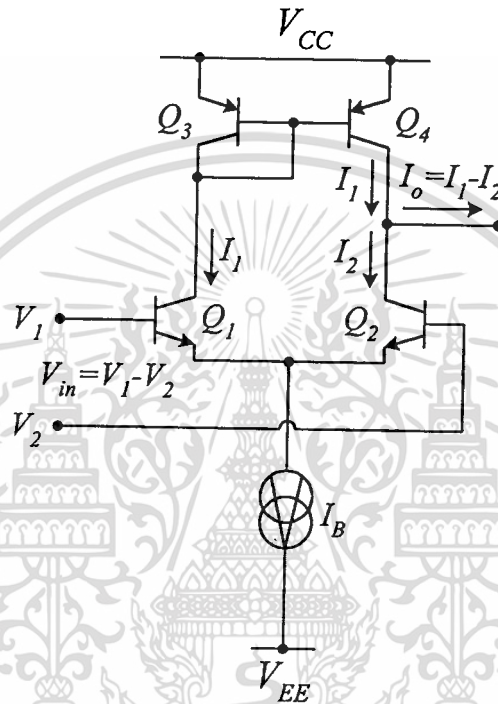
$$V_{BA} = \frac{V_T}{2I_B} I_{in} \quad (\text{ข.13})$$

ดังนั้นค่าความต้านทานที่จุด B กับจุด A จะมีค่า

$$R_x = \frac{V_{BA}}{I_{in}} = \frac{V_T}{2I_B} \quad (\text{ข.14})$$

ภาคผนวก ค.

การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_o กับแรงดัน V_{in} และค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ของวงจรขยายแบบคิฟเฟอร์เรนเซียล



รูปที่ ค.1 วงจรขยายความแตกต่าง

จาก

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

ความสัมพันธ์ของกระแส I_1 และ I_2 จะได้

$$I_1 = I_S \exp(V_1 / V_T) \quad (\text{ค.2})$$

และ

$$I_2 = I_S \exp(V_2 / V_T) \quad (\text{ค.3})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก

$$I_B = (I_1 + I_2) \quad (\text{ค.4})$$

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

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

หรือ

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

แทนสมการที่ (ค.6) ลงในสมการที่ (ค.2)

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

แทนสมการที่ (ค.6) ลงในสมการที่ (ค.3)

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

เนื่องจาก

$$I_O = I_1 - I_2 \quad (\text{ค.9})$$

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

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

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

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

จาก

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

ดังนั้น

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

ให้ $V_{in} = V_1 - V_2$
จะได้

$$I_O = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (\text{ค.14})$$

เนื่องจาก

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{dI_O}{dV_{in}} \right|_{V_{in}=0} \\ &= \frac{I_B}{2V_T} \sec^2 h\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \end{aligned} \quad (\text{ค.15})$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้

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

หรือ

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสาร ในวิทยานิพนธ์นี้มี 3 บทความ ดังต่อไปนี้

- [1] Surakamponporn W., Riewruja V., Kumwachara K. and Fongsamut C.
“Temperature Compensation of Translinear Current Conveyor and OTA.”
Electron. Lett., vol. 34, no. 8, Apr. 1998. pp. 707-709.
- [2] วันชัย รีวรูจา, วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์, เฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร และ ปทุมทิพย์ สังข์พันธ์
“วงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบชนิดทำงานด้วยกระแสโดยใช้ OTA”
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 19, 2539, หน้า EL-1-EL-3.
- [3] อนุชา แก้วพลสุข, วันชัย รีวรูจา และ เฉลิมภักดิ์ ฟองสมุทร “วงจรเรียงกระแส
เต็มคลื่นแบบเที่ยงตรงโดยใช้วงจรขยายคลาส AB” การประชุมวิชาการทาง
วิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21, 2541, หน้า 33-36.

ELECTRONICS LETTERS

CONTENTS

pages 705 - 824

16th April 1998 Vol. 34 No. 8

ANALOGUE ELECTRONICS	page	COMMUNICATIONS & SIGNAL PROCESSING	page
Noise analysis of dynamically nonlinear translinear circuits M.H.L. Kouwenhoven, J. Mulder and A.H.M. van Roermund (The Netherlands)	705	Co-channel FM interference suppressed by using the amplitude-locked loop for digital communication G.J. Jong, T.J. Moir and A.M. Pettigrew (United Kingdom)	719
Switched-current integrator with reduced transient glitches C. Psychalinos (Greece)	706	Efficient bit allocation algorithm for ISO/MPEG audio encoder Do-Hui Teh, Soo-Ngee Koh and Ah-Peng Tan (Singapore)	721
Temperature compensation of translinear current conveyor and OTA W. Surakampontorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and C. Fongsamut (Thailand)	707	Fast algorithm for nonstationary delay estimation H.C. So (Hong Kong)	722
ANTENNAS		Fast DCT algorithm with fewer multiplication stages Yeonsik Jeong, Imgeun Lee, Hak Soo Kim and Kyu Tae Park (Korea)	723
Compact shorted variations of triangular microstrip antennas S.K. Satpathy, G. Kumar and K.P. Ray (India)	709	Improved HMM parameter compensation method for noise-robust speech recognition using state-dependent association factor Y.H. Chang and Y.J. Chung (Korea)	724
Current Integral equations of boundary-penetrating antenna embedded in three-layer lossy medium Long Yunliang and Jiang Hongyan (China)	711	Modelling the delivery of multimedia services over Hiperlan P.L. Eardley and D.R. Wisely (United Kingdom)	726
High-gain compact circularly polarised microstrip antenna Chih-Yu Huang, Jian-Yi Wu and Kin-Lu Wong (Taiwan)	712	Modular leading one detector for logarithmic encoder P. Lee (United Kingdom) and A. Sartori (Italy)	727
Optically-driven antenna for accurate field generation M.H.J. Draaijer (The Netherlands)	713	Noncoherent detection scheme for GSM system K.S. Chung and B. Rohani (Australia)	728
Proximity-coupled U-slot patch antenna C.L. Mak, K.M. Luk (Hong Kong) and K.F. Lee (USA)	715	Nonlinear distortion analysis on CDMA communication systems Heng Xiao, Qiang Wu and Fu Li (USA)	730
Small-sized low-profile antenna to replace monopole antennas Ch. Delaveaud, Ph. Leveque and B. Jecko (France)	716	Optimisation of soft interference cancellation for DS-CDMA P.G. Renucci and B.D. Woerner (USA)	731
CIRCUIT THEORY & DESIGN		Palm cell using sampled data log-domain integrators T. Brandtner, K. Papathanasiou and A. Hamilton (United Kingdom)	733
Low-component-count active-only immittances and their application in realising simple multifunction biquads A.K. Singh and R. Senani (India)	718	Predictive pyramid vector quantisation of LSF parameters Inhwan Cho and Sangwon Kang (Korea)	735

(continued on back cover)

THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{D3}(t_1^-) = BJ - \frac{B}{A}i_o(t_{n-1}) \quad (3)$$

At time t_1^+ , switch 2 is open and transistors M_1 – M_3 act, during the interval $[t_1^+, t_1^-]$, as current sources with corresponding currents given by eqns. 1–3. The same is true for the interval $[t_2^+, t_2^-]$, and thus the voltage of node G (v_G) is given by

$$v_G(t_2^-) = \sqrt{\frac{BJ - \frac{B}{A}i_o(t_{n-1})}{K}} + V_T \quad (4)$$

where K is the conductivity parameter of transistor M_3 .

The voltage of the low impedance node, which is realised by a diode connected transistor (Fig. 1a), can be expressed as

$$v_X(t_2^-) = \sqrt{\frac{BJ + i_X}{K}} + V_T \quad (5)$$

where i_X is the current which is entering the low impedance node.

According to Kirchhoff's law, in node A it is concluded that, at time $t = t_1^-$, a current $i_X = (B/A)i_o(t_{n-1})$ is entered into the low-impedance node. Thus, from eqn. 5 it is concluded that the voltage of node X is not equal to that of node G. It is obvious that an additional current $-2(B/A)i_o(t_{n-1})$ should be entered to the low-impedance node, in order to equalise these voltages. This is achieved using a replication of the transistor's M_3 drain current, and a current mirror circuit with a scaling factor equal to 2.

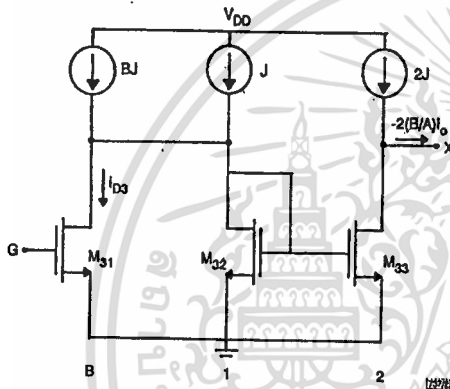


Fig. 2 Proposed circuit improvement for integrator

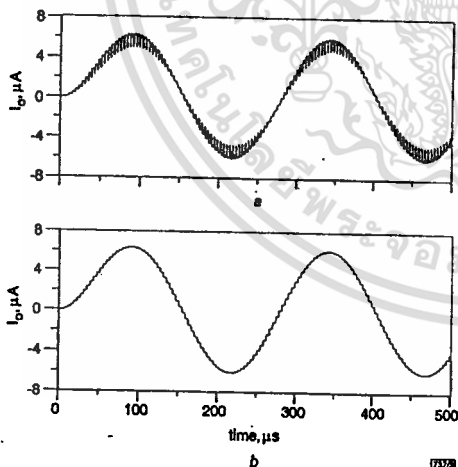


Fig. 3 Simulation results

a Output current waveform of integrator in Fig. 1a
b Output current waveform of integrator in Fig. 1a using proposed improvement

The proposed integrator's circuit improvement is shown in Fig. 2; transistor M_{31} is used for replicating the drain current of transistor M_3 . Owing to the current mirror action, formed by transistors M_{32} and M_{33} , the total current i_X which is entered to the low-impedance node, at $t = t_1^-$, is now equal to $-(B/A)i_o(t_{n-1})$. From

eqns. 4 and 5 it is concluded that the voltage of the low-impedance node is equal to the gate voltage of the integrator's output transistors. At time t_1^+ , switches 1, 1' and 2 are closed, and thus the difference between the voltages of nodes X and G is zero. As a result, a strong reduction of transient glitches is achieved using the proposed configuration. It should be noted that the proposed improvement can be achieved, in a similar way, in all SI circuits. This is achieved after a study of the SI circuit at the critical instant, in which the gate voltage of the output transistor could be changed.

An SI forward-Euler damped integrator with low frequency gain $a_c = 1$, cutoff frequency $f_c = 5\text{kHz}$, and sampling frequency $f_s = 250\text{kHz}$ was designed. Regulated cascode (RGC) structures were used for realising high performance current mirrors and current copiers. Also, ideal switches were considered in order to remove the clock feedthrough effect. The integrator's circuit, shown in Fig. 1a, and the proposed improved circuit, were simulated using HSPICE [4] and Level-2 MOS transistor model parameters, for a standard $1.2\mu\text{m}$ process. The corresponding output current waveforms, for an input signal of a frequency $f = 4\text{kHz}$ and modulation index $m = 60\%$, are shown in Fig. 3a and b, respectively. Examination of these waveforms shows that the transient glitches' amplitude has been strongly reduced. Comparison with the configuration proposed in [3] shows that the improved circuit achieves the same reduction of the transient glitches' amplitude.

Conclusions: The reduction of the transient glitches' amplitude, in the proposed circuit of the SI integrator, is achieved by keeping the instantaneous low-impedance node voltage equal to the gate voltage of the output transistors. This is implemented by using an extra current mirror circuit. A comparison shows that the same reduction of transient glitches is achieved as in the already known realisation, in which an extra op-amp configuration was used. The proposed technique can be used, in a similar way, for all SI circuits.

© IEE 1998

Electronics Letters Online No: 19980494

3 February 1998

C. Psychalinos (University of Patras, Physics Department, Electronics Laboratory, GR-26110, Rio Patras, Greece)

E-mail: cpsychal@physics.upatras.gr

References

- 1 SINN, P.M., and ROBERTS, G.W.: 'A comparison of first and second generation switched-current cells'. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, 1994, pp. 301–304
- 2 QUEIROZ, A.C.M., and PINHEIRO, R.M.: 'Switching sequence effects in switched-current filters'. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, 1993, pp. 982–985
- 3 OLIAEI, O., and LOUMEAU, P.: 'Glitch reduction in second-generation SI circuits'. Electron. Lett., 1995, 31, (8), pp. 597–598
- 4 'HSPICE: Users manual' (Meta-Software Inc., Campbell, USA, 1992)

Temperature compensation of translinear current conveyor and OTA

W. Surakampontorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and C. Fongsamut

A simple and integrable temperature compensation scheme for translinear current conveyor-based circuits and OTA-based circuits is introduced. It uses a new bias circuit which has a current that is directly proportional to the absolute temperature, and can also be electronically varied. Performance of the scheme is confirmed through PSPICE simulation results.

Introduction: Recently, there has been a strong interest in the design and implementation of current-mode function circuits, such as oscillators, converters, multipliers and filters, with electronically tunable characteristics which employ a translinear current con-

veyor or an operational transconductance amplifier (OTA) as an active circuit element [1 - 4]. In the translinear current conveyor based circuits, the realisation methods take advantage of the parasitic resistance R_x , that appears at the port X of the conveyor. Hence, the resistance R_x , which can be varied by means of an external bias current, can be expressed as

$$R_x = V_T / 2I_o \tag{1}$$

where V_T is the usual thermal voltage given by kT/q and I_o is an external bias current. However, eqn. 1 indicates that R_x is directly proportional to the absolute temperature. This means that the characteristics of the translinear current conveyor-based circuits will strongly depend on the absolute temperature. Therefore, some form of temperature compensation is required.

In the OTA based circuits, the realisation methods make use of the OTA transconductance gain g_m , which can be linearly controlled by means of an external bias current, or

$$g_m = I_o / 2V_T \tag{2}$$

From eqn. 2, it can be clearly seen that g_m is inversely proportional to the absolute temperature. Therefore, the OTA-based circuits also need some form of temperature compensation.

The aim of this Letter is to propose a temperature compensating scheme, in which the bias currents of the translinear current conveyor and OTA are provided by a current biasing circuit with current directly proportional to the absolute temperature and electronically variable. The proposed bias circuit is simple, and suitable for integrated circuits.

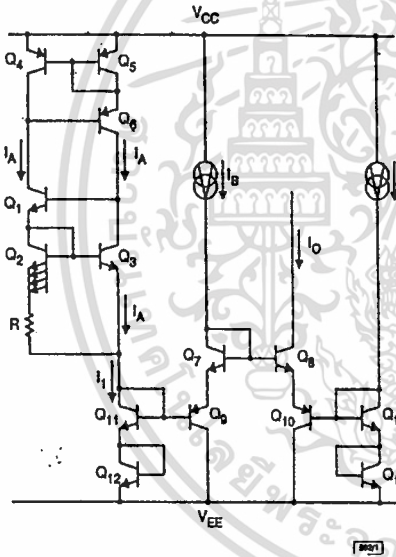


Fig. 1 Bias circuit for temperature compensation

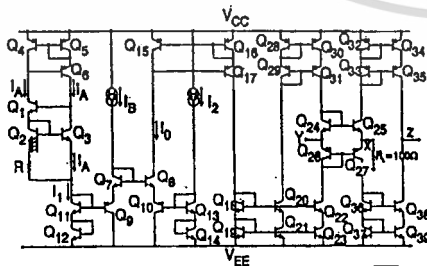


Fig. 2 Temperature compensated translinear current conveyor

Circuit description: Fig. 1 shows the proposed biasing circuit which generates a current that directly relates to the absolute temperature, as well as being linearly variable. Transistors Q_1 to Q_4 function as a reference current source and generate a current I_A of the form [5]

$$I_A = (V_T \ln \alpha) / R \tag{3}$$

where α is the emitter ratio of Q_1 to Q_2 , and in this case $\alpha = 4$. The current $I_1 = 2I_A$ will flow through Q_{11} and Q_{12} . Transistors Q_5 to Q_{14} function as a Gilbert's translinear cell, and provide an output current I_o of the form [6]

$$I_o = I_1 I_B / I_2 = (2V_T \ln \alpha) I_B / I_2 R \tag{4}$$

where I_B is the external bias current and I_2 will be fixed to a constant value.

Fig. 2 shows a schematic diagram of a translinear current conveyor using the proposed biasing circuit of Fig. 1. Using eqns. 1 and 4, in this case the terminal resistance R_x will be

$$R_x = V_T / 2I_o = V_T / \{4(V_T \ln \alpha) I_B / I_2 R\} = I_2 R / 4 \ln \alpha I_B \tag{5}$$

Now we can see that R_x is temperature insensitive.

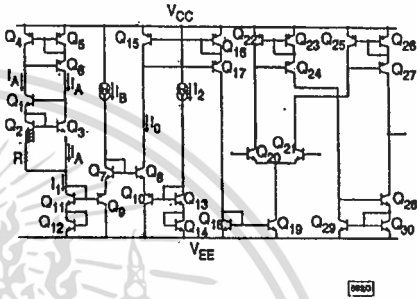


Fig. 3 Temperature compensated OTA

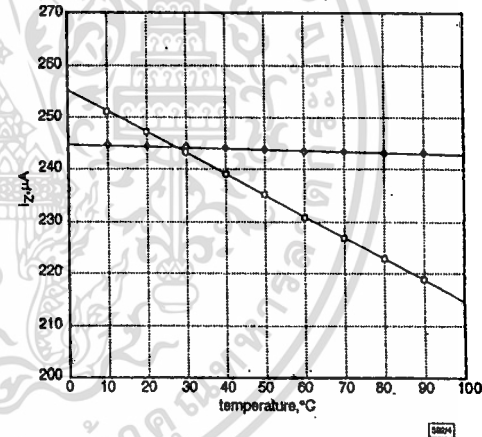


Fig. 4 Variation of output currents I_2 against temperature

□ conventional
◇ compensated

Fig. 3 shows the circuit diagram of the OTA, in which the conventional bias circuit is replaced by the current source of Fig. 1. From eqns. 2 and 4, in this case, the transconductance gain g_m of the OTA can be expressed as

$$g_m = (\ln \alpha) I_B / I_2 R \tag{6}$$

which is now temperature independent.

Simulation results: To verify the performance of the scheme, the translinear current conveyor of Fig. 2 with a resistive load $R_L = 100\Omega$, connected at port X , has been characterised through the use of the PSPICE program. The simulation was carried out using the bipolar transistor parameters of the Q2N2905 and Q2N3904 for *pnp* and *npn* transistors, respectively. The currents I_B and I_2 are set to 0.1mA, $R = 300\Omega$, $V_{CC} = -V_{EE} = 15V$ and a DC input voltage of $-50mV$ is applied at port Y . The simulation results are shown in Fig. 4, which displays the values of the output currents at port Z or I_z against temperature for the case of conventional and compensation circuits. It is readily seen that the temperature perform-

ance of the compensation circuit is much better than that of the conventional circuit. The relative sensitivity of I_z with respect to temperature of the conventional and compensated circuits, which is given by $S_{I_z}^{T_z} = (\partial I_z / I_z) / (\partial T / T)$, is approximately equal to 0.046 and 7.4×10^{-3} , respectively. To compare the performance of the circuit in Fig. 3 with the conventional OTA, they were used to realise controlled resistors [7], where the simulated resistances R_{WV} are set to 100Ω at 27°C . The simulated resistances against temperature are shown in Fig. 5; where the relative sensitivity of the resistances of the conventional and compensation circuits are approximately equal to 0.072 and 0.018, respectively. It is clearly seen that the compensated circuit gives a much lower temperature sensitivity.

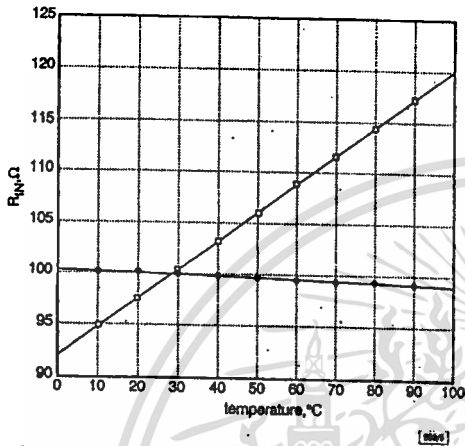


Fig. 5 Variation of controlled resistances against temperature

□ conventional
◇ compensated

Conclusions: In this Letter, a new integrable bias circuit with a current linearly proportional to absolute temperature has been designed and employed to compensate the temperature sensitivity of a translinear current conveyor and an OTA. We have shown through PSPICE simulation that the compensated circuits are less temperature sensitive than conventional circuits. Also, the resulting circuits are highly suitable for implementing in monolithic integrated circuits.

Acknowledgments: The authors would like to express sincere gratitude to the National Science and Technology Development Agency (NSTDA), Thailand, and also to the National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC), Thailand, for the financial support of this work.

© IEE 1998

Electronics Letters Online No: 19980525

23 January 1998

W. Surakamponporn, V. Riewruja, K. Kumwachara and C. Fongsamut (Faculty of Engineering, King Mongkut Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand)
E-mail: wanlop@mvlsi.kmitl.ac.th

References

- 1 FABRE, A., SAAID, O., WEIST, F., and BOUCHERON, C.: 'High frequency applications based on a new current controlled conveyor', *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, 1996, 43, (2), pp. 82-91
- 2 KIRANON, W., KESORN, I., and WARDKEIN, P.: 'Current controlled oscillators based on translinear conveyors', *Electron. Lett.*, 1996, 32, (15), pp. 1330-1331
- 3 SILVA-MARTINEZ, J., and SANCHEZ-SINENCIO, R.: 'Analogue OTA multiplier without input voltage swing restrictions and temperature-compensated', *Electron. Lett.*, 1986, 22, (11), pp. 599-600
- 4 SENANI, R.: 'New electronically tunable OTA-C sinusoidal oscillator', *Electron. Lett.*, 1989, 25, (4), pp. 286-287
- 5 VAN KESSEL, TH.J., and VAN DE PLASSCHE, R.J.: 'Integrated linear basic circuits', *Philips Tech. Rev.*, 1971, 32, (1), pp. 1-12

- 6 GILBERT, D.: 'A new wide-band amplifier technique', *IEEE J. Solid-State Circuits*, 1968, SSC-3, pp. 353-365
- 7 KHAN, I.A., and AMED, M.T.: 'Realisation of tunable floating resistors', *Electron. Lett.*, 1986, 22, (15), pp. 799-800

Compact shorted variations of triangular microstrip antennas

S.K. Satpathy, G. Kumar and K.P. Ray

Equilateral and triangular 30° - 60° - 90° microstrip antennas have been modified by shorting along the zero field to yield shorted 60 and 30° -sectoral microstrip antennas, respectively. Experimental results on these antennas are presented. The shorted 60 and 30° -sectoral antennas result in area reduction by factors of 2.5 and 5.0, respectively, compared to the equilateral triangular antenna with the same resonant frequency. The frequency is further reduced by partially shorting the curved edges of the sectoral antennas.

Introduction: A quarter wavelength ($\lambda/4$) rectangular microstrip antenna (RMSA), shorted to the ground plane along one of its widths, has the same resonant frequency as that of a $\lambda/2$ RMSA [1, 2]. The resonant frequency reduces further for a partially shorted width [2, 3]. Compact variations of circular MSAs have been reported in which shorting posts were placed along the zero field, and a shorted 90° -sectoral antenna resulted in an area reduction by a factor of four [4].

In this Letter, compact shorted variations of equilateral triangular microstrip antennas (ETMSAs) are proposed. An ETMSA (shown in Fig. 1a) has zero potential field at two thirds of the distance from the vertex for the fundamental mode. By shorting the ETMSA along the zero field, two separate configurations, namely a shorted 60° -sectoral microstrip antenna (60° -SMSA) and its complement (60° -CSMSA), are obtained as shown in Fig. 1b and c, respectively. Both the shorted configurations will have the same resonant frequency as that of the ETMSA.

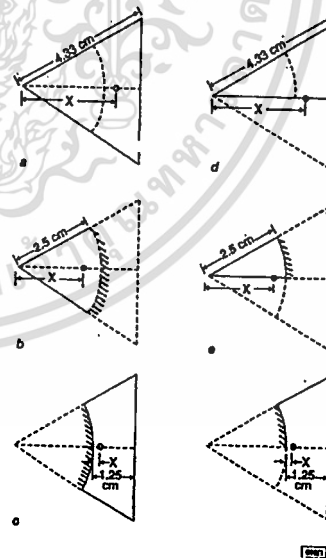


Fig. 1 Variations of triangular microstrip antennas

- a ETMSA
b Shorted 60° -SMSA
c Shorted 60° -CSMSA
d HETMSA
e Shorted 30° -SMSA
f Shorted 30° -CSMSA

The half ETMSA (HETMSA or 30° - 60° - 90° triangular microstrip antenna), has a similar field distribution and the same resonant frequency as the ETMSA. Again, by shorting along the zero



การประชุมวิชาการ

ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 19



การประชุมวิชาการ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยขอนแก่น

7-8 พฤศจิกายน 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบชนิดทำงานด้วยกระแสโดยใช้ OTA

A current-controlled negative resistance converter based on OTA

ผศ.ดร.วันชัย วัชรวิภา วรพงษ์ สังข์วิรัตน์ ณณณิณณณ์ พงษ์อนุพร ปทุมทิพย์ สังข์พันธ์

บทคัดย่อ

ในบทความนี้เป็นการนำเสนอวงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบชนิดทำงานด้วยกระแสโดยใช้ตัวขยายความนำ (operational transconductance amplifier, OTA) เป็นหลัก ความต้านทานแบบลบที่ได้จะเป็นแบบสองขั้วและสามารถแปรค่าได้โดยการแปรค่ากระแสควบคุมจากภายนอก วงจรที่พัฒนาขึ้นจะมีความเป็นเชิงเส้นและความแม่นยำสูง ผลของอุณหภูมิที่ทำให้ค่าความนำ (gm) ของ OTA เปลี่ยนแปลง ซึ่งเป็นผลให้ความต้านทานที่เกิดขึ้นผิดพลาดได้ถูกกำจัดออกไป สมรรถนะของวงจรสามารถที่จะยืนยันได้ด้วยผลการทดลอง

Abstract

A floating current-controlled negative resistance converter based on OTA is presented in this paper. The circuit has accurately and linearly convert a given resistance to a corresponding negative resistance. The resulting resistance can be varied by external current tunable. The temperature affecting the gm of an OTA that occur the magnitude error of converted resistance is eliminated. Experimental results confirmed the circuit performance are also included.

1. บทนำ

ความต้านทานแบบลบได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางทั้งทางด้านการสื่อสารและระบบควบคุม เช่น ใช้ในวงจรกำเนิดความถี่ การขับชุดลำโพงสัญญาณ การคิดเลขสัญญาณ และการขับเคลื่อนมอเตอร์ไม่มีการสูญเสีย (1) เป็นต้น โดยทั่วไปความต้านทานแบบลบได้พัฒนาขึ้นโดยใช้คุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ทดแทนไดโอด ซึ่งในการใช้งานจะมีข้อจำกัดที่โครงสร้างของตัวอุปกรณ์เอง โดยที่ค่าความต้านทานแบบลบของทดแทนไดโอดจะมีช่วงแคบ จึงได้มีการพัฒนาทางคำนวณวงจรขึ้นโดยใช้อุปกรณ์เป็นพื้นฐาน (2) แต่เนื่องจากอุปกรณ์มีโครงสร้างทางวงจรภายในที่ใหญ่มากทำให้

สมรรถนะในการใช้งานถูกจำกัด วงจรเปลี่ยนค่าความต้านทานแบบลบจึงได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง แต่โดยส่วนใหญ่จะอยู่ในรูปของวงจรรวม (3)-(5) ซึ่งจะต้องการวงจรรวมขึ้นเฉพาะ ทำให้มีราคาที่สูงเมื่อมีการใช้งานจำนวนมาก และการทำงานของวงจรโดยส่วนใหญ่จะเป็นแบบสวิตช์ควบคุม ในการประยุกต์ใช้งานบางครั้งจำเป็นต้องใช้วงจรของวงจรที่มีการทำงานแบบกระแสควบคุม เช่น ใช้เป็นความต้านทานในส่วนป้อนกลับของวงจรออปแอมป์ เป็นต้น ซึ่งความต้านทานชนิดสวิตช์ควบคุมไม่สามารถจะให้ได้ในกรณีนี้

ในบทความนี้เป็นการนำเสนอวงจรเปลี่ยนความต้านทานแบบลบชนิดทำงานด้วยกระแสโดยใช้ OTA เป็นหลัก โดยค่าความต้านทานแบบลบที่ได้ยังสามารถแปรค่าได้โดยการแปรค่ากระแสจากภายนอกหรือสามารถแปรค่าได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ ผลของการเปลี่ยนแปลงของ gm ของ OTA ที่แปรตามอุณหภูมิที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดของความต้านทานแบบลบจะถูกชดเชยให้หมดไป วงจรที่พัฒนาขึ้นจะมีความเป็นเชิงเส้นสูง มีช่วงปฏิบัติการที่กว้าง และ สามารถสร้างกระแสใช้อุปกรณ์ที่หาซื้อได้ง่าย

2. หลักการของวงจร

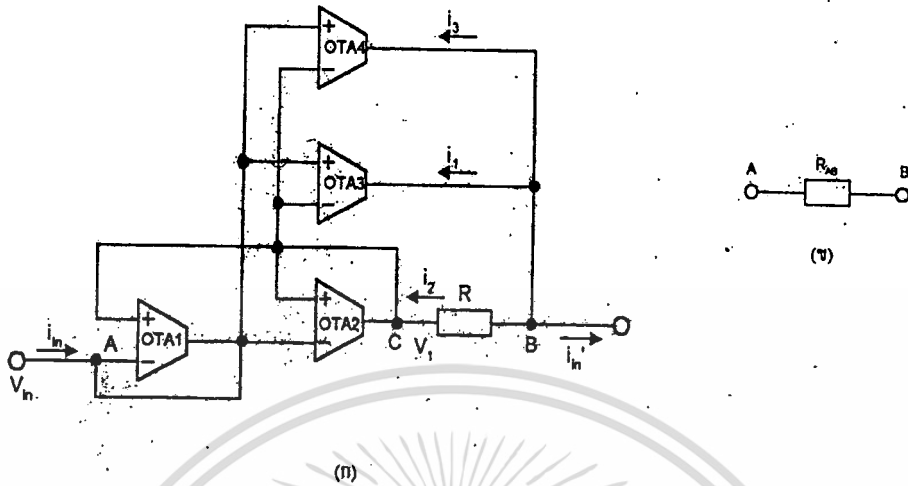
รูปที่ 1(a) แสดงวงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบที่ใช้พัฒนาขึ้น OTA และ OTA_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกระแสและความต้านทานในขณะเดียวกัน ส่วน OTA_2 , OTA_3 และ OTA_4 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกระแสและวงจรตามกระแส ตามลำดับ การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อป้อนกระแส I_{in} เข้าที่จุด A จะเป็นผลให้เกิดกระแส I_1 , I_2 และ I_3 โดยจะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_1 &= -\frac{gm_3}{gm_1} I_{in} \\ I_2 &= \frac{gm_2}{gm_1} I_{in} \\ I_3 &= -\frac{gm_4}{gm_1} I_{in} \end{aligned} \quad (1)$$

โดยที่ $gm = I_p/V_T$ เมื่อ V_T คือค่าศักย์ความร้อนและ I_p คือกระแสไบอัสที่ป้อนให้กับ OTA จากสมการที่ (1) สามารถเขียนใหม่

* อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
** นักศึกษาปริญญาโท
*** นักศึกษาหลักสูตรวิจัยปริญญาโท
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

EL-2.



รูปที่ 1 (ก) วงจรแปลงค่าความต้านทานแบบลบขั้วมีกระแสควบคุม.

(ข) สัญลักษณ์

ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} i_1 &= -\frac{I_{B3}}{I_{B1}} i_{in} = -A_1 i_{in} \\ i_2 &= \frac{I_{B2}}{I_{B1}} i_{in} = A_2 i_{in} \\ i_3 &= -\frac{I_{B4}}{I_{B1}} i_{in} = -A_3 i_{in} \end{aligned} \quad (2)$$

โดยที่ A_i คือค่าอัตราขยายกระแส จากสมการที่ (2) ทำการหาความถี่ที่ปรากฏอยู่ใน gm ของ OTA ได้ถูกกำจัดออกไป ทุกกระแส i_1, i_2 และ i_3 จึงไม่ขึ้นอยู่กับการหาค่า จากรูปที่ 1(ก) ผลรวมกระแสที่จุด B จะมีค่าเท่ากับ

$$i_{in} = -i_1 - i_2 - i_3 \quad (3)$$

เมื่อกำหนดให้ $I_{B3} = I_{B2}$ และ $I_{B4} = I_{B1}$ จะได้ $A_1 = A_2 = A$ หรือ $i_1 = -i_2$ และ $i_3 = -i_{in}$ ซึ่งจากสมการที่ (2) จะได้กระแส i_{in} เท่ากับ

$$i_{in} = i_{in} \quad (4)$$

เนื่องจาก OTA₂ มีกระแส I_{B2} ในทิศทางจากจุด B ไปยังจุด C และ OTA₃ จากกระแส i_2 ไปยังจุด B โดยมีขนาดเท่ากับ i_2 คือ Ai_2 เป็นผลให้เกิดศักดาตกคร่อมความต้านทาน R โดยมีศักดาตกที่จุด B เมื่อเทียบกับจุด C และศักดาที่ตกคร่อม R จะมีค่าเท่า

กับ $Ai_{in}R$ ศักดาที่จุด C จะถูกส่งผ่านมายังจุด A เป็นศักดา V_{in} โดยจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{in} = \frac{gm_1 R}{1 + gm_1 R} V_1 \quad (5)$$

หรือ

$$V_{in} = (1 - \Delta_f) V_1 \quad (6)$$

$$\Delta_f = \frac{1}{(1 + gm_1 R)} \quad (7)$$

ถ้ากำหนดให้ $gm_1 = 19.2 \times 10^{-3} \text{ A/V}$ และ $R = 10 \text{ k}\Omega$ จะได้ค่า Δ_f เท่ากับ 0.5% ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีค่าน้อยมาก ดังนั้นสามารถที่จะกล่าวได้ว่าความแม่นยำของวงจรจะมีค่าที่สูง จากสมการที่ (5) ถ้าเลือกให้ค่า $gm_1 R \gg 1$ จะได้

$$V_{in} = V_1 \quad (8)$$

ดังนั้นจากรูปที่ 1 จะได้ศักดาที่ระหว่างจุด A และจุด B V_{AB} มีค่าเท่ากับ

$$V_{AB} = -Ai_{in}R \quad (9)$$

โดยที่ค่า A เป็นค่าคงที่ที่สามารถแปรค่าได้โดยการแปรค่ากระแส I_{B3} และ I_{B4} ไปพร้อมกัน ซึ่งจะได้ค่าความต้านทานระหว่างจุด A และ B ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{AB} = -AR = -\frac{I_{B3}}{I_{B1}} R = -\frac{I_{B4}}{I_{B1}} R \quad (10)$$

โดยที่กระแส I_{B3} และ I_{B4} เป็นกระแสควบคุมจากภายนอก จึงสามารถกล่าวได้ว่าความต้านทาน R_{AB} สามารถแปรค่าได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

3. การทดลองและผลการทดลอง

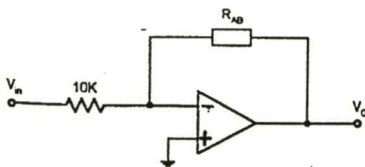
วงจรในรูปที่ 1(ก) ได้ทำการทดลองต้องวงจรจริงขึ้น เพื่อทำการทดสอบโดยใช้ OTA เบอร์ LM13600 ที่กำหนดให้กระแสไบอัส $I_{B1} = I_{B4} = 100\mu A$ ส่วน $I_{B2} = I_{B3} = I_B$ ซึ่งแปรค่าตั้งแต่ $100\mu A$ ถึง $2mA$ และความต้านทาน R มีค่าเท่ากับ $10k\Omega$ ในรูปที่ 2 แสดงผลการทดลองเมื่อในแนวกดตั้งเป็นค่าความต้านทาน R_{AB} ที่เกิดขึ้นระหว่างจุด A และ B ของวงจรในรูปที่ 1 ส่วนในแนวกดนอนคือค่ากระแส I_{B2} และ I_{B3} ที่แปรค่าไปโดยให้กระแส I_B คงที่ที่ $50\mu A$ จากรูปที่ 2 จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทาน R_{AB} ที่แปรค่าตามกระแส I_B จะมีความเป็นเชิงเส้นสูง สำหรับรูปที่ 3(ข) เป็นผลการทดลองโดยใช้วงจรในรูปที่ 3(ก) เมื่อให้กระแส $I_B = 500\mu A$ สัญญาณเส้นบนคือสัญญาณจุดออก V_o ขนาด $2.5V$ และสัญญาณเส้นล่างคือสัญญาณจุดเข้า V_i ขนาด $0.5V$ และความถี่ที่ใช้ในการทดลองเท่ากับ $1kHz$

สรุป

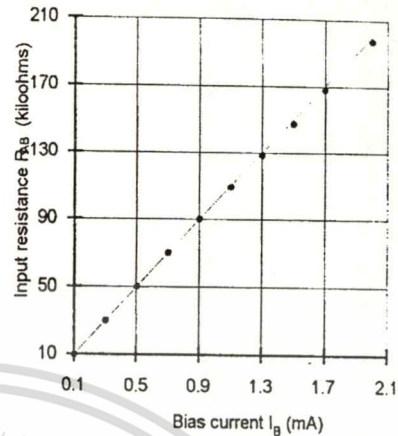
วงจรความต้านทานแบบลบชนิดกระแสควบคุมที่ได้พัฒนานี้มีการทำงานอย่างมีประสิทธิภาพเป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ รูปแบบของวงจร ประกอบด้วยอุปกรณ์พื้นฐานคือ OTA ที่สามารถหาได้ง่าย และค่าความต้านทานแบบลบที่ได้สามารถที่จะแปรค่าได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (สวทช.) ภายใต้โครงการทุนส่งเสริมวิทยานิพนธ์วิจัย ประเภทรางวัลพัฒนาวิทยานิพนธ์วิจัย ที่ได้ให้ทุนสนับสนุนในการพัฒนางานวิจัยนี้

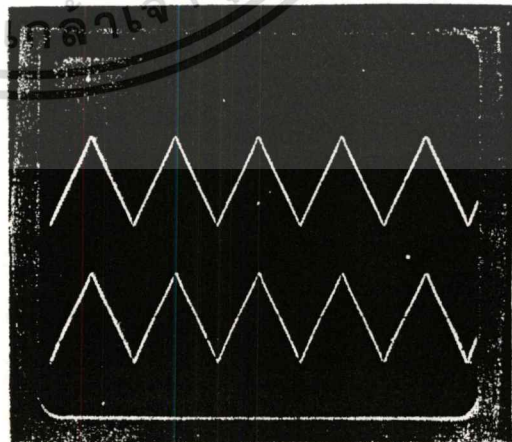


(ก)

รูปที่ 2 ผลการทดลองแปรค่าความต้านทาน R_{AB} ด้วยกระแส I_B

เอกสารอ้างอิง

- [1] W. Surakamponporn, 'Wide-band voltage-controlled and current-controlled resistance circuits,' Int. J. Electron., Vol. 50, pp. 149-152, 1981.
- [2] Sedra and Smit, Microelectronic circuits, Oxford university press, 1996.
- [3] W. Surakamponporn, 'Integrable wide-dynamic-range negative resistance circuits,' Electron. Lett., Vol. 21, pp. 156-157, 1985.
- [4] P. P. L. Regtien, 'Floating current-controlled negative resistance,' Int. J. Electron., Vol. 46, pp. 273-280, 1979.
- [5] A. Fabre, 'Dual translinear voltage/current convertor,' Electron. Lett., Vol. 19, pp. 1030-1031, 1983.



(ข)

รูปที่ 3 (ก) วงจรที่ใช้ในการทดลอง

(ข) ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21

21st Electrical Engineering Conference
(EECON-21)

วันที่ 12-13 พฤศจิกายน 2541

ณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
อ.สุขสวัสดิ์ 43 เขตทุ่งครุ กรุงเทพมหานคร



ดำเนินการจัดการประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบที่เที่ยงตรง โดยใช้วงจรขยายคลาส AB

Class AB precision full-wave rectifier

อนุชา แก้วพุดสุข*, วันชัย รุ่งจุฬา และ เฉลิมกัมพัทธ์ ฟองสมุทร*

นักศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร.(02) 739-1362, E-mail:vanchai@mvlsl.eng.kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้วงจรขยายคลาส AB แบบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 3 ตัว และวงจรสะท้อนกระแส 2 ชุด เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสมรรถนะสูง ซึ่งเทคนิคดังกล่าวทำให้ได้วงจรเรียงกระแสที่มีความผิดเพี้ยนของสัญญาณต่ำ มีช่วงปฏิบัติการกว้าง และค่าความหน่วงในช่วงตัดผ่านศูนย์(crossover delay time)ต่ำ เพื่อเป็นการยืนยันถึงสมรรถนะการทำงานของวงจรที่ได้นำเสนอ ได้จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE พร้อมทั้งทำการทดลองจริง

Abstract

A precision full-wave rectifier circuit using three transistors class AB configuration and two current mirror circuits is presented. The circuit achieves provides high accuracy, wide dynamic range and small crossover delay time. Experimental results and PSPICE simulation results demonstrating the circuit performance are also included.

1 บทนำ

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณที่มีขนาดเล็กเป็นวงจรที่สำคัญมากวงจรหนึ่ง ที่ใช้ในการประมวลผลสัญญาณ จัดการสัญญาณ และใช้ในเครื่องมือวัดวิเคราะห์ การประยุกต์ใช้งานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นมีอย่างกว้างขวางเช่น การเปลี่ยนค่า RMS เป็นสัญญาณกระแสตรง ตัวตรวจจับขนาดของสัญญาณ(peak detector) และการสังเคราะห์แรงดันไม่เป็นเชิงเส้น[1] ในการออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณที่มีขนาดเล็ก ในช่วงแรกจะใช้ ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ และตัวต้านทาน[2][3] แต่การออกแบบวงจรดังกล่าวจะมีความแม่นยำในการทำงานไม่สูงมาก เนื่องจากค่าแรงดันออฟเซต(offset voltage) ที่เกิดขึ้นในวงจรที่มีการต่อระหว่างตัวต้านทานและทรานซิสเตอร์ จะลดจนความเร็วในการทำงานที่ไม่สูงอันเนื่องมาจากค่าแบนด์วิดท์(bandwidth) ที่แคบของทรานซิสเตอร์ และค่าความหน่วงในช่วงตัดผ่านศูนย์

(crossover delay time) ที่เกิดขึ้นในตัวโพลาร์ จึงได้มีการพัฒนาวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นขึ้นใหม่ โดยใช้คุณสมบัติของวงจรขยายคลาส B ร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อลดผลของช่วงเวลาที่หน่วงที่เกิดขึ้นในโพลาร์และมีความเร็วในการทำงานที่สูงขึ้น[4] แต่ก็ยังไม่สามารถลดช่วงเวลาที่หน่วงลงได้มากนัก ต่อมาได้มีการพัฒนาวงจรขึ้นใหม่ โดยใช้วงจรขยายทรานซิสเตอร์ร่วมกับโพลาร์และแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงเพื่อไบอัสให้โพลาร์ทำงานในลักษณะคลาส AB วงจรนี้จะมีการทำงานที่เร็วและช่วงปฏิบัติการทางความถี่ที่กว้าง แต่วงจรจะใช้ทรานซิสเตอร์ประเภทสองชุดเป็นการสิ้นเปลือง และการไบอัสให้โพลาร์ในคลาส AB จะมีข้อผิดพลาดง่าย อันแปรค่าแรงดันไบอัสไม่เหมาะสมจะมีผลของสัญญาณฮาร์โมนิกที่สองเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณที่ป้อนเข้าวงจรมีขนาดที่ต่ำมาก[5] ในบทความนี้จะนำเสนอหลักการออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายคลาส AB แบบใช้ทรานซิสเตอร์ 3 ตัว โดยสามารถลดผลของช่วงเวลาที่หน่วงลงได้มากและมีขนาดวงจรที่เล็ก

2 การทำงานของวงจร

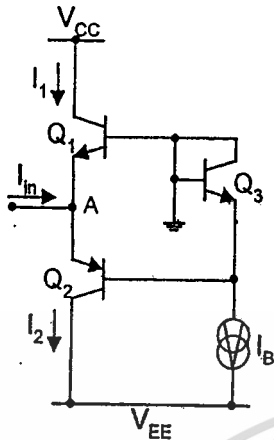
2.1 วงจรขยายคลาส AB

วงจรในรูปที่ 1 แสดงวงจรขยายคลาส AB ที่ได้พัฒนาขึ้น โดยประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 3 ตัว ทรานซิสเตอร์ Q_1 และแหล่งจ่ายกระแส I_{EE} ตัวสร้างแรงดันไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 , Q_2 ทำงานในช่วงคั่นของคลาส AB ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 พร้อมที่จะทำงานตลอดเวลา สมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการ เมื่อป้อนกระแส I_{in} เข้ามาในวงจร โดยที่ I_{in} มีค่ามากกว่าศูนย์ ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะนำกระแส และทรานซิสเตอร์ Q_2 จะหยุดนำกระแส ในขณะที่ตัวอีกเมื่อป้อนกระแส I_{in} ที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์ ทรานซิสเตอร์ Q_2 จะนำกระแสและทรานซิสเตอร์ Q_1 จะหยุดนำกระแส ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังนี้

$$I_1 = \begin{cases} 0 & \text{เมื่อ } I_{in} > 0 \\ I_{in} & \text{เมื่อ } I_{in} < 0 \end{cases} \quad (1)$$

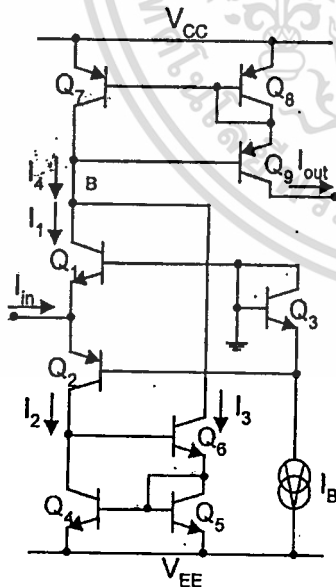
$$I_2 = \begin{cases} I_{in} & \text{เมื่อ } I_{in} > 0 \\ 0 & \text{เมื่อ } I_{in} < 0 \end{cases} \quad (2)$$

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541



รูปที่ 1 วงจรขยายคลาต AB

จากหลักการทำงานของวงจรในรูปที่ 1 เนื่องจากทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ถูกไบอัสให้อยู่ในช่วงแรงของวงจรขยายคลาต AB คือหรือม ที่จะทำงานอยู่ตลอดเวลา และมีแรงดันเปลี่ยนแปลงที่ขาอิมิตเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ที่จุด A ของวงจรในรูปที่ 1 จะมีค่าเท่ากับ แรงดันที่ขาเบสและขาอิมิตเตอร์ (V_{BE}) ประมาณ 0.7 V เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 สลับกันทำงานเป็นผลให้ค่าประจุที่สะสมอยู่ที่รอยต่อของขา เบส และขาอิมิตเตอร์มีค่าน้อยกว่าแบบ ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีการทำงาน ในวงจรขยายคลาต B ซึ่งจะมีแรงดันเปลี่ยนแปลงที่ขาอิมิตเตอร์ ประมาณ 1.4 V ดังนั้นค่าเวลาหน่วงในช่วงคัตผ่านศูนย์ ก็จะน้อยลง วงจรก็จะมีการ ทำงานที่เร็วขึ้น



รูปที่ 2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

2.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ในโหมดกระแส

จากพื้นฐานของวงจรในรูปที่ 1 สามารถนำมาประกอบรวม กับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson 2 จุดสร้างเป็นวงจรเรียงกระแส แบบเต็มคลื่น ในโหมดกระแสดังแสดงในรูปที่ 2 โดยที่กระแส I_1 จะถูก วงจรสะท้อนกระแส Q_1 - Q_2 สะท้อนไปยังจุด B ซึ่งจะได้อีกกระแส I_1 มีค่า เท่ากับ $I_1 + I_1$ กระแส I_1 จะถูกวงจรสะท้อนกระแสซึ่งประกอบด้วย Q_3 - Q_4 ส่งผ่านไปเป็นกระแสที่จุดออก I_{out} โดยที่กระแส I_{out} จะเป็นกระแส แบบเต็มคลื่น ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสของดังนี้

$$I_{out} \approx I_1 + I_1 + I_1 \quad (3)$$

$$\text{ดังนั้น } I_{out} \approx I_1 + I_1 \quad (4)$$

$$\text{และ } I_2 \approx I_1 \quad (5)$$

แทนค่า สมการที่ (5) ลงในสมการที่ (4) จะได้

$$I_{out} \approx I_1 + I_1 \quad (6)$$

เนื่องจาก I_1 และ I_2 เป็น กระแสที่วิ่งคืบคลานของกระแสเข้า I_{in} ที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 สลับกันนำกระแสตามลำดับ ดังนั้นจะได้ กระแสที่จุดออก (I_{out}) จะมีค่า

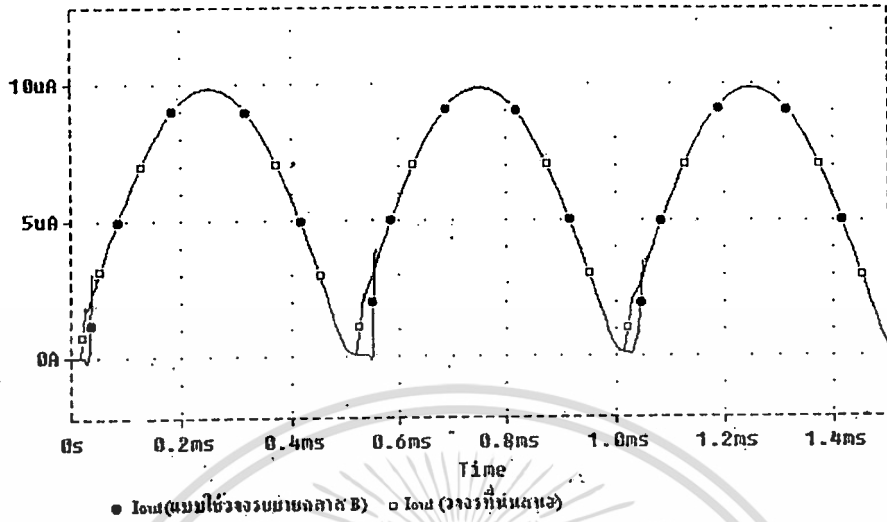
$$I_{out} \approx I_{in} \quad (7)$$

3 ผลการทำงานของวงจร

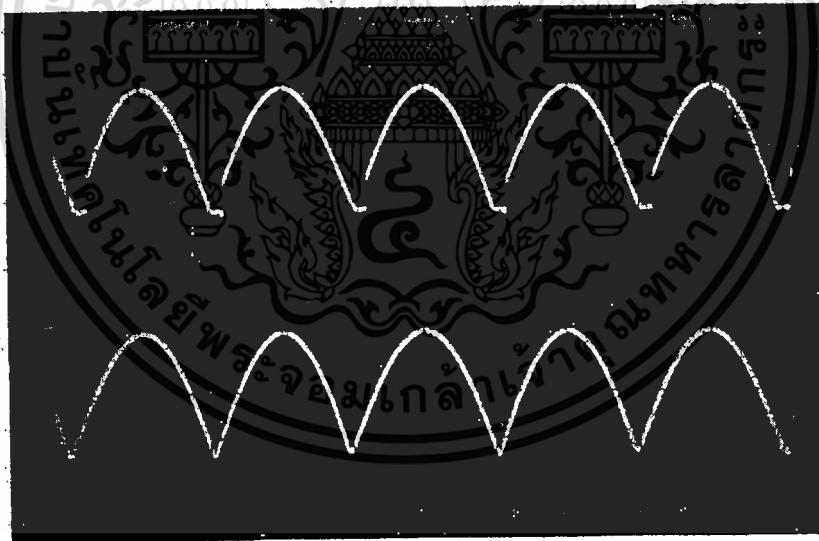
เพื่อทดสอบและเปรียบเทียบกับสมรรถนะการทำงานของวงจร เรียงกระแส ที่ได้นำเสนอแสดงในรูปที่ 2 กับวงจรเรียงกระแสที่ ประกอบขึ้นจากวงจรขยายคลาต B ในเอกสารอ้างอิงที่ 4 โดยได้จำลอง การทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE พร้อมทั้งได้ทำการทดลอง จริง โดยใช้ทรานซิสเตอร์ ชนิด PNP เบอร์ 2N3906 และชนิด NPN เบอร์ 2N3904 และใช้ $V_{CC} = 5\text{ V}$, $V_{EE} = -5\text{ V}$ และ $I_B = 1\text{ mA}$

รูปที่ 3 แสดงผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยที่ I_{in} คือกระแสที่เปลี่ยนขนาด ความถี่ 1 kHz ขนาด 10 μA รูปที่ 4 แสดง ผลการทดลองจากวงจรจริง โดยที่ I_{in} คือกระแสที่เปลี่ยนขนาด ความถี่ 1 kHz ขนาด 10 μA

จากรูปที่ 3 และ 4 จะให้เห็นว่าวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ที่ได้พัฒนาขึ้นจากวงจรขยายคลาต AB ที่นำเสนอ มีสมรรถนะการทำงาน ที่ดีกว่าวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่พัฒนาขึ้นจากวงจรขยายคลาต B มี

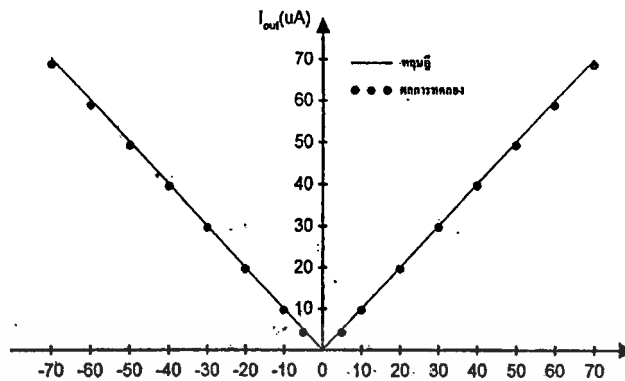


รูปที่ 3 การเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแส โดยใช้วงจรขยายคลาสร B และวงจรที่เห็นตามเมื่อ 1 เป็นสัญญาณกระแสคลื่นไซน์ ขนาด 10 แอมแปร์ ความถี่ 1 kHz



รูปที่ 4 ผลการทดลองโดยใช้วงจรขยายคลาสร B (รูปคลื่นด้านบน) และวงจรที่นำเสนอม (รูปคลื่นด้านล่าง) เมื่อ 1 เป็นสัญญาณกระแสคลื่นไซน์ ความถี่ 1 kHz ขนาด 10 แอมแปร์ (สเกลแนวตั้ง 5 uV/div) ..

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541



รูปที่ 5 ผลการทดลองแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} และ I_{out}

ความคิดเห็นของสัญญาณที่น้อย และคำนวณหาในช่วงคัตผ่านศูนย์ มีค่าน้อยโดยเหตุอย่างอื่นเมื่อใช้งานกับสัญญาณที่มีขนาดค่า

รูปที่ 5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} และ I_{out} ซึ่งจาก ผลการทดลองที่ได้ใกล้เคียงกับทฤษฎี

4 สรุป

ในบทความนี้ได้นำเสนอวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดย ใช้วงจรขยายคลาต AB แบบใช้ทรานซิสเตอร์ 3 ตัว ที่ได้พัฒนาขึ้นเป็น วงจรที่มีขนาดเล็กและสามารถลดค่าพารามิเตอร์ในช่วงคัตผ่านศูนย์ลงได้ มาก ทำให้มีความคิดเห็นของสัญญาณค่า ตลอดจนมีช่วงปฏิบัติการที่ กว้าง

5 กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี แห่งชาติ(สวทช) ภายใต้โครงการทุนส่งเสริมวิชาชีพนักวิจัย ประเภทรางวัล พัฒนาศักยภาพนักวิจัย และศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ ภายใต้โครงการการออกแบบวงจรรวมขนาดใหญ่มา ก และ Japan International Cooperation Agency (JICA) ที่ได้ให้ทุนและ เครื่องมือสนับสนุนในการทำงานวิจัย

เอกสารอ้างอิง

- [1] V. Riewruja, W.Surakamponorn and C.Surawatpunya, "Integrable voltage-controlled and current-controlled nonlinear resistances ", IEE Proc., Vol.137, PLG, No.4, 1990,pp. 238-246.
- [2] P.R.Gray and R.G. Meyer, "Analysis and design of analog-integrated circuits", New York: Wiley, 1984.
- [3] S. Franco, "Design with operational amplifier and analog integrated circuits," New York: McGraw Hill, 1988.
- [4] R.W. J. Barker and B.L. Hart, "Versatile precision full-wave rectifier," Electronics letters, Vol.13, No.5, 1977, pp. 143-144.
- [5] W.Surakamponorn, S.Jutaviriya and T.Apajinda, "Dual translinear sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier," Int. J. Electronics, Vol.65, No.6, 1988, pp. 1203-1208.

ประวัติผู้เขียน

นายเฉลิมภณท์ ฟองสมุทร เกิดเมื่อวันที่ 13 พฤษภาคม พ.ศ.2515 จังหวัดชลบุรี และได้สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2538 และในปีการศึกษา 2539 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงาน เริ่มทำงานตั้งแต่ปี พ.ศ.2539 จนถึงปัจจุบัน ในตำแหน่งผู้ช่วยนักวิจัยประจำห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processing คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

