

วงจรรวมขยายความนำที่กว้างพลวัตกว้างที่มีเสถียรภาพที่อุณหภูมิ  
และการประยุกต์ใช้งาน

A WIDE DYNAMIC RANGE OTA  
WITH LOW TEMPERATURE SENSITIVITY AND ITS APPLICATIONS

เบญจวรรณ ชรรณวุฒิ  
BENJAWON THUMMAWUT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-9546-45-8

วงจรรขยายความนำพิสัยพลวัตกว้างที่มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ  
และการประยุกต์ใช้งาน

A WIDE DYNAMIC RANGE OTA  
WITH LOW TEMPERATURE SENSITIVITY AND ITS APPLICATIONS

เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ

BENJAWON THUMMAWUT

เลขที่.....  
เลขทะเบียน..... 43261  
วัน, เดือน, ปี..... ร.ศ. 2545

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2545

ISBN 974-9546-45-8

**A WIDE DYNAMIC RANGE OTA  
WITH LOW TEMPERATURE SENSITIVITY AND ITS APPLICATIONS**

**BENJAWON THUMMAWUT**

**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**

**2002**

**ISBN 974-9546-45-8**

**COPYRIGHT 2002**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรถยายความนำพิสัยพลวัตกว้างที่มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิและการประยุกต์ใช้งาน
นักศึกษา	นางสาวเบญจวรรณ ธรรมวุฒิ
รหัสประจำตัว	42061030
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรถยายความนำที่มีพิสัยพลวัตกว้างและมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ โครงสร้างของวงจรที่นำเสนอประกอบขึ้นจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานส์ลิเนียร์ และเพิ่มเติมส่วนของวงจรมิกซ์ทรานส์ลิเนียร์เพื่อทำหน้าที่เป็นโวลเตจบัฟเฟอร์ให้กับขั้ว X ของวงจรสายพานกระแส สำหรับค่าความนำของวงจรมีค่าสามารถปรับได้จากค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ภายนอก วงจรถยายความนำที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้มีข้อได้เปรียบคือ ค่าความนำของวงจรมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ ไม่มีข้อจำกัดสำหรับขนาดของสัญญาณอินพุตดังเช่นกรณีของวงจรถยายความนำแบบเดิม มีช่วงการทำงานเป็นเชิงเส้นและมีย่านการปฏิบัติงานกว้าง สำหรับผลการเลียนแบบการทำงานโดยโปรแกรมสไปซ์ให้ผลสอดคล้องดีกับการวิเคราะห์ตามหลักการในทางทฤษฎี

<b>Thesis Title</b>	A Wide Dynamic Range OTA with Low Temperature Sensitivity and Its Applications
<b>Student</b>	Miss Benjawon Thummawut
<b>Student ID.</b>	42061030
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2002
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr.Pramote Wardkien

### **ABSTRACT**

A novel technique to realize a wide dynamic range OTA with low temperature sensitivity is proposed. The configuration is based on translinear second-generation current conveyor (translinear CCII) and includes mixed translinear circuit as a voltage buffer for X port of current conveyor. The variation of transconductance can be carried out by adjusting an external resistor. The presented architecture can eliminate the temperature effect on the transconductance. In addition, and it has wide dynamic range and significantly higher frequency response than conventional OTAs. Furthermore, the differential input voltage swing is rail-to-rail. Simulation results show good agreement with analytical predictions.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากการถ่ายทอดความรู้จากบูรพาจารย์ทั้งหลาย ท่านผู้เขียนเอกสารอ้างอิงต่างๆทุกท่าน ที่ก่อให้เกิดแรงบันดาลใจและตระหนักถึงความมั่งคั่งของการศึกษา และค้นคว้าวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา-มารดาและทุกคนในครอบครัว สำหรับความรัก ความเมตตา ความเชื่อมั่น กำลังใจ ทุนทรัพย์ รวมถึงถ้อยคำอื่นๆที่มีให้เสมอมา ทำให้รับรู้ว่าการรักเป็นสิ่งที่มีตัวตนสามารถสัมผัส และแปรรูปเป็นพลังให้ก้าวเดินไปในทุกๆวัน

ขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน อาจารย์ที่ปรึกษา สำหรับคำแนะนำ การฝึกฝน ตลอดจนความคิดริเริ่มในการทำวิทยานิพนธ์ พร้อมความกรุณาประสิทธิประสาทวิชา ความรู้ต่างๆในด้านวิชาการ และการดูแลเอาใจใส่ที่คัดลอกมาตั้งแต่ระดับปริญญาตรี

ขอกราบขอบพระคุณ ศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ ดร.ทองทอด วานิชศรี อ.ชงชัย มณีชูเกตุ ผศ.ดร.อภิรักษ์ ธนชยานนท์ และ ดร.ชูวงศ์ พงษ์เจริญพานิช สำหรับ ข้อเสนอแนะ คำแนะนำ และความช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้สำเร็จสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณ คุณมิ่งขวัญ ชนะชัยพันธ์ และคุณเรณู กิตติชาติเชาวลิต สำหรับความรู้สึกรุ่นใจในคำว่าเพื่อน ความหวังดี และความจริงใจที่มีให้กันตลอดมา คุณแสงระวี ตั้งกุลบริบูรณ์ สำหรับความห่วงใย ความช่วยเหลือในงานวิชาการและความบันเทิง

ขอขอบคุณ คำถามในมุมที่ต่าง ข้อโต้แย้ง คำคัดค้าน ที่ทำให้ใส่ใจและรอบคอบกับการใช้ชีวิต รวมถึงความรู้สึกลึกๆ และกำลังใจที่มีให้เสมอมาตลอดช่วงระยะเวลาอันยาวนาน จาก ร.ต.จาร์วัตร สิริสังกาศ

ขอขอบคุณ ร.ต.โกณจนาจ ไชยวงษ์ และร.ต.สมพร อยู่โต สำหรับมุขตลกอีกมุมหนึ่งในชีวิต มิตรภาพ น้ำใจ คำปลอบโยนอื่นๆ รวมถึงความพยายามที่จะช่วยเหลือให้งานสำเร็จลุล่วง ความใส่ใจ และกำลังใจที่มีให้กัน

บรรยากาศดีๆ มิตรภาพพร้อมรอยยิ้ม เสียงหัวเราะ ความอบอุ่น กำลังใจจากเพื่อนๆ ปริญญาโท และบรรดาน้องๆ ห้องT109

ขอบคุณสำหรับทุกสิ่งทุกอย่างที่ผ่านเข้ามาทั้งที่ยังคงอยู่และผ่านเลยไป ผู้คน บทความ ข้อคิด กาลเวลา ที่หล่อหลอม ก่อให้เกิดความเข้มแข็ง แรงบันดาลใจ เสริมสร้างประสบการณ์ และทำให้เข้าใจถึงความเป็นไปในชีวิต

คุณค่าและประโยชน์อันเกิดขึ้นจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
บทที่1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 รายละเอียดวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่2 วงจรขยายความนำ.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 หลักการพื้นฐาน.....	4
2.3 การทำงานของวงจรขยายความนำ.....	7
2.4 ข้อจำกัดของวงจรขยายความนำ.....	11
2.4.1 ความสามารถในการรับสัญญาณอินพุต.....	11
2.4.2 การชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	15
2.5 สรุป.....	16
บทที่3 วงจรสายพานกระแส.....	17
3.1 กล่าวนำ.....	17
3.2 วงจรสายพานกระแส.....	17
3.2.1 สายพานกระแสรุ่นที่1.....	18
3.2.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่2.....	19
3.2.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่2 แบบทรานสลิเนียร์.....	21
3.3 หลักการทรานสลิเนียร์.....	24
3.3.1 วงจรมิคซ์ทรานสลิเนียร์.....	28
3.3.2 วงจรสะท้อนกระแส.....	32
3.4 สรุป.....	35

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่4 วงจรขยายความนำแบบใหม่และการปรับปรุงโครงสร้างของ วงจรขยายความนำแบบเดิมโดยใช้วงจรรีจิสเตอร์.....	36
4.1 กล่าวนำ.....	36
4.2 หลักการและแนวคิดในการออกแบบ.....	36
4.3 การเขียนแบบการทำงานของวงจรรีจิสเตอร์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	38
4.4 การทดลองการทำงานของวงจรรีจิสเตอร์.....	46
4.5 การปรับปรุงโครงสร้างของ วงจรขยายความนำแบบเดิม โดยใช้วงจรรีจิสเตอร์.....	50
4.6 สรุป.....	55
บทที่5 การประยุกต์ใช้งาน.....	56
5.1 กล่าวนำ.....	56
5.2 วงจรชมิทริกเกอร์.....	56
5.2.1 การเขียนแบบการทำงานและผลการทดลองจริงของวงจรรีจิสเตอร์.....	58
5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม.....	63
5.3.1 การเขียนแบบการทำงานและผลการทดลองจริงของวงจรรีจิสเตอร์กำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม.....	65
5.4 วงจรออสซิลเลเตอร์.....	69
5.4.1 การเขียนแบบการทำงานและผลการทดลองจริงของวงจรรีจิสเตอร์.....	72
5.5 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน.....	79
5.5.1 การเขียนแบบการทำงานและผลการทดลองจริงของวงจรรีจิสเตอร์กรองแถบความถี่ผ่าน.....	80
5.1 สรุป.....	84
บทที่6 บทสรุป.....	85
เอกสารอ้างอิง.....	87

## สารบัญ(ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุตและ แรงดันอินพุตกับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรถิฟเฟอร์เรนเซียล.....	93
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุตและ แรงดันอินพุตกับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรถยายความนำที่มี การปรับปรุงโครงสร้างด้วยวงจรถาร์ลิ่งตัน.....	96
ภาคผนวก ค. รายละเอียดพารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานส์ซิสเตอร์เบอร์ NR100(NPN) และ PR100(PNP) ที่ใช้เลียนแบบการทำงาน.....	99
ภาคผนวก ง. บทความที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์.....	100
ประวัติผู้เขียน.....	117

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างแบบพื้นฐานของวงจรขยายความนำ.....5
2.2	วงจรคิฟเฟอร์เรนเซียล.....5
2.3	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุต.....6
2.4	โครงสร้างเบื้องต้นของวงจรขยายความนำ.....7
2.5	สัญลักษณ์แบบต่างๆของวงจรขยายความนำ.....11
2.6	อิมิตเตอร์ดีเจนเนอร์ไรเซชัน.....12
2.7	ครอสควดท์ลิเนียร์ไรเซชัน.....12
2.8	ไดโอดลิเนียร์ไรเซชัน.....13
2.9	วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ.....15
2.10	วงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่ให้ค่ากระแสเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ.....18
3.1	วงจรสายพานกระแสรุ่นที่1.....19
3.2	วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่1.....20
3.3	วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่2.....20
3.4	สัญลักษณ์วงจรสายพานกระแสรุ่นที่2.....22
3.5	วงจรสายพานกระแสรุ่นที่2 แบบทรานสลิเนียร์.....22
3.6	วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่2 แบบทรานสลิเนียร์.....22
3.7	ทรานสลิเนียร์รูป.....25
3.8	วงจรมิคซ์ทรานสลิเนียร์.....28
3.9	วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว.....33
4.1	บล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายความนำ.....37
4.2	โครงสร้างวงจรขยายความนำที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....38
4.3	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานและค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร.....39
4.4	ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิ ค่าความต้านทานแฝงและค่าทรานส์คอนดักแตนซ์.....40
4.5	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส ค่าความต้านทานแฝง และค่าทรานส์คอนดักแตนซ์.....40
4.6	ความต้านทานและค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรเมื่อค่าความต้านทานแฝง มีค่าต่างๆกัน.....41
4.7	ผลการตอบสนองความถี่ที่ค่าความต้านทานแฝงต่างๆกัน.....42
4.8	ความเป็นเชิงเส้นของวงจรที่ค่าความต้านทานแฝงต่างๆกัน.....42

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 ช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายความนำที่มีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับวงจรขยายความนำแบบเดิมที่มีโครงสร้างแบบคิฟเฟอร์เรนเซียล.....	44
4.10 ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิครวมที่ค่าอินพุตต่างๆกันเปรียบเทียบระหว่างวงจรขยายความนำที่นำเสนอนในวิทยานิพนธ์และวงจรขยายความนำแบบเดิม.....	45
4.11 ผลการตอบสนองทางความถี่เปรียบเทียบระหว่างวงจรขยายความนำที่นำเสนอนในวิทยานิพนธ์และวงจรขยายความนำแบบเดิม.....	45
4.12 ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ.....	46
4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานและค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรที่ได้จากการต่อวงจรทดลองจริง.....	47
4.14 ช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายความนำ.....	47
4.15 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายความนำ.....	48
4.16 ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ.....	49
4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรขยายความนำ.....	49
4.18 น้อยส์ฟลอร์ ที่ได้จากการวัดที่ขั้วเอาต์พุตของวงจรขยายความนำที่มีค่าโหลด $1k\Omega$ .....	50
4.19 วงจรคาร์ลิ่งตันที่นำมาต่อภายใน โครงสร้างของวงจรขยายความนำ.....	51
4.20 วงจรขยายความนำที่มีโครงสร้างภายในแบบคาร์ลิ่งตัน.....	52
4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตเทียบกับกระแสเอาต์พุตของวงจรขยายความนำแบบเดิมและวงจรขยายความนำที่ได้ปรับปรุงขึ้นมา.....	53
4.22 ช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นเมื่อมีการปรับปรุงโครงสร้างด้วยวงจรคาร์ลิ่งตัน.....	53
4.23 ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิครวมที่เกิดขึ้นและแรงดันอินพุตของวงจรขยายความนำแบบเดิมเปรียบเทียบกับวงจรขยายความนำที่ได้เพิ่ม โครงสร้างแบบคาร์ลิ่งตันเข้าไป.....	54
4.24 ผลการตอบสนองทางความถี่ที่มีค่าลดลงเมื่อเพิ่ม โครงสร้างแบบคาร์ลิ่งตันเข้าไป.....	55
5.1 วงจรชmittริกเกอร์แบบอินเวอร์สดี้ง.....	56
5.2 แผนภาพแสดงการทำงานของวงจรชmittริกเกอร์.....	57
5.3 วงจรชmittริกเกอร์ที่สามารถควบคุมแรงดันเทรชโฮลและแรงดันเอาต์พุตได้โดยอิสระจากกัน.....	58
5.4 โครงสร้างของวงจรชmittริกเกอร์ที่ใช้ในการเขียนแบบการทำงาน.....	59
5.5 แรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่วัด ณ.ตำแหน่ง $V_o$ .....	60
5.6 แรงดันอินพุตและแรงดันเทรชโฮลที่วัด ณ.ตำแหน่ง $V_{IH}$ .....	60

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.7 แรงดันเอาต์พุตและแรงดันเทรชโวลเมื่อ $g_{m_2}$ คงที่และเปลี่ยนแปลง $g_{m_1}$ .....	61
5.8 แรงดันเอาต์พุตและแรงดันเทรชโวลเมื่อ $g_{m_1}$ คงที่และเปลี่ยนแปลง $g_{m_2}$ .....	61
5.9 แรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่วัด ณ.ตำแหน่ง $V_o$ จากการต่อวงจรจริง.....	62
5.10 แรงดันอินพุตและแรงดันเทรชโวลที่วัด ณ.ตำแหน่ง $V_{TH}$ จากการต่อวงจรจริง.....	62
5.11 แรงดันอินพุตและแรงดันเทรชโวลที่ได้จากการทดลองจริง.....	63
5.12 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม.....	65
5.13 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม.....	66
5.14 เปรูเซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเมื่อเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ.....	66
5.15 การเปลี่ยนแปลงค่าของทรานส์คอนดักแตนซ์และความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ.....	67
5.16 สัญญาณสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมที่ได้จากการวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ $g_m = 0.01S$ .....	68
5.17 สัญญาณสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมที่ได้จากการวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ $g_m = 0.1S$ .....	68
5.18 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และความถี่ของการกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและ สัญญาณสี่เหลี่ยม.....	69
5.19 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ ไซน์.....	70
5.20 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการป้อนสัญญาณไฟตรงเพื่อปรับเปลี่ยนขนาดของ สัญญาณไซน์ชอยคอล.....	72
5.21 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการควบคุมขนาดโดยใช้ผลการตอบสนองบังคับ แบบง่ายที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน.....	74
5.22 สัญญาณ $I_o(s)$ ที่มีความถี่ในการออสซิลเลต 15kHzเมื่อป้อน $I_{DC} = 0.2mA$ .....	75
5.23 สัญญาณ $I_{ox}(s)$ ที่มีความถี่ในการออสซิลเลต 15kHzเมื่อป้อน $I_{DC} = 0.2mA$ .....	75
5.24 ผลการเลียนแบบการควบคุมขนาดของสัญญาณ ไซน์ของวงจรถูกออสซิลเลเตอร์ที่ ความถี่ 15 kHz.....	76
5.25 สัญญาณ $I_o(s)$ เมื่อไม่มีการป้อนกระแสควบคุมจากภายนอก.....	76
5.26 สัญญาณ ไซน์ที่ได้จากการทดลองจริงที่ความถี่ 180 MHz เมื่อมีการควบคุม ขนาดของสัญญาณ (ป้อน $I_{DC} = 100\mu A$ ).....	77
5.27 สัญญาณ ไซน์ที่ได้จากการทดลองจริงที่ความถี่ 180 MHz เมื่อมีการควบคุม ขนาดของสัญญาณ (ป้อน $I_{DC} = 200\mu A$ ).....	77
5.28 สัญญาณ ไซน์ที่ได้จากการทดลองจริงที่ความถี่ 180 MHz เมื่อมีการควบคุม ขนาดของสัญญาณ (ป้อน $I_{DC} = 300\mu A$ ).....	78

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.29 ผลการทดลองต่อวงจรจริงเพื่อควบคุมขนาดของสัญญาณ ไซน์ชอยดอลของวงจร ออสซิลเลเตอร์.....	78
5.30 แผนภาพแสดงคุณลักษณะของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน.....	79
5.31 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่2 .....	80
5.32 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่2 ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน.....	81
5.33 ผลการตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม คอมพิวเตอร์.....	82
5.34 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทรานส์คอนคัคแทนซ์และความถี่กลางของการกรองแถบ ความถี่ผ่าน.....	83
5.35 เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของค่าความถี่กลางเมื่ออุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง.....	83
5.36 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจากการต่อวงจรจริงเมื่อออกแบบ ให้มีค่าความถี่กลางที่500kHz.....	84

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

เนื่องจากความต้องการในการบริโภคของประชากรโลกที่มากขึ้น ทำให้มีการพัฒนาศาสตร์ต่างๆ ขึ้นมากมายเพื่อสนองความต้องการที่ไม่มีขอบเขตที่จำกัดของผู้บริโภคเหล่านี้ หนึ่งในวิทยาการที่ได้รับความสนใจในการพัฒนาเพื่อช่วยอำนวยความสะดวกในการดำรงชีวิตก็คือ เทคโนโลยีและอุตสาหกรรมการผลิตทางด้านอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ซึ่งมีแนวโน้มที่เปลี่ยนแปลงและพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว จนอาจกล่าวได้ว่าเป็นการพัฒนาไปแบบก้าวกระโดด นับแต่ยุคของระบบหลอดสุญญากาศ สารกึ่งตัวนำ(semiconductor)ซึ่งเป็นการสร้างอุปกรณ์แบบดิสครีต(discrete) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าอุปกรณ์แบบแยกชิ้น และต่อมาได้มีการค้นพบวิธีการในการพัฒนาและผลิตอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์โดยอาศัยเทคโนโลยีของวงจรรวม(integrated circuit technology) หรือเรียกย่อๆว่าไอซี ซึ่งถือได้ว่าเป็นการพลิกโฉมหน้าของวงการอิเล็กทรอนิกส์ ทั้งนี้เนื่องจากเทคโนโลยีของวงจรรวมนี้สามารถลดปัญหาในเรื่องของขนาดและความซับซ้อนของวงจรเสถียรภาพทางด้านอุณหภูมิ รวมไปถึงผลการตอบสนองความถี่ที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากเทคโนโลยีแบบเดิม ทั้งนี้ก็เนื่องจากเทคโนโลยีของวงจรรวมนี้ อุปกรณ์ทั้งหมดจะถูกสร้างขึ้นบนสารกึ่งตัวนำชิ้นเดียวกัน วงจรที่ได้จึงมีขนาดเล็กและอุณหภูมิของวงจรในแต่ละจุดจึงมีค่าที่ใกล้เคียงกัน

อย่างไรก็ตามเมื่อความต้องการสมรรถนะและความสามารถในการทำงานของอุปกรณ์ที่มากขึ้น จึงได้มีการพัฒนาและนำเสนอเทคนิคต่างๆ เพื่อให้อุปกรณ์เหล่านั้นมีการทำงานที่สอดคล้องกับเทคโนโลยี หนึ่งในเทคโนโลยีที่ได้รับความสนใจจากบรรดานักวิจัยก็คือ เทคนิคการประมวลผลด้วยสัญญาณกระแส ซึ่งการประมวลผลด้วยสัญญาณกระแสนี้มีความน่าสนใจหลายประการ เช่น ความถูกต้องแม่นยำของค่าอัตราขยายสัญญาณ(gain) มีผลการตอบสนองความถี่ที่กว้างกว่าวงจรประเภทเดียวกันที่มีการทำงานในโหมดแรงดัน สามารถใช้ได้กับไฟเลี้ยงวงจรระดับต่ำกว่า[1] เป็นต้น ซึ่งอุปกรณ์ที่จัดอยู่ในกลุ่มย่อยที่มีการทำงานในโหมดกระแส ได้แก่ วงจรสายพานกระแส(current conveyor) วงจรขยายความนำ(Operational Transconductance Amplifier: OTA) วงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว(four terminal floating nullor) เป็นต้น

วงจรรขยายความนำเป็นวงจรหนึ่งที่นิยมนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง เช่น วงจรกรอง(filter)[2-7] วงจรกำเนิดสัญญาณ(oscillator)[8-9] และวงจรคูณ/หารสัญญาณ(multiplier/divider)[10-11] เป็นต้น ทั้งนี้เนื่องจากวงจรรขยายความนำมีโครงสร้างที่เรียบง่าย มีผลการตอบสนองทางความถี่ที่ดีกว่าออปแอมป์[12-13] และมีการผลิตออกมาจำหน่ายเป็นไอซีสำเร็จรูป แต่เมื่อพิจารณาการทำงานพบว่าวงจรรขยายความนำนี้มีเงื่อนไขและข้อจำกัดในการทำงาน

คือ การที่วงจรมีความนำนี้มีการทำงานที่ขึ้นกับอุณหภูมิรอบข้าง และความสามารถในการรับสัญญาณอินพุตที่มีค่าที่จำกัดสำหรับการทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้น เนื่องจากส่วนของการรับสัญญาณอินพุตเป็นวงจรมัลติเพล็กซ์[14-15, 21] อย่างไรก็ตามวงจรมีความนำนี้ยังคงได้รับความนิยมใช้งานอย่างแพร่หลาย และได้มีการคิดค้นพัฒนาอยู่เสมอคงจะเห็นได้จากงานวิจัยที่มีการนำเสนอออกมา[16-25] วงจรเหล่านี้มีข้อดีและข้อด้อยที่แตกต่างกันออกไป จากการพัฒนาเหล่านี้เป็นเหตุจูงใจให้ผู้เขียนคิดวิจัยเกี่ยวกับการพัฒนาวงจรมีความนำ ทั้งการปรับปรุงวงจรมีความนำแบบเดิมและนำเสนอวงจรมีความนำที่มีโครงสร้างแบบใหม่ เพื่อให้ได้วงจรมีข้อจำกัดในการทำงานลดลงและมีคุณสมบัติที่น่าสนใจในการนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

## 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

จากการศึกษาและค้นคว้าผลงานวิจัยที่ได้มีการนำเสนออย่างต่อเนื่อง ได้สังเกตเห็นว่าเมื่อนำ วงจรมีความนำ ไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรมัลติเพล็กซ์ต่างๆนั้น พบว่าวงจรมีความนำที่ออกแบบโดยอาศัยวงจรมีความนำ มีการทำงานที่ขึ้นกับอุณหภูมิรอบข้างและในช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นของวงจรมีความนำมีช่วงการทำงานที่จำกัด ขึ้นอยู่กับค่าความแตกต่างของสัญญาณอินพุต(difference input) ซึ่งเป็นเหตุให้การทำงานของวงจรมีความนำนั้นเกิดความผิดพลาดขึ้น และมีข้อจำกัดในการใช้งาน ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้กำหนดวัตถุประสงค์ไว้ดังต่อไปนี้คือ

1. เพื่อศึกษาค้นคว้าพัฒนาวงจรมีความนำที่มีใช้ในปัจจุบัน
2. เพื่อศึกษาค้นคว้าพัฒนาโครงสร้างวงจรมีความนำที่ให้ผลการทำงานไม่ขึ้นกับอุณหภูมิรอบข้างและมีความสามารถในการรับสัญญาณอินพุตที่มีค่าความแตกต่างได้มากขึ้น
3. สามารถนำวงจรมีความนำที่ได้ออกแบบขึ้นไปประยุกต์ใช้งานได้

## 1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทและภาคผนวก 4 ภาค โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังนี้คือ

- บทที่ 1 เป็นการกล่าวนำ วัตถุประสงค์รวมไปถึงรายละเอียดในการทำวิทยานิพนธ์เพื่อให้ง่ายในการทำความเข้าใจและเห็นภาพรวมในการนำเสนอวิทยานิพนธ์นี้

- บทที่2 กล่าวถึงทฤษฎีการทำงานเบื้องต้นของวงจรขยายความนำ ข้อจำกัดในการทำงาน การชดเชยผลของอุณหภูมิ และการเพิ่มความสามารถในการรับสัญญาณอินพุตสำหรับ ช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้น
- บทที่3 เป็นการแนะนำหลักการทำงานของวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ รวมทั้งหลักการ ทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งเป็นพื้นฐานที่สำคัญของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
- บทที่4 นำเสนอหลักการและแนวความคิดในการออกแบบวงจรขยายความนำแบบใหม่ รวมถึง แนวทางปรับปรุงโครงสร้างของวงจรขยายความนำแบบเดิม พร้อมกันนั้นได้แสดงผล เลียนแบบการทำงานโดยโปรแกรมสไปซ์(SPICE) และผลการทดลองจากการต่อวงจร จริงแบบคิสคริตบนแผ่นปริ้นซ์อเนกประสงค์(universal print)
- บทที่5 จะกล่าวถึงการนำวงจรขยายความนำที่ได้นำเสนอขึ้นไปประยุกต์ใช้งานในรูปแบบต่างๆ เริ่มตั้งแต่ วงจรซิมิตต์ทริกเกอร์ วงจรให้กำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม วงจร ออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่สอง สำหรับสมรรถนะของวงจร ได้ใช้โปรแกรมสไปซ์ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจร นอกจากนี้ยังได้ต่อวงจร ทดสอบขึ้นเพื่อเป็นการยืนยันถึงความสามารถในการนำไปใช้งานได้จริงอีกด้วย
- บทที่6 เป็นบทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งได้นำเสนอแนวทางในการ วิจัยและพัฒนาต่อไป

ในส่วนของภาคผนวกแบ่งออกเป็น

- ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตกับค่า ทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรคิฟเฟอร์เรนเซียล
- ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุตและแรงดันอินพุต กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยายความนำที่มีการปรับปรุงโครงสร้าง ด้วยวงจรคาร์ติงตัน
- ภาคผนวก ค. รายละเอียดพารามิเตอร์ของไบโพลาร์ทรานส์ซิสเตอร์เบอร์ NR100(NPN) และ PR100(PNP) ที่ใช้เลียนแบบการทำงาน
- ภาคผนวก ง. บทความที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

## บทที่ 2

### วงจรรขยายความนำ

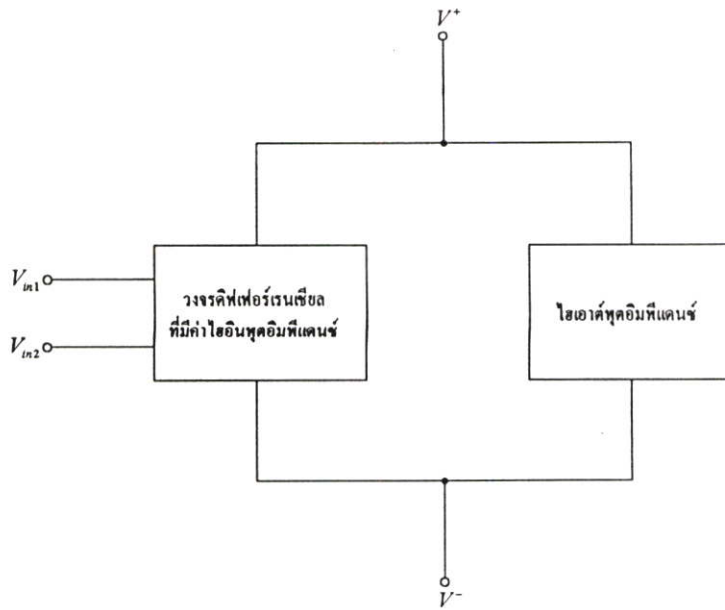
#### 2.1 บทนำ

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงคุณสมบัติและโครงสร้างของวงจรรขยายความนำซึ่งสร้างเป็นวงจรรวม พร้อมวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตพอสังเขป รวมไปถึงวิธีการเพิ่มช่วงการที่เป็นเชิงเส้น และวิธีในการชดเชยผลของอุณหภูมิที่เกิดขึ้นในวงจรรขยายความนำ เพื่อเป็นการแนะนำให้รู้จักวงจรรขยายความนำและเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจถึงคุณสมบัติต่างๆของวงจรรขยายความนำก่อนที่จะกล่าวถึงวงจรรขยายความนำแบบใหม่ที่ได้นำเสนอขึ้นมาในวิทยานิพนธ์นี้

#### 2.2 หลักการพื้นฐาน

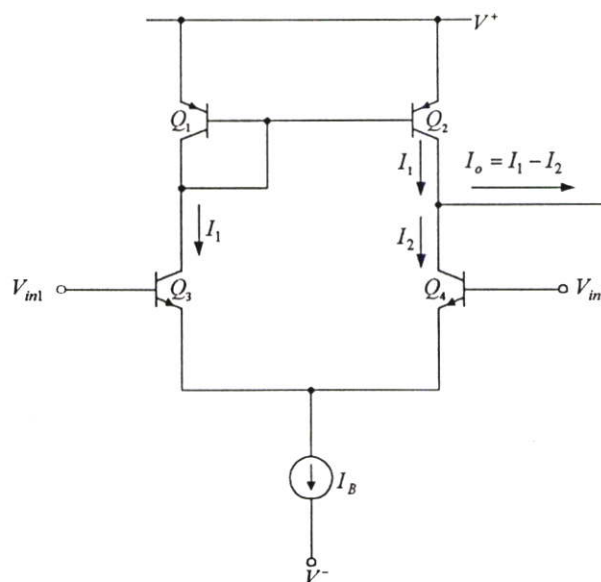
วงจรรขยายความนำเป็นอุปกรณ์แบบแอคทีฟ(active element) ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันอินพุตเป็นกระแสเอาต์พุต(voltage to current converter: V-I) อาจกล่าวได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็น(voltage controlled current source: VCCS) โดยมีอัตราการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแส เรียกว่า “ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์”(transconductance:  $g_m$ ) ที่สามารถควบคุมได้จากภายนอก โดยคุณสมบัติพื้นฐานของวงจรรขยายความนำสรุปพอสังเขปได้ดังนี้คือ

1. มีค่าอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง
  2. สามารถควบคุมค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ได้จากค่ากระแสไบอัสภายนอก
- บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างอย่างง่าย แสดงตามรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างแบบพื้นฐานของวงจรขยายความนำ

สำหรับโครงสร้างวงจรขยายความนำแบบพื้นฐานคือ วงจรเฟอ์เรนเซียล แสดงตามรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรเฟอ์เรนเซียล

เมื่อพิจารณาวงจรตามรูปที่ 2.2 พบว่าโครงสร้างของวงจรประกอบไปด้วยวงจรสะท้อนกระแส  $Q_1 - Q_2$  ที่มีอัตราการสะท้อนกระแสเท่ากับ 1 และวงจรเฟอ์เรนเซียล  $Q_3 - Q_4$  ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันอินพุตให้เป็นกระแส โดยมี  $I_B$  เป็นกระแสไบอัสของวงจร

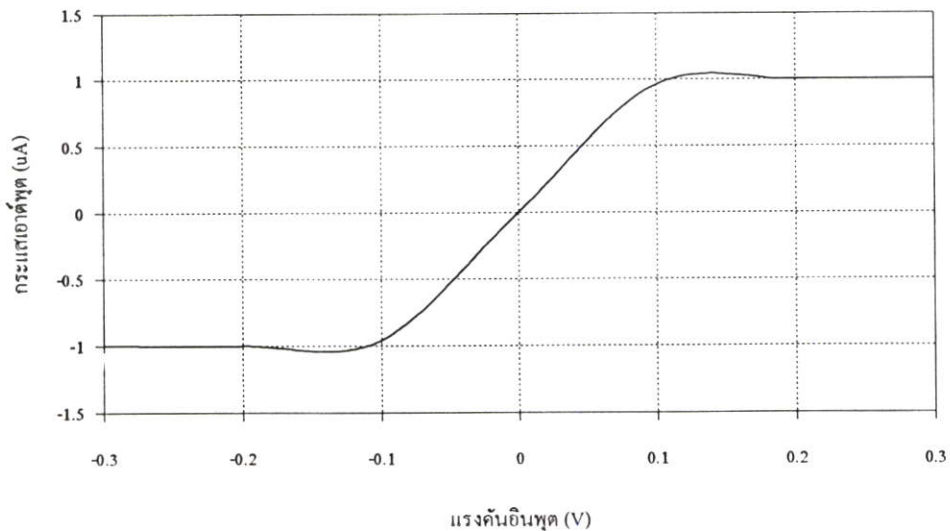
เมื่อป้อนแรงดันอินพุตให้แก่วงจร จะทำให้เกิดกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ตามลำดับ กระแส  $I_1$  จะถูกวงจรสะท้อนกระแส สะท้อนไปยัง  $Q_2$  เกิดการหักล้างกับกระแส  $I_2$  ที่  $Q_4$  ทำให้ได้กระแสเอาต์พุต  $I_o$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $I_1 - I_2$

ในการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุต[ภาคผนวก ก.] ของวงจรรูปที่2.2 มีค่าเป็นไปตามสมการ

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

เมื่อ  $V_{in} = V_{in1} - V_{in2}$

และสามารถแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตเป็นกราฟได้ตามรูปที่2.3 จากกราฟพบว่ากระแสเอาต์พุตที่ได้มีค่าแปรผันไปตามค่าของแรงดันอินพุต โดยมีลักษณะเป็นฟังก์ชันแทนไฮเปอร์โบลิก โดยมีช่วงที่เป็นเชิงเส้นแคบๆอยู่ในช่วง  $|V_{in}| = 2V_T$  [14]



รูปที่2.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุต

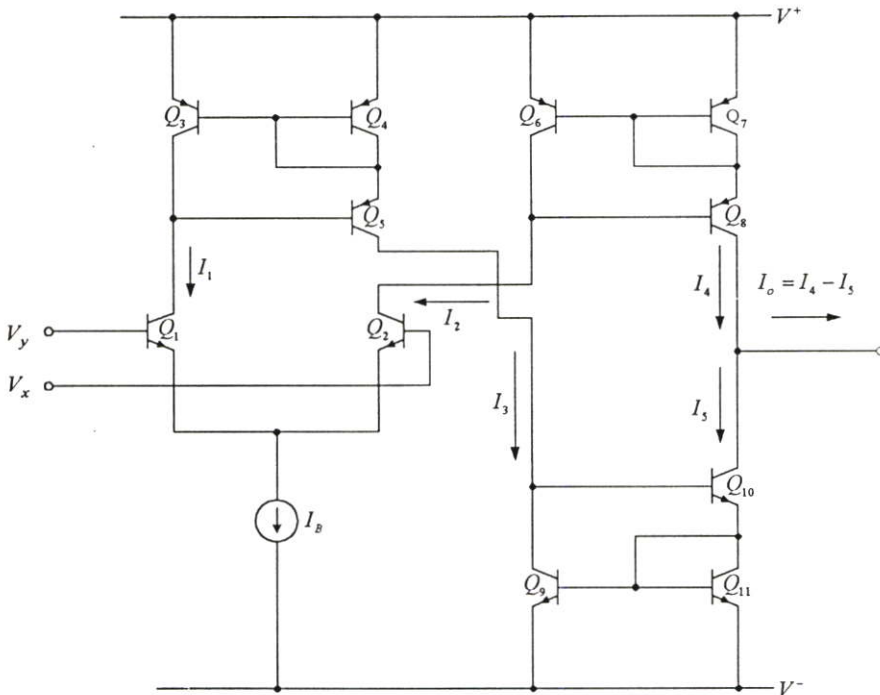
ซึ่งค่าความชันของกราฟในรูปที่2.3 ก็คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์นั่นเอง หากทำได้ดังนี้คือ

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

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.3)$$

จากสมการที่ 2.3 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรสามารถควบคุมได้จากค่ากระแสไบอัส  $I_B$  และสังเกตเห็นว่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์มีพจน์ของแรงดันเชิงอุณหภูมิ ( $V_T$ ) ปรากฏร่วมอยู่ด้วย นั้นย่อมแสดงให้เห็นว่าค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยายความนำแบบพื้นฐานดังกล่าวนี้มีการเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ

### 2.3 การทำงานของวงจรขยายความนำ



รูปที่ 2.4 โครงสร้างเบื้องต้นของวงจรขยายความนำ

โครงสร้างพื้นฐานของวงจรขยายความนำแสดงในรูปที่ 2.4 ประกอบไปด้วยวงจรถิฟเฟอร์เรนเซียล ( $Q_1 - Q_2$ ) ต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์  $Q_3, Q_4$  และ  $Q_5$  ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรถะท้อนกระแสแบบ Wilson ที่มีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับ 1 เช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์  $Q_6 - Q_8, Q_9 - Q_{11}$

ในการวิเคราะห์การทำงานในรูปที่ 2.4 นี้ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าพารามิเตอร์ที่เท่ากันและค่าอัตราขยายกระแส  $\beta$  ( $h_{fe}$ ) มีค่าสูงมาก หรือ  $\beta \gg 1$  เพื่อให้กระแสเบสของทรานซิสเตอร์มีค่าน้อยมากๆเมื่อเทียบกับค่ากระแสคอลเลคเตอร์ เมื่อป้อนสัญญาณที่มีขนาดเล็กที่

$V_x$  มีค่าเท่ากับที่  $V_y$  ( $V_x - V_y = 0$ ) กระแสที่ไหลผ่าน  $Q_1$  ( $I_1$ ) จะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน  $Q_2$  ( $I_2$ ) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\frac{I_B}{2}$  ในส่วนของวงจรสะท้อนกระแส  $Q_3 - Q_5$  และ  $Q_6 - Q_8$  ทำหน้าที่สะท้อนกระแส ทำให้  $I_1$  มีค่าเท่ากับ  $I_3$  และ  $I_2$  มีค่าเท่ากับ  $I_4$  ในทำนองเดียวกันวงจรสะท้อนกระแส  $Q_9 - Q_{11}$  ทำหน้าที่สะท้อนกระแส ทำให้  $I_3$  มีค่าเท่ากับ  $I_5$  ค่ากระแสเอาต์พุตสามารถหาได้จากสมการที่ 2.4

$$I_o = I_4 - I_5 \quad (2.4)$$

$$I_o = I_2 - I_1 \quad (2.5)$$

$$I_o = I_2 - I_1 = 0 \quad (2.6)$$

จากสมการที่ 2.6 เห็นได้ว่าสำหรับสัญญาณอินพุตที่มีค่าเท่ากัน (สัญญาณที่ไม่มีมีความแตกต่าง) สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีค่าเป็นศูนย์ จากนั้นเป็นการพิจารณากรณีที่ป้อนสัญญาณอินพุตขนาดเล็กเข้าที่  $V_x$  โดยมีค่ามากกว่าที่  $V_y$  ผลที่ได้ก็คือ กระแสคอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากค่ากระแสคอลเลคเตอร์ ( $I_C$ ) และแรงดันไฟฟ้าระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ 2.7

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (2.7)$$

เมื่อ  $I_S$  คือ ค่ากระแสอิ่มตัวย้อนกลับ

$V_T$  คือ ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ มีค่าเท่ากับ  $\frac{kT}{q}$  ซึ่งมีค่าประมาณ  $26mV$  ที่  $300K$

จากข้อกำหนดในตอนต้นที่ได้กำหนดว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าพารามิเตอร์ที่เท่ากัน นั่นคือพื้นที่รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวเท่ากัน จะได้ว่ากระแส  $I_S$  มีค่าเท่ากันด้วย ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสคอลเลคเตอร์และค่าของผลต่างของแรงดันอินพุต  $V_x$  และ  $V_y$  เป็นไปตามสมการที่ 2.8

$$V_x - V_y = V_T \ln\left(\frac{I_{c2}}{I_{c1}}\right) \quad (2.8)$$

$I_{c_1}$  คือ ค่ากระแสคอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$  มีค่าเท่ากับ  $I_1$

$I_{c_2}$  คือ ค่ากระแสคอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  มีค่าเท่ากับ  $I_2$

ในกรณีที่ผลต่างของแรงดันอินพุตระหว่าง  $V_x$  และ  $V_y$  มีค่าน้อยมากๆ ประมาณเป็น มิลลิโวลต์ ( $mV$ ) ทำให้ค่า  $I_{c_1}$  และ  $I_{c_2}$  สามารถที่จะประมาณค่าได้ดังนี้คือ

$$I_{c_1} = I_{c_2} = \frac{I_B}{2}$$

และจากอนุกรมเทเลอร์ (Taylor's series expansion) ซึ่งมีรูปแบบเป็นไปตามสมการที่ 2.9

$$f(x) = f(0) + f'(0)x + \frac{f''(0)x^2}{2!} + \frac{f'''(0)x^3}{3!} + \dots \quad (2.9)$$

จากสมการที่ 2.9 เมื่อ  $f(x) = e^x$  ทำให้ได้ว่า

$$e^x = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \dots \quad (2.10)$$

จากสมการที่ 2.8 เมื่อกำหนดให้

$$\ln\left(\frac{I_{c_2}}{I_{c_1}}\right) = x \quad (2.11)$$

แทนค่า สมการที่ 2.11 ลงในสมการที่ 2.10 สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้คือ

$$e^x = e^{\ln\left(\frac{I_{c_2}}{I_{c_1}}\right)} = \frac{I_{c_2}}{I_{c_1}} = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \dots \quad (2.12)$$

จากสมการที่ 2.12 เมื่อพิจารณาเห็นได้ชัดว่าสามารถที่จะประมาณค่าได้จากอนุกรมใน 2 เทอมแรก (ทั้งนี้เนื่องจากอินพุตมีขนาดเล็กมากจนสามารถละทิ้งเทอมท้ายๆได้)

$$\frac{I_{c_2}}{I_{c_1}} \approx 1 + x \quad (2.13)$$

หรือ

$$x = \frac{I_{c_2}}{I_{c_1}} - 1 = \frac{I_{c_2} - I_{c_1}}{I_{c_1}} \quad (2.14)$$

นั่นคือ

$$x = \ln \frac{I_{c_2}}{I_{c_1}} \approx \frac{I_{c_2} - I_{c_1}}{I_{c_1}} \quad (2.15)$$

ดังนั้นจึงสามารถประมาณค่าสมการที่ 2.8 ได้ตามสมการที่ 2.16 ดังนี้คือ

$$V_x - V_y \approx \frac{V_T}{I_{c_1}} (I_{c_2} - I_{c_1}) = \frac{2V_T}{I_B} (I_{c_2} - I_{c_1}) \quad (2.16)$$

พิจารณาพบว่า  $I_{c_2} = I_2$  และ  $I_{c_1} = I_1$

ซึ่งจะได้ว่า

$$V_x - V_y = \frac{2V_T}{I_B} (I_2 - I_1) \quad (2.17)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ 2.5 ลงในสมการที่ 2.7 แสดงตามสมการที่ 2.18

$$V_x - V_y = \frac{2V_T}{I_B} I_o \quad (2.18)$$

จัดรูปแบบสมการที่ 2.18 ใหม่ จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.19 คือ

$$I_o = \frac{I_B}{2V_T} (V_x - V_y) \quad (2.19)$$

จากนั้นอาศัยความสัมพันธ์ของสมการที่ 2.3 ในการจัดรูปแบบสมการที่ 2.19 ซึ่งได้สมการที่ 2.20 กล่าวคือ

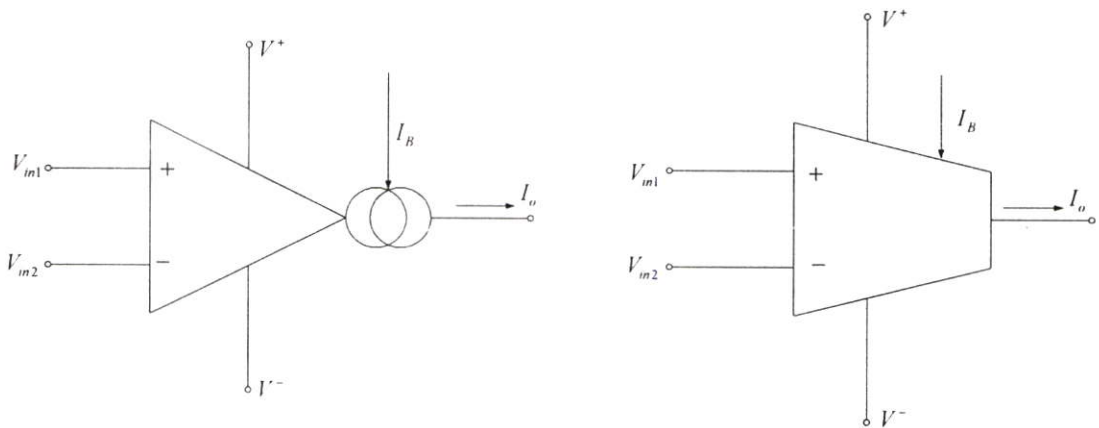
$$I_o = g_m (V_x - V_y) \quad (2.20)$$

เมื่อ  $g_m = \frac{I_B}{2V_T}$  เรียกค่า  $g_m$  นี้ว่า “ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์” ของวงจรรขยายความนำ

จากความสัมพันธ์ซึ่งแสดงตามสมการที่ 2.20 นี้พบว่า วงจรรขยายความนำแบบพื้นฐานสามารถปรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ได้จากค่ากระแส  $I_B$  โดยขนาดของสัญญาณอินพุตมีค่าน้อย

พอควร  $\frac{I_{C2}}{I_{C1}}$  มีค่าเข้าใกล้ 1 ทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตเป็นไป

ตามสมการที่ 2.20 โดยความสัมพันธ์ที่ได้นี้มีลักษณะเป็นเชิงเส้น สำหรับสัญลักษณ์ของวงจรรขยายความนำแสดงตามรูปที่ 2.5



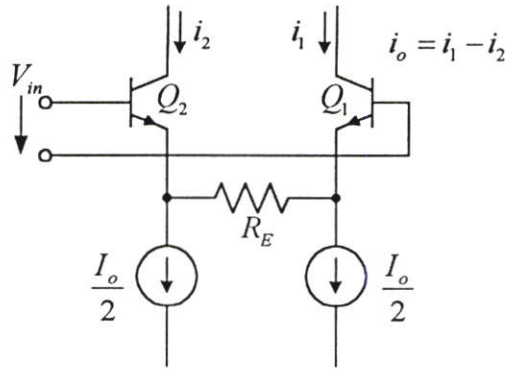
รูปที่ 2.5 สัญลักษณ์แบบต่างๆของวงจรรขยายความนำ

## 2.4 ข้อจำกัดในการทำงานของวงจรรขยายความนำ

### 2.4.1 ความสามารถในการรับสัญญาณอินพุต

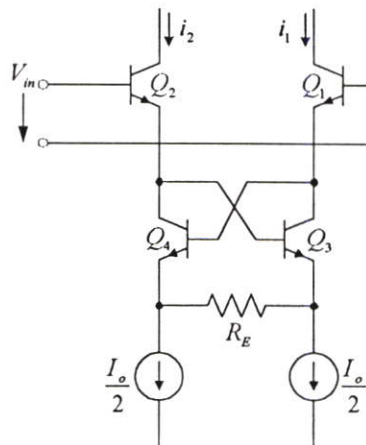
จากการวิเคราะห์เพื่อแสดงถึงการทำงานของวงจรรขยายความนำในหัวข้อที่ 2.2 พบว่า ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตและแรงดันอินพุตในสมการที่ 2.1 นั้น มีข้อจำกัดในการทำงานที่เกิดขึ้นเนื่องจากคุณลักษณะของวงจรรดิฟเฟอเรนเชียลเอง ซึ่งขนาดของสัญญาณอินพุตควรมีค่าไม่เกิน  $25mV_p$  ( $50mV_{p-p}$ ) [15] จึงได้มีความพยายามในการคิดค้นและพัฒนาเพื่อแก้ไขข้อจำกัดอันเนื่องมาจากโครงสร้างของวงจรรดิฟเฟอเรนเชียล เพื่อให้วงจรรขยายความนำมีช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น เช่น การต่อค่าความต้านทานเข้าไปที่ขาอิมิตเตอร์ของคู่ทรานซิสเตอร์ในวงจรรดิฟเฟอเรนเชียลหรืออาจเรียกวิธีการนี้ว่า “อิมิตเตอร์ดีเจเนอเรชัน”(emitter degeneration) โดยค่าความต้านทานภายนอกที่เพิ่มเข้าไปนี้มีความเป็นเชิงเส้น ซึ่งจะไปชดเชยค่าของความ

ด้านทานของรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ซึ่งเป็นเหตุให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นขึ้น ผลที่ได้ก็คือจะทำให้ค่าฟังก์ชันที่ได้จะมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น[16] แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาในรายละเอียดพบว่า การเพิ่มความไม่เป็นเชิงเส้นโดยวิธีการนี้ทำให้คุณสมบัติในการถ่ายโอนของค่าความนำของวงจรมีค่าลดลง [16]



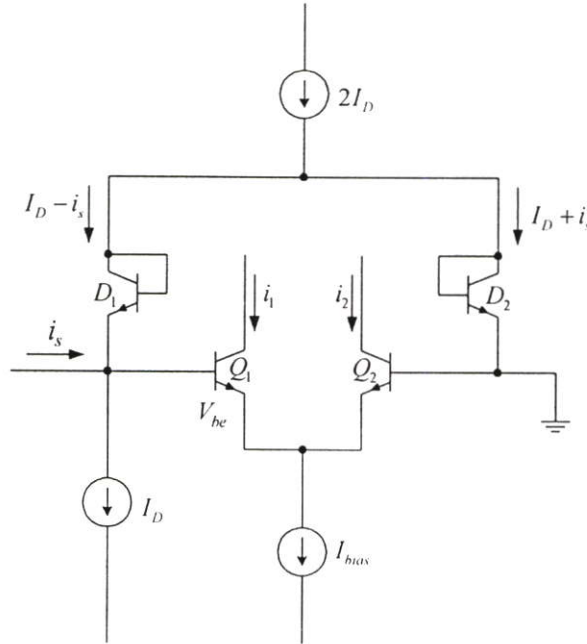
รูปที่2.6 อิมิตเตอร์ดีเจนเนอร์เรชั่น

อีกวิธีหนึ่งที่ใช้ในการเพิ่มช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นของวงจรดิฟเฟอเรนเชียล คือวิธีการที่มีชื่อเรียกว่า “ครอสควอดท์”(cross-quadt) ทำได้โดยการเพิ่มคู่ทรานซิสเตอร์ที่ต่อไขว้กันเข้าไปอีก 1 คู่ คือ \$Q\_3\$ และ \$Q\_4\$ แสดงตามรูปที่.2.7 คู่ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้าไปนี้มีค่าความต้านทานพลวัต(dynamic resistance) เท่ากับค่าความต้านทานพลวัตเดิมแต่จะมีเครื่องหมายที่ตรงกันข้าม ทั้งนี้เนื่องจากการต่อทรานซิสเตอร์ไขว้กันซึ่งผลที่ได้ก็คือ จะเกิดการหักล้างกันของค่าความต้านทานพลวัตทำให้ขจัดค่าความต้านทานที่เกิดจากคู่ทรานซิสเตอร์ \$Q\_1\$ และ \$Q\_2\$ นี้ได้ [16]



รูปที่2.7 ครอสควอดท์ลิเนียร์ไรเซชั่น

สำหรับวงจรขยายความนำที่มีการจัดทำเป็นวงจรรวมในเชิงพาณิชย์เช่น LM13600 LM13700 ของบริษัท National Semiconductor มีการเพิ่มช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นโดยอาศัยเทคนิคที่เรียกว่าไดโอดลิเนียร์ไรเซชัน(diode linearization)[17] ซึ่งมีวิธีการดังนี้คือ



### รูปที่ 2.8 ไดโอดลิเนียร์ไรเซชัน

จากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2.8 โดยอาศัย KVL ได้ความสัมพันธ์ดังนี้คือ

$$V_{BED_1} + V_{BEQ_1} = V_{BED_2} + V_{BEQ_2} \quad (2.21)$$

และกระแสที่ไหลผ่านคู่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าเป็นไปตามสมการที่ 2.22 และ 2.23 เป็นลำดับ

$$i_1 = \frac{I_{bias}}{1 + e^{-qV_{be}/kT}} \quad (2.22)$$

และ

$$i_2 = \frac{I_{bias}}{1 + e^{qV_{be}/kT}} \quad (2.23)$$

โดยที่แรงดันตกคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  ( $V_{be}$ ) มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 V_b &= V_{D_2} - V_{D_1} \\
 &= \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_{D_2}}{I_{D_1}} \right)
 \end{aligned}
 \tag{2.24}$$

(กระแสเบสมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับกระแสคอลเลคเตอร์)

จากรูปที่ 2.8 กระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_1$  และไดโอด  $D_2$  มีค่าดังนี้คือ

$$I_{D_1} = I_D - i_s \tag{2.25}$$

และ

$$I_{D_2} = I_D + i_s \tag{2.26}$$

แทนค่าสมการ 2.25, 2.26 ลงในสมการ 2.24

$$V_b = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_D - i_s}{I_D + i_s} \right) \tag{2.27}$$

เมื่อนำสมการที่ 2.27 แทนค่ากลับไปในสมการที่ 2.22 และ 2.23

$$i_1 = \frac{I_{bias} (I_D - i_s)}{2I_D} \tag{2.28}$$

และ

$$i_2 = \frac{I_{bias} (I_D + i_s)}{2I_D} \tag{2.29}$$

นั่นคือ ค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้ จะมีค่าแสดงตามสมการที่ 2.30

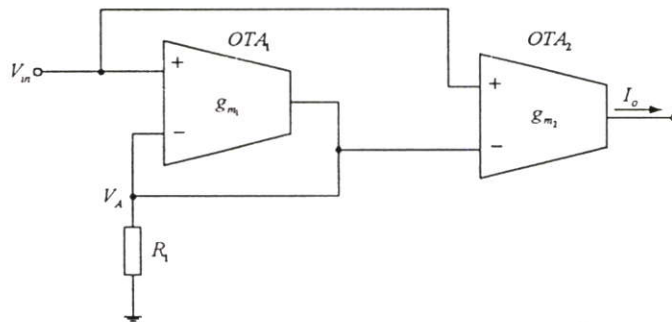
$$i_o = i_2 - i_1 = \frac{I_{bias} i_s}{I_D} \tag{2.30}$$

เมื่อเปรียบเทียบความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตที่แสดงตามสมการที่ 2.30 กับกระแสเอาต์พุตเมื่อ ยังไม่ได้เพิ่มส่วนที่ทำให้เกิดความเป็นเชิงเส้นซึ่งแสดงตามสมการที่ 2.1 พบว่าในสมการที่ 2.30 นี้

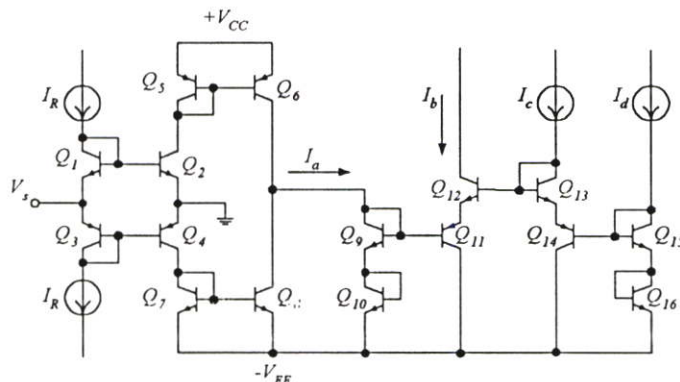
ไม่มีการกล่าวถึงขนาดของกระแสไบอัสหรือแรงดันอินพุตที่ช่วยให้แก่วงจรแต่ประการใด ซึ่งเป็น การแสดงให้เห็นได้ว่าการใส่ไดโอดเข้ากับส่วนอินพุตของวงจรรขยายความนำ ทำให้วงจรร ขยายความนำมีย่านการทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น

#### 2.4.2 การชดเชยผลของอุณหภูมิ (Temperature Compensation)

เมื่อพิจารณาถึงความสัมพันธ์ที่แสดงตามสมการที่ 2.20 พบว่ามีเทอมของแรงดัน เชิงอุณหภูมิปรากฏรวมอยู่ด้วย นั่นก็หมายถึงว่าเมื่อนำวงจรรขยายความนำนี้ไปใช้งานในสภาวะ อุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง การทำงานวงจรรจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้นนั่นเอง จึงได้มีการนำเสนอวิธี การในการชดเชยผลของอุณหภูมิขึ้นมา ซึ่งมีทั้งวิธีการที่ออกแบบโครงสร้างภายในวงจรร ขยายความนำขึ้นมาใหม่[18-20] การใส่วงจรรขยายความนำที่มีจำหน่ายโดยทั่วไปต่อร่วมกันใน รูปแบบเฉพาะเพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรรเปลี่ยนแรงดันอินพุตเป็นกระแสเอาต์พุตที่ไม่ขึ้นตรงกับ อุณหภูมิ[21-23] หรือใช้วิธีการชดเชยผลของอุณหภูมิโดยต่อวงจรจากภายนอกเพิ่ม เช่นวงจรรที่ทำ หน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ให้ค่ากระแสเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ[24-25] และนำไปแทน แหล่งจ่ายกระแสคงที่ใน วงจรรขยายความนำก็สามารถที่จะชดเชยผลของอุณหภูมিরอบข้างที่เกิดขึ้น ในวงจรรได้ซึ่งตัวอย่างของวงจรรที่ทำได้ดังกล่าว แสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 วงจรรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยไม่ขึ้นตรงกับอุณหภูมิ[24]



รูปที่ 2.10 วงจรรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ให้ค่ากระแสเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ[25]

## 2.5 สรุป

ตามที่ได้กล่าวถึงคุณสมบัติของวงจรรขยายความนำไปแล้วนั้น พอที่จะสรุปได้ว่า วงจรรขยายความนำเป็นอุปกรณ์ที่มีการทำงานเป็นลักษณะของ “แหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน” โดยสามารถที่จะอธิบายการทำงานระหว่าง แรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุต ได้ดังนี้คือ

$$I_o = g_m V_{in}$$

โดยที่  $g_m = \frac{I_B}{2V_T}$

นั่นคือเราสามารถที่จะควบคุมค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ได้จากกระแส  $I_B$  ซึ่งเป็นกระแสไบอัสจากภายนอก และจะเห็นได้ว่า ค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรรขยายความนำ  $I_o$  แปรผันตรงกับกระแสไบอัส  $I_B$  อย่างไรก็ตามปัญหาที่พึงระมัดระวังในการออกแบบใช้งานวงจรรขยายความนำ มี 2 ประการ คือ ประการแรกการนำวงจรรขยายความนำไปใช้งานในสภาวะที่มีความแปรปรวนของอุณหภูมิ ซึ่งอิทธิพลของอุณหภูมิจะปรากฏในเทอมของ  $V_T$  และประการที่สองก็คือ ข้อจำกัดในการทำงานของสัญญาณอินพุตที่มีลักษณะเป็นสัญญาณผลต่าง ต้องมีค่าไม่เกิน  $2V_T$  หรือที่ประมาณ  $50mV$

## บทที่ 3

### วงจรสายพานกระแส

#### 3.1 บทนำ

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอวงจรขยายความนำรูปแบบใหม่ ที่สร้างขึ้น จากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์เป็นสำคัญ เพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจและ มองเห็นภาพพจน์ในการนำเสนอวงจร ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดเกี่ยวกับโครงสร้าง หลักการ ทำงานของวงจรสายพานกระแส พร้อมหลักการทรานสลิเนียร์ วงจรมิกซ์ทรานสลิเนียร์ และวงจร สะท้อนกระแส ซึ่งเป็นองค์ประกอบพื้นฐานที่สำคัญของวงจรขยายความนำแบบใหม่ ที่นำเสนอ ในวิทยานิพนธ์นี้

#### 3.2 วงจรสายพานกระแส

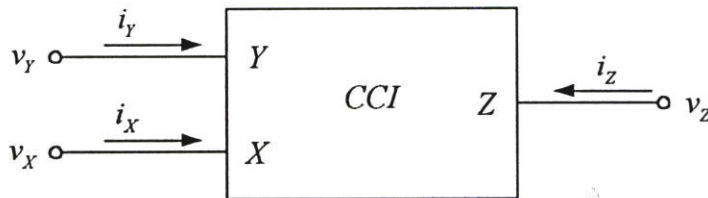
ในช่วงทศวรรษที่ผ่านมา การประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแสได้รับความสนใจจาก นักวิจัยเป็นอย่างมาก ดังจะเห็นได้จากผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอและตีพิมพ์ออกมา เป็นการนำเสนอ วงจรต่างๆที่มีการทำงานในโหมดกระแสและใช้วงจรสายพานกระแสเป็นอุปกรณ์เบื้องต้นสำหรับ ผลงานวิจัยเหล่านั้น เช่น วงจรกรองความถี่, วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์, วงจรกำเนิดสัญญาณ เป็นต้น ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากความสามารถและความคล่องตัวในการประยุกต์ใช้งาน ที่มีความหลากหลาย สำหรับการออกแบบและพัฒนาวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ความน่าสนใจอีกประการหนึ่งที่ดึงดูดบรรดา นักวิจัยและอุตสาหกรรมการผลิตวงจรอิเล็กทรอนิกส์ก็คือ ข้อได้เปรียบในการทำงานของโหมด กระแสที่มีเหนือกว่าการทำงานในโหมดแรงดัน เช่น ความถูกต้องแม่นยำของค่าอัตราขยาย สัญญาณ(gain) มีผลการตอบสนองความถี่ที่กว้างกว่าวงจรประเภทเดียวกันที่มีการทำงานในโหมด แรงดัน[26] สามารถใช้ได้กับไฟเลี้ยงวงจรระดับต่ำกว่า ซึ่งเป็นผลทำให้วงจรใช้พลังงานน้อยลงซึ่ง สอดคล้องกับเทคโนโลยีในการผลิตอุปกรณ์และชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ ที่มีแนวโน้มในการพัฒนา ขนาดของอุปกรณ์ให้เล็กลง มีราคาถูก สะดวกและคล่องตัวในการประยุกต์ใช้งาน โดยใช้เทคโนโลยี ของวงจรรวม

วงจรที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อาศัยหลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่มีโครงสร้างแบบทรานสลิเนียร์ แนวความคิดเกี่ยวกับวงจรสายพานกระแสนี้ได้ถูกนำเสนอขึ้น เป็นครั้งแรกโดย A.S. Sedra และ K.C Smith โดยกำหนดให้วงจรสายพานกระแสเป็นอุปกรณ์แบบ 3 ขั้ว และเรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 (First Generation Current Conveyor) เขียนย่อว่า CCI และอธิบายความสัมพันธ์ของตัวแปรไฟฟ้าที่ขั้วต่างๆเป็นความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ พร้อมกัน นั้นได้เสนอแนวทางในการออกแบบไว้ด้วย ต่อจากนั้นได้มีการปรับปรุงและพัฒนาคุณสมบัติ

ของวงจรพร้อมทั้งนำเสนอรูปแบบของวงจรที่มีความหลากหลายมากขึ้นเป็นลำดับตลอดมา เกิดเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ โดยในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ รวมถึงคุณสมบัติและการทำงานของวงจรเหล่านั้นเพื่อที่สามารถนำวงจรสายพานกระแสนี้ไปสร้างวงจรขยายความนำที่มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิซึ่งเป็นจุดมุ่งหมายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

### 3.2.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 (First generation current conveyor : CCI)

ในปีค.ศ.1968 K.C. Smith และ A.S. Sedra[1,27] ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสขึ้นเป็นครั้งแรก โดยให้ชื่อว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 และใช้สัญลักษณ์ว่า โดย CCI นี้เป็นอุปกรณ์แบบ 3 ขั้ว คือ ขั้ว  $X$  และ  $Y$  เป็นขั้วของสัญญาณอินพุต และขั้ว  $Z$  เป็นขั้วของสัญญาณเอาต์พุต แสดงสัญลักษณ์ตามรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1

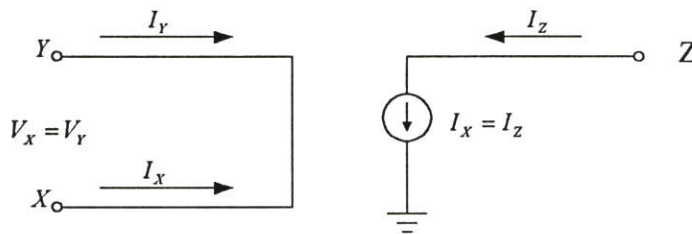
วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 มีหลักการที่สำคัญคือ การทำให้การส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว 2 ขั้วมีค่าอิมพีแดนซ์ต่างกันมาก กล่าวคือที่ขั้วอินพุตเป็นขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำมาก ในขณะที่ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วของเอาต์พุตมีค่าสูงมาก และมีอัตราการส่งผ่านกระแสจากขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุตเป็น 1

การทำงานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ กล่าวคือ ถ้ามีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมทางด้านอินพุตที่ขั้ว  $Y$  แล้วจะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าขนาดเท่ากันปรากฏที่ขั้ว  $X$  และในทำนองเดียวกันถ้ามีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขั้ว  $X$  จะทำให้มีกระแสไฟฟ้าปริมาณเท่ากันนี้ไหลผ่านขั้ว  $Y$  ด้วย และค่ากระแสไฟฟ้าค่าเดียวกันนี้จะถูกนำพา (convey) ไปยังขั้ว  $Z$  ซึ่งเป็นขั้วของสัญญาณเอาต์พุตที่ขั้ว  $Z$  นี้ มีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง สำหรับค่าแรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏที่ขั้ว  $X$  นี้จะถูกกำหนดโดยแรงดันที่ตกคร่อมขั้ว  $Y$  และค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขั้ว  $Y$  ก็จะถูกกำหนดโดยกระแสที่ไหลผ่านขั้ว  $X$  เช่นกัน นั่นหมายถึง ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขั้ว  $Y$  จะไม่ขึ้นกับค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมที่ขั้ว  $Y$  จากความสัมพันธ์ที่กล่าวมาข้างต้น สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของตัวแปรไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

เครื่องหมาย  $\pm$  แสดงความสัมพันธ์ของทิศทางการไหลของกระแสที่ขั้ว  $X$  และขั้ว  $Z$  ถ้ากระแสทั้งสองไหลในทิศทางเดียวกัน คือ ไหลเข้าหรือไหลออกจากวงจรเหมือนกันจะแทนด้วยเครื่องหมาย + เรียกว่าวงจร  $CCI$  แบบบวก แทนด้วยสัญลักษณ์  $CCI+$  แต่ในกรณีที่กระแสไหลในทิศทางตรงกันข้ามจะเรียกว่า  $CCI$  แบบลบ แทนด้วยสัญลักษณ์  $CCI-$

จากความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ตามสมการที่ 3.1 สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลของ  $CCI$  ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1

สำหรับการประยุกต์ใช้งานวงจร  $CCI$  พบว่ามีการใช้เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดกระแสที่มีช่วงการทำงานกว้าง(wideband current measuring device)[28] วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบลบ (Negative impedance converter : NIC)[29] แต่อย่างไรก็ตาม  $CCI$  ไม่สามารถประยุกต์ใช้งานได้มากนัก K.C. Smith และ A.S. Sedra จึงได้คิดค้นและพัฒนาจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 นำเสนอเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ขึ้น ซึ่งรายละเอียดจะได้มีการกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

### 3.2.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (Second generation current conveyor : CCII)

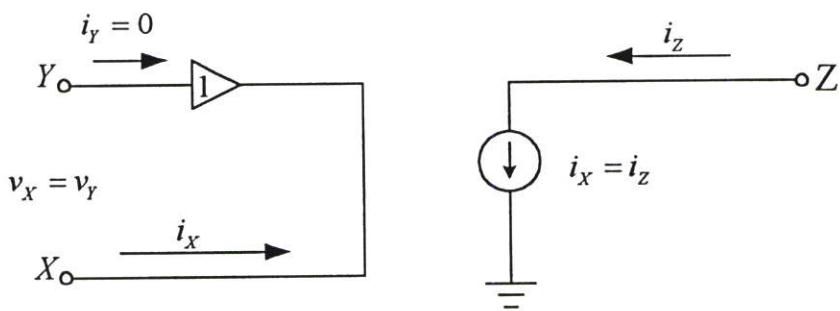
ในปี ค.ศ.1970 A.S. Sedra [30] ได้ทำการปรับปรุงค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตที่ขั้ว  $Y$  ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 จากเดิมที่มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำให้มีค่าสูงขึ้นมาๆ และเรียกววงจรสายพานกระแสที่ได้ปรับปรุงขึ้นนี้ว่า “วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2” (Second generation current conveyor :  $CCII$ ) อีกทั้งได้เสนอแนวความคิดในการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรต่างๆหลากหลายรูปแบบ เช่น วงจรรองความถี่[31-35] วงจรขยายเครื่องมือวัด (instrument amplifier)[37-38] วงจรให้กำเนิดสัญญาณ[39-40] วงจรสังเคราะห์ค่าความเหนี่ยวนำ

[41-42] เป็นต้น โดยอาศัยคุณสมบัติเฉพาะตัวที่เป็นข้อดีหลังจากที่ได้พัฒนาวงจรขึ้นมา ซึ่งก็คือ การที่วงจรถ่ายพานกระแสรุ่นที่ 2 นี้มีคุณสมบัติเป็นวงจรตามแรงดัน(voltage follower) และวงจรตามกระแส(current follower) สามารถแสดงความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของตัวแปรไฟฟ้าได้ตามสมการที่ 3.2

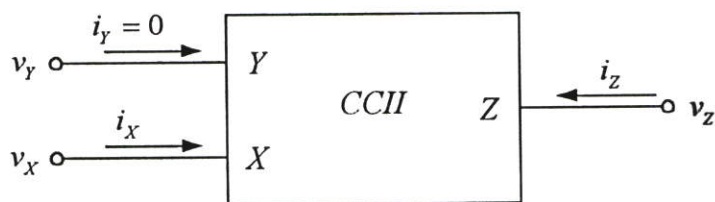
$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

จากสมการที่ 3.2 เห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขั้ว  $Y$  มีค่าเป็นศูนย์ แสดงให้เห็นว่าที่ขั้ว  $Y$  นี้มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์(high input impedance) ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้คือ เมื่อมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมที่ขั้ว  $Y$  จะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าขนาดเท่ากันปรากฏที่ขั้ว  $X$  และในทำนองเดียวกันเมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านที่ขั้ว  $X$  จะเกิดการนำพา(convey) ให้กระแสไฟฟ้านี้ไปปรากฏที่ขั้ว  $Z$  ซึ่งเป็นขั้วเอาต์พุตด้วยปริมาณที่เท่ากัน สำหรับเครื่องหมาย  $\pm$  จะใช้การพิจารณาเช่นเดียวกับในกรณีของ  $CCI$  ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น

จากความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่ขั้วต่างๆสามารถเขียนแทนด้วยวงจรสมมูลและสัญลักษณ์แทนวงจร  $CCII$  ได้ดังแสดงตามรูปที่ 3.3 และ 3.4 ตามลำดับ



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของวงจรถ่ายพานกระแสรุ่นที่ 2



รูปที่ 3.4 สัญลักษณ์ของวงจรถ่ายพานกระแสรุ่นที่ 2

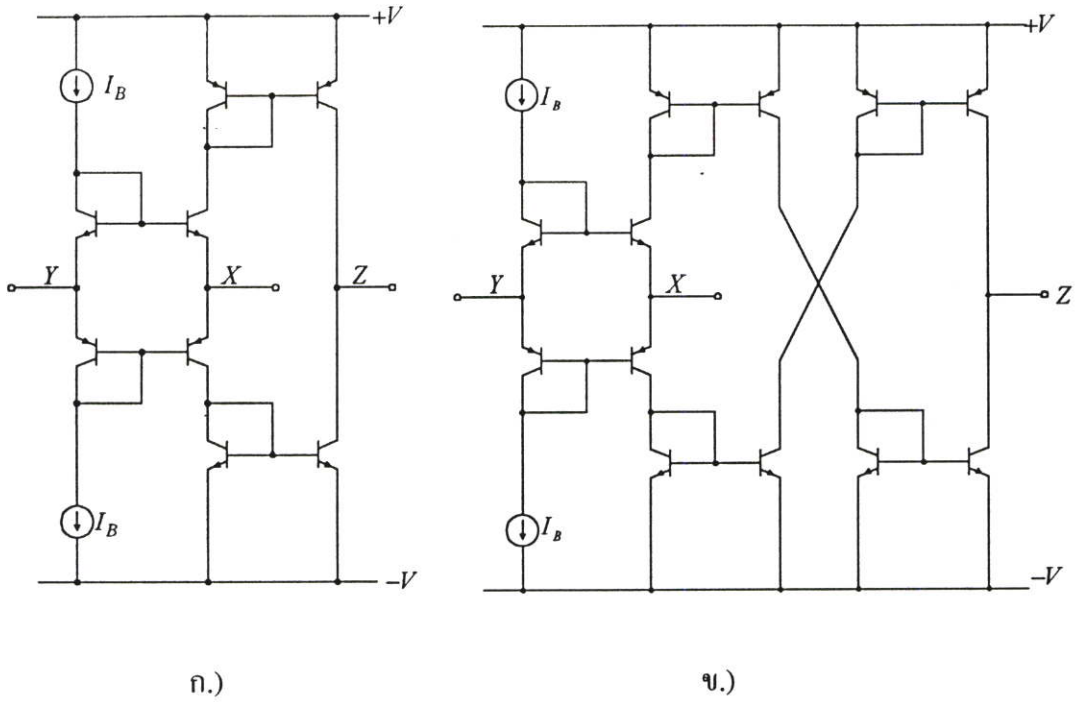
จากแนวความคิดและหลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่ได้เสนอขึ้นได้มีผู้นำแนวความคิดเหล่านี้ไปสร้างวงจรในทางปฏิบัติหลายรูปแบบ เช่น วงจรสายพานกระแสแบบปรับค่าได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์(Electronically Tunable Current Conveyor : ECCII) [43] วงจรสายพานกระแสแบบที่ใช้ OA และ OTA [44] วงจรสายพานกระแสแบบที่ใช้ OA [45] วงจรสายพานกระแสแบบที่ใช้ IC ออปแอมป์คู่ร่วมกับทรานซิสเตอร์อาร์เรย์(Transistor Array) [46-47] เป็นต้น ซึ่งโดยส่วนใหญ่แล้วนิยมสร้างวงจรสายพานกระแสขึ้นจากการนำออปแอมป์มาคู่ร่วมกับอุปกรณ์ทั้งที่เป็นแบบแอกทีฟและพาสซีฟเป็นจำนวนมาก แต่อย่างไรก็ตามวงจรสายพานกระแสดังกล่าว นั้น มีงานการทำงานที่แคบและมีผลตอบสนองทางความถี่ต่ำ [1] ต่อมา A.Fabre [48] ได้เสนอวงจรสายพานกระแสที่อาศัยหลักการของวงจรทรานสลิเนียร์คู่คู่ร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส(current mirror) ขึ้นมาและเรียกชื่อว่า “วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์” ซึ่งมีคุณลักษณะและสมรรถนะในการทำงานที่น่าสนใจ โดยรายละเอียดจะขอกกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

### 3.2.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์ [49]

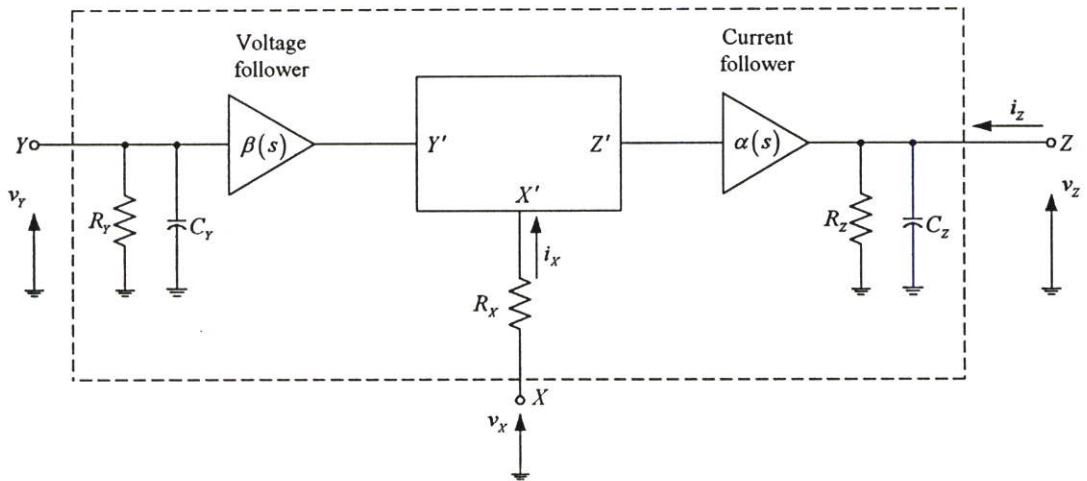
(Translinear Second Generation Current Conveyor: Translinear CCII)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์เป็นวงจรที่ได้ถูกนำเสนอขึ้นในปีค.ศ.1990 โดยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์นี้สร้างขึ้นมาจากวงจรมิกซ์ทรานสลิเนียร์(mix translinear) ที่ประกอบขึ้นมาจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์(bipolar transistor) ที่ต่อเป็นลูป(loop) ร่วมอยู่กับวงจรสะท้อนกระแส แสดงตามรูปที่ 3.5 โดยวงจรนี้ใช้ขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูงเป็นขั้ว  $Y$  และใช้ขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำเป็นขั้ว  $X$  ส่งผ่านกระแสจากขั้ว  $X$  ไปยังขั้ว  $Z$  โดยใช้วงจรสะท้อนกระแส ซึ่งที่ขั้ว  $Z$  นี้มีค่าอิมพีแดนซ์สูง วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์นี้จะมีผลตอบสนองทางความถี่ที่กว้างกว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ในรูปแบบอื่นๆ[1] อีกทั้งใช้อุปกรณ์น้อยจึงทำให้ประหยัดพื้นที่ในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

อย่างไรก็ตามในการอธิบายถึงคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์นั้นไม่สามารถอธิบายได้ด้วยวงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ตามที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.3 เนื่องจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์นั้นจะมีการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์แฝงเกิดขึ้นที่ขั้วต่างๆ รวมไปถึงค่าการส่งผ่านแรงดันและค่าการส่งผ่านกระแสมีค่าขึ้นอยู่กับความถี่ของวงจร



รูปที่ 3.5 ก.) วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์แบบบวก (CCII +)  
 ข.) วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์แบบลบ (CCII -)



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์

จากวงจรสมมูลเห็นได้ว่า ปรากฏค่าอิมพีแดนซ์แฝงขึ้นที่ขั้ว Y และ Z โดยค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นนี้ เกิดจากค่าความต้านทานต่อขนานกับตัวเก็บประจุ นอกจากนี้ที่ขั้ว X ยังพบว่ามียค่า

ความต้านทานแฝงปรากฏขึ้นเช่นกัน  $\beta(s), \alpha(s)$  คือค่าการส่งผ่านแรงดัน และค่าการส่งผ่านกระแสที่เกิดขึ้นที่ขั้ว  $Y$  และขั้ว  $Z$  ตามลำดับ โดยค่าของ  $\beta(s), \alpha(s)$  แสดงได้ดังนี้คือ

$$\beta(s) = \frac{\beta_0}{1+s/\omega_p} \quad (3.3)$$

$$\alpha(s) = \frac{\alpha_0}{1+s/\omega_\alpha} \quad (3.4)$$

โดยที่

$\beta_0, \alpha_0$  คือค่าการส่งผ่านกระแสและค่าการส่งผ่านแรงดันที่ความถี่ต่ำ ค่าทั้งสองนี้มีค่าเข้าใกล้ 1  
 $\omega_p, \omega_\alpha$  คือ โพล (pole) ของฟังก์ชันการส่งผ่านแรงดันและกระแสตามลำดับ

จากวงจรสมมูลตามรูปที่ 3.6 สามารถเขียนความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของตัวแปรไฟฟ้าที่ขั้วต่างๆ ได้ดังนี้ คือ

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/R_y // C_y & 0 & 0 \\ \beta(s) & R_x & 0 \\ 0 & \pm\alpha(s) & 1/R_z // C_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

เมื่อพิจารณาจะพบว่า ถ้า  $R_y, R_z$  มีค่าสูงมาก  $C_y, C_z, R_x$  มีค่าต่ำมาก และ  $\beta(s), \alpha(s)$  มีค่าเข้าใกล้ 1 ความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ที่ได้จะมีค่าเท่ากับสมการที่ 3.2 ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของตัวแปรไฟฟ้าที่แสดงคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบอุดมคตินั่นเอง

อย่างไรก็ตามจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์ดังกล่าว ที่มีค่าความต้านทานแฝงปรากฏขึ้นที่ขั้ว  $X$  โดยค่าความต้านทานนี้แปรผกผันกับกระแสไบอัส กล่าวคือ ค่าความต้านทาน  $R_x$  นี้จะมีค่ามากเมื่อกระแสไบอัสมีค่าต่ำๆ ในช่วงประมาณ  $1-150 \mu A$  [50] และมีค่าความต้านทานนี้จะมีค่าน้อยเมื่อกระแสไบอัสมีค่ามากๆ ต่อมา Fabre จึงมีแนวความคิดที่จะนำเอาค่าความต้านทานนี้มาให้เป็นประโยชน์ ซึ่งจากแนวความคิดนี้เองทำให้ Fabre ได้ให้คำนิยามของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่ควบคุมด้วยกระแส (second generation current controlled conveyor: CCCII) ขึ้นมา [50]

เนื่องจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่สร้างขึ้นโดย Fabre นี้สร้างขึ้นจากหลักการทรานสลิเนียร์ ดังนั้นจึงจะขอกกล่าวถึงหลักการทรานสลิเนียร์เพื่อเป็นพื้นฐานในการทำ ความเข้าใจ และวิเคราะห์วงจรขยายความนำแบบใหม่ที่จะได้นำเสนอในหัวข้อต่อไป

### 3.3 หลักการทรานสลิเนียร์ (Translinear Principle)

ในปี คศ.1975 Barrie Gilbert ได้บัญญัติคำว่า “ทรานสลิเนียร์” ขึ้นมาเพื่อใช้อธิบายถึง กลุ่มวงจรที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น เช่น วงจรคูณ(multiplier) วงจรหาร(divider) และวงจรถกกำลังสอง(squarer) เป็นต้น[51] โดยใช้ประโยชน์จากความสัมพันธ์ในลักษณะที่เป็นเชิงเส้น(linear) ระหว่างค่าทรานส์คอนดักแตนซ์(transconductance)ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กับกระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์(*transconductance linear with current*) [52] ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวนี้ได้ถูกนำไปใช้เป็นเงื่อนไขของวงจรทรานสลิเนียร์ กล่าวคือ วงจรทรานสลิเนียร์เป็นวงจรที่ประกอบไปด้วยกลุ่มของอุปกรณ์ที่ถูกต่อเรียงกันในลักษณะลูป(loop) โดยรูปแบบของอุปกรณ์จะต้องมีความสัมพันธ์ในลักษณะที่เป็นเชิงเส้นกันระหว่างค่าทรานส์คอนดักแตนซ์กับค่ากระแส

จากเงื่อนไขของวงจรทรานสลิเนียร์อุปกรณ์ที่นำมาใช้จะต้องมีคุณสมบัติของความสัมพันธ์ดังนี้คือ

$$g = \frac{dI}{dV} = aI \quad (3.6)$$

โดยที่  $g$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์(transconductance)

$a$  คือ ค่าคงที่

เมื่ออินทิเกรต สมการที่ 3.6

$$\int \frac{dI}{dV} = \int aI \quad (3.7)$$

$$\int \frac{1}{I} dI = a \int dV \quad (3.8)$$

$$\ln I = aV + C \quad (3.9)$$

$$I = b \cdot \exp(aV) \quad (3.10)$$

โดยที่  $b$  เป็นค่าคงที่

ในการออกแบบด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เมื่อพิจารณาถึงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ ( $I_c$ ) และแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ )

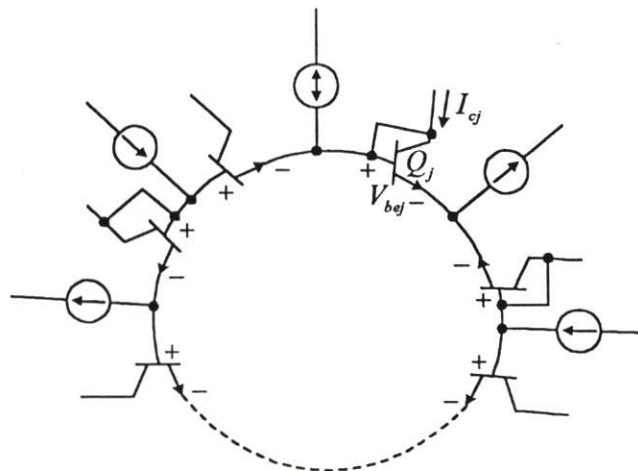
$$I_c = I_s \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (3.11)$$

เมื่อ  $I_s$  คือ ค่ากระแสอิ่มตัวย้อนกลับ(saturation current)  
 $V_T$  คือ ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ(thermal voltage) มีค่าเท่ากับ  $kT/q$  หรือประมาณ 26 มิลลิโวลต์ ที่อุณหภูมิ 300 เคลวิน

ในทางปฏิบัติส่วนมากแล้วพจน์ “-1” ในวงเล็บสามารถละทิ้งได้ โดยพจน์ -1 นี้จะถูกนำมาพิจารณาก็ต่อเมื่อวงจรทำงานที่กระแสต่ำๆ หรือที่อุณหภูมิสูงๆ และเมื่อทำการหาอนุพันธ์ของสมการที่3.11 จะได้ความสัมพันธ์แสดงตามสมการที่3.12

$$\frac{dI_c}{dV_{BE}} = g_m = \frac{I_c}{V_T} \quad (3.12)$$

เมื่อ  $g_m$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในอุดมคติ ซึ่งเห็นได้ว่ามีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับค่ากระแสคอลเลคเตอร์  
 ดังนั้นทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์จึงเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่มีความเหมาะสมในการนำมาออกแบบสร้างเป็นวงจรทรานสลิเนียร์



รูปที่3.7 ทรานสลิเนียร์รูป

พิจารณาวงปิด(closed-loop) ที่มีรอยต่อพีเอ็นที่ได้รับการไบอัสตรงอยู่เป็นจำนวนคู่ โดยแบ่งรอยต่อเหล่านี้ออกเป็น 2 กลุ่มด้วยกันคือ รอยต่อพีเอ็นที่ได้รับการไบอัสจนวนมีแรงดันตกคร่อมในทิศทางตามเข็มนาฬิกา(clockwise: CW) และรอยต่อพีเอ็นที่ได้รับการไบอัสจนวนมีแรงดันตกคร่อมในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (counterclockwise: CCW) แสดงตามรูปที่4.3

สำหรับรอยต่อพี-เอ็นที่กล่าวมาแล้วข้างต้นอาจจะเป็นรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์หรือจะเป็นไดโอดก็ได้ ณ.ที่นี้จะใช้รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ จากรูปที่4.3 เมื่อทำการรวมค่าแรงดันเบสอิมิตเตอร์รอบวงตามกฎของเคอร์ชอร์ฟ(Kirchoff Voltage Law: KVL) จะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$\sum_{j=1}^N V_{BE} = 0 \quad (3.13)$$

หรือ

$$\sum_{CW} V_{BE_j} = \sum_{CCW} V_{BE_j} \quad (3.14)$$

เมื่อ

$$V_{BE_j} = V_T \ln \left[ \frac{I_{c_j}}{I_{s_j}} \right] \quad (3.15)$$

หรือ

$$V_{BE_j} = \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{I_{c_j}}{I_{s_j}} \right] \quad (3.16)$$

เมื่อ	$V_{BE_j}$	คือแรงดันตกคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ $j$ (V)
	$I_{c_j}$	คือกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ $j$ (A)
	$V_T$	คือแรงดันเชิงอุณหภูมิ
	$k$	คือค่าคงที่ของโบลซ์มานน์(Boltzmann's constant)มีค่าเท่ากับ $1.38 \times 10^{-23}$ (J/K)
	$T$	คือค่าของอุณหภูมิ (K)
	$q$	คือค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน มีค่าเท่ากับ $1.62 \times 10^{-19}$ (C)

แทนสมการที่3.16 ลงในสมการที่3.14 ได้ความสัมพันธ์แสดงตามสมการที่3.17

$$\sum_{CW} \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{I_{c_j}}{A_j} \right] = \sum_{CCW} \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{I_{c_j}}{A_j} \right] \quad (3.17)$$

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าพารามิเตอร์ที่เท่ากันทุกประการ และ  $J_s$  มีค่าเท่ากัน เนื่องจากผลของเทคโนโลยีของวงจรรวม ยกเว้นเพียงค่าพื้นที่อิมีเตอร์เท่านั้น ซึ่งจะได้ว่า

$$\sum_{CW} \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{I_{c_j}}{A_j} \right] = \sum_{CCW} \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{I_{c_j}}{A_j} \right] \quad (3.18)$$

และจากข้อได้เปรียบอีกประการหนึ่งของวงจรรวมก็คือทรานซิสเตอร์ทุกตัวถูกสร้างขึ้นโดยกระบวนการผลิตและในเวลาเดียวกันได้รับอุณหภูมิที่มีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุดทำให้สามารถหักล้างเทอม  $\frac{kT}{q}$  ออกไปได้ นั่นก็หมายถึงจะไม่มีคิดผลอันเนื่องของอุณหภูมิ ซึ่งสามารถจัดรูปสมการที่ 3.18 ได้ แสดงตามสมการที่ 3.19 ดังนี้คือ

$$\sum_{CW} \ln \left[ \frac{I_{c_j}}{A_j} \right] = \sum_{CCW} \ln \left[ \frac{I_{c_j}}{A_j} \right] \quad (3.19)$$

โดยที่  $\frac{I_{c_j}}{A_j}$  คือ ค่าความหนาแน่นกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์

และจากสมการที่ 3.19

$$\left[ \ln \left( \frac{I_{c1}}{A_1} \right) + \ln \left( \frac{I_{c2}}{A_2} \right) + \dots + \ln \left( \frac{I_{c_j}}{A_j} \right) \right]_{CW} = \left[ \ln \left( \frac{I_{c1}}{A_1} \right) + \ln \left( \frac{I_{c2}}{A_2} \right) + \dots + \ln \left( \frac{I_{c_j}}{A_j} \right) \right]_{CCW} \quad (3.20)$$

อาศัยคุณสมบัติของลอการิทึม (logarithm)  $\ln m \cdot n = \ln m + \ln n$

ดังนั้นสมการที่ 3.20 เขียนให้อยู่ในรูปของผลคูณของความหนาแน่นของกระแส ได้ดังนี้คือ

$$\prod_{CW} \frac{I_{c_j}}{A_j} = \prod_{CCW} \frac{I_{c_j}}{A_j} \quad (3.21)$$

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้น พอที่จะสรุปหลักการทรานสลิเนียร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้ว่า “ผลคูณของความหนาแน่นกระแสในทิศทางตามเข็มนาฬิกาจะมีค่าเท่ากับผลคูณของค่าความหนาแน่นกระแสในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ” [51]



$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (3.22)$$

จากรูปเห็นว่า มีแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัวที่เหมือนกันทำหน้าที่ไปอัสให้ทรานซิสเตอร์ และกำหนดให้ทรานซิสเตอร์มีค่าเบต้า สูงกว่า 1 มากๆ ผลที่ได้ก็คือ

$$I_1 = I_3 = I_B \quad (3.23)$$

สามารถเขียนสมการที่ 3.22 ได้ใหม่เป็น

$$I_2 I_4 = I_B^2 \quad (3.24)$$

พิจารณาที่จุด  $B$  จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_{in}$  และ  $I_2, I_4$  เป็นไปตามสมการ 3.25 และ 3.26 ตามลำดับ

$$I_2 = I_4 - I_{in} \quad (3.25)$$

หรือ

$$I_4 = I_2 + I_{in} \quad (3.26)$$

แทนสมการที่ 3.25 ลงใน สมการที่ 3.24 ได้ว่า

$$(I_4 - I_{in}) I_4 = I_B^2$$

$$I_4^2 - I_4 I_{in} = I_B^2$$

$$I_4^2 - I_4 I_{in} - I_B^2 = 0 \quad (3.28)$$

แทนสมการที่ 3.26 ลงในสมการที่ 3.24 จะมีค่าเป็นไปตามสมการที่ 3.28

$$I_2 (I_2 + I_{in}) = I_B^2$$

$$I_2^2 + I_2 I_{in} = I_B^2$$

$$I_2^2 + I_2 I_{in} - I_B^2 = 0 \quad (3.28)$$

แก้สมการที่ 3.27 และสมการที่ 3.28 เพื่อหาค่า  $I_2, I_4$

$$I_4 = \frac{1}{2} \left[ \left( I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{\frac{1}{2}} + I_{in} \right] \quad (3.29)$$

และ

$$I_2 = \frac{1}{2} \left[ \left( I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{\frac{1}{2}} - I_{in} \right] \quad (3.30)$$

วงจรนี้มี 2 พอร์ต คือ พอร์ตที่มีความต้านทานสูงที่จุด  $A$  และมีความต้านทานต่ำที่จุด  $B$  และประพฤติกรรมเป็นวงจรตามแรงดัน(voltage follower)[30] ที่มีสัปดาห์คร่อมที่จุด  $A$  และ  $B$  แปรผันตามกระแส  $I_{in}$  ที่ไหลเข้าจุด  $B$  โดยมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ 3.31

$$\begin{aligned} V_B - V_A &= -V_{BE_2} + V_{BE_1} \\ &= -V_{T_2} \ln \frac{I_2}{I_{s_2}} + V_{T_1} \ln \frac{I_1}{I_{s_1}} \end{aligned} \quad (3.31)$$

จากการที่กำหนดให้ทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ จะได้ว่า  $V_{T_1} = V_{T_2}, I_{s_1} = I_{s_2}$  และ  $V_B - V_A = V_{BA}$  ดังนั้น สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ตามสมการที่ 3.32

$$V_{BA} = -V_T \ln \frac{I_2}{I_1} \quad (3.32)$$

แทนค่า  $I_1 = I_B$  และ  $I_2$  จากสมการที่ 3.30 ลงในสมการที่ 3.32 แสดงความสัมพันธ์ได้ตามสมการที่ 3.33

$$V_{BA} = -V_T \ln \left\{ \frac{1}{2I_B} \left[ \left( I_{in}^2 + 4I_B^2 \right)^{\frac{1}{2}} - I_{in} \right] \right\}$$

หรือ

$$V_{BA} = -V_T \ln \left[ \left( 1 + \frac{I_{in}^2}{4I_B^2} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{I_{in}}{2I_B} \right] \quad (3.33)$$

เมื่อ  $I_{in} \ll 2I_B$  จะได้ว่า  $\left(1 + \frac{I_{in}^2}{4I_B^2}\right)^{\frac{1}{2}} \approx 1$

นั่นคือ สามารถที่จะประมาณค่าสมการที่ 3.33 ได้ตามสมการที่ 3.34

$$V_{BA} = -V_T \ln \left[ 1 + \left( \frac{I_{in}}{2I_B} \right) \right] \quad (3.34)$$

พิจารณาพจน์  $\ln \left[ 1 + \left( \frac{-I_{in}}{2I_B} \right) \right]$  พบว่าสามารถใช้อนุกรมกำลัง Taylor's Series ในการประมาณค่า  
ดังนี้คือ

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots \quad (3.35)$$

ดังนั้นสามารถประมาณพจน์  $\ln \left[ 1 + \left( \frac{-I_{in}}{2I_B} \right) \right]$  ได้ตามสมการที่ 3.36

$$\begin{aligned} \ln \left[ 1 + \left( \frac{-I_{in}}{2I_B} \right) \right] &= \frac{-I_{in}}{2I_B} - \frac{1}{2} \left( \frac{-I_{in}}{2I_B} \right)^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{-I_{in}}{2I_B} \right)^3 - \dots \\ &\approx \frac{-I_{in}}{2I_B} \end{aligned} \quad (3.36)$$

เนื่องจากพจน์ที่ 2 เป็นต้นไป มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับพจน์แรก  
แทนค่าสมการที่ 3.36 ลงใน สมการที่ 3.34 จะได้ว่า

$$V_{BA} = -V_T \left( \frac{-I_{in}}{2I_B} \right)$$

หรือ

$$V_{BA} = \frac{V_T}{2I_B} I_{in} \quad (3.37)$$

จากความสัมพันธ์นี้ แสดงให้เห็นถึงค่าความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กที่มองเข้ามาที่จุด B ว่ามีค่า  
แสดงตามสมการที่ 3.38

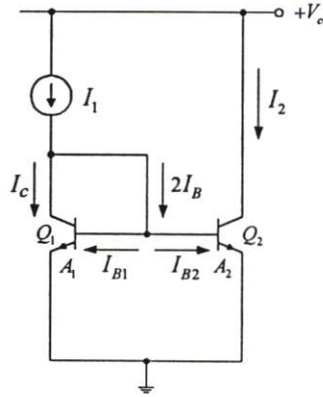
$$R_m = \frac{V_{BA}}{I_m} = \frac{V_T}{2I_B} \quad (3.38)$$

พิจารณาสมการที่ 3.38 เห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นนี้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามกระแสไบอัสของวงจร ซึ่งค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นนี้จะมีค่าแตกต่างกันระหว่างวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์ และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบที่มีการควบคุมได้ด้วยกระแส (CCCII)[50] กล่าวคือค่าความต้านทานนี้จะขึ้นอยู่กับการใช้กระแสไบอัสวงจรที่แตกต่างกัน เนื่องจากในวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์ นั้นต้องการให้ค่าความต้านทานนี้มีค่าน้อย จึงจำเป็นที่จะต้องใช้กระแสไบอัสวงจรสูง ในขณะที่วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบที่ควบคุมได้ด้วยกระแสนั้น ต้องการนำเอาคุณสมบัติของค่าความต้านทานที่ปรับค่าได้นี้ไปประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้กระแสไบอัสวงจรต่ำนั่นเอง โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะขอมุ่งเน้นการใช้งานเฉพาะวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์เท่านั้น จึงใช้กระแสไบอัสตามวิธีการของ A.Fabre[54] ที่  $600 \mu A$

### 3.3.2 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror)

วงจรสะท้อนกระแส เป็นวงจรพื้นฐานที่มีการใช้งานมากในวงรวมแบบอนาล็อก ซึ่งส่วนใหญ่ใช้ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสหรือดึงกระแสให้กับวงจรในส่วนต่างๆ แทนที่จะใช้แหล่งจ่ายกระแส (current source) โดยตรง ทั้งนี้เนื่องจากค่ากระแสที่ได้จากวงจรสะท้อนกระแสนั้นมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรหรืออุณหภูมิและมีค่าความต้านทานเอาต์พุตสูง [54] วงจรสะท้อนกระแสมีหลายแบบด้วยกันไม่ว่าจะเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว หรือแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ (diode-transistor current mirror) ถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ.1965 โดย R.J. Widler[55] โดยค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสะท้อนกระแสแบบนี้มีความคลาดเคลื่อนไปจากกระแสอ้างอิง (reference current) จากนั้นในปี ค.ศ.1968 G.R. Wilson ได้นำเสนอวงจรสะท้อนกระแสแบบที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 3 ตัวหรือเรียกวงจรสะท้อนกระแสแบบนี้ว่า วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson เพื่อปรับปรุงวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัวที่มีอยู่เดิมเพื่อให้ค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับกระแสเอาต์พุตมากที่สุด (อัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง) ซึ่งวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson นี้สามารถลดผลของกระแสเบสที่ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นในวงจรสะท้อนกระแสแบบ 2 ตัวได้ นอกจากนี้วงจรแบบ Wilson นี้ยังมีค่าความต้านทานเอาต์พุตที่สูงกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบเดิมอีกด้วย [56] จากนั้นยังได้มีการนำเสนอวงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 4 ตัว โดยพัฒนาขึ้นมาจากวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson เพื่อลดผลของเบสวิตช์มอดูเลชัน (base-width modulation) คุณสมบัติโดยทั่วไปยังคงเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson แต่มีอัตราขยายกระแสที่แม่นยำมากขึ้น [57]

เมื่อพิจารณาถึงโครงสร้างภายในของวงจรถ่ายภาพกระแสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ไม่ว่าจะในส่วนของการจ่ายกระแสไบอัสให้กับวงจรมิกซ์ทรานสลิเนียร์หรือในส่วนของวงจรถ่ายภาพกระแสต่างก็อาศัยวงจรถ่ายภาพกระแสทั้งสิ้น ดังนั้นจึงขอกล่าวถึงวงจรถ่ายภาพกระแสพอสั่งแบบเพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจและวิเคราะห์เพื่อศึกษาการทำงาน



รูปที่ 3.9 วงจรถ่ายภาพกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

พิจารณาวงจรที่แสดงตามรูปที่ 3.9 ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถูกต่อในลักษณะของไดโอดโดยต่อขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์เข้าด้วยกัน ทำให้แรงดันตกคร่อมขาคอลเลกเตอร์-เบส ( $V_{CB}$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์ ด้วยลักษณะเช่นนี้ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ก็ยังอยู่ในช่วงการทำงานปกติ (forward active region) ทั้งนี้เพราะแรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์-เบส ( $V_{CB}$ ) นั้นเพียง  $V_{BE}$  จากแรงดันตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) ก็เพียงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้แล้ว กำหนดให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการและสมมติให้ความต้านทานขาออกมีค่าสูงมากจนไม่ต้องคำนึงถึง สามารถอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน  $V_{BE}$  กับ กระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_{BE1} &= \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{I_{C1}}{J_{s1} A_1} \right] \\
 &= \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{I_1}{J_{s1} A_1} \right]
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{BE}$  กับ  $I_C$  ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ได้รับความสัมพันธ์ดังนี้คือ

$$V_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{I_2}{J_{s2} A_2} \right] \quad (3.40)$$

โดยที่  $J_s$  คือ ค่าความหนาแน่นของกระแสอิ่มตัว ( $A/cm^2$ )

และ  $A$  คือ พื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ( $cm^2$ )

ในสมการที่ 3.39 และ 3.40 ทำการละทิ้งกระแสที่ไหลเข้าขาเบสเป็นผลทำให้กระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_1$  มีค่าประมาณเท่ากับกระแสจากแหล่งจ่ายไฟอ้างอิง และเมื่อพิจารณาถึงแรงดันตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์พบว่า

$$V_{BE1} = V_{BE2} \quad (3.41)$$

แทนสมการที่ 3.39 และ 3.40 ลงในสมการที่ 3.41

$$\frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_1}{J_{s1} A_1} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_2}{J_{s2} A_2} \right) \quad (3.42)$$

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ยกเว้นพื้นที่ของอิมิตเตอร์ นั่นคือ

$$\frac{I_2}{A_2} = \frac{I_1}{A_1} \quad (3.43)$$

หรือเมื่อเป็นการพิจารณาวงจรสะท้อนกระแสโดยอาศัยหลักการทรานสลิเนียร์ เห็นได้ว่าวงจรนี้ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  โดยรอยต่อพี-เอ็นของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีทิศทางทวนเข็มและตามเข็มนาฬิกาตามลำดับ ซึ่งสามารถใช้หลักการของวงจรทรานสลิเนียร์มาวิเคราะห์วงจรได้ดังนี้คือ

$$\prod_{CW} \frac{I_{c_j}}{A_j} = \prod_{CCW} \frac{I_{c_j}}{A_j} \quad (3.44)$$

$$\frac{I_2}{A_2} = \frac{I_1}{A_1} \quad (3.45)$$

เห็นได้ว่าสมการที่ 4.43 ให้ผลเช่นเดียวกับเมื่อพิจารณาโดยหลักการของทรานสลิเนียร์ในสมการที่ 3.21 วงจรสะท้อนกระแสยังเป็นตัวอย่างการปรับค่าอัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์เพื่อปรับอัตราขยายกระแสที่ชัดเจน นอกจากนี้ความสัมพันธ์ที่ได้ไม่ขึ้นกับค่าอุณหภูมิรอบข้างและความหนาแน่นกระแส  $J_s$  และค่ากระแส  $I_1$  และ  $I_2$  จะยังคงถูกต้องตรงเท่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าความนำกับกระแสยังคงเป็นความสัมพันธ์แบบเชิงเส้น ซึ่งสำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะครอบคลุมการทำงานมากกว่า 6 เดคาเด (decade) ที่อุณหภูมิสูงถึงหลายร้อยองศาเซลเซียส [14]

### 3.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงแนวคิดและหลักการเบื้องต้น รวมไปถึงประโยชน์พร้อมทั้งยกตัวอย่างการนำไปประยุกต์ใช้งานของวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ เพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจถึงวิทยานิพนธ์นี้ โดยเริ่มต้นจะเป็นการกล่าวแนะนำถึงวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 (CCI) วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (CCH) และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่มีโครงสร้างแบบทรานสลิเนียร์ (translinear CCH) เป็นลำดับ วงจรที่ได้กล่าวถึงเหล่านี้มีทั้งชนิดบวกและลบ โดยการพิจารณาทิศทางการไหลของกระแสที่ขั้ว  $X$  และขั้ว  $Z$  เป็นสำคัญ โครงสร้างของวงจรสายพานกระแสเหล่านี้มีหลายรูปแบบด้วยกัน ในวิทยานิพนธ์นี้ได้มุ่งเน้นเฉพาะวงจรสายพานกระแสแบบที่อาศัยเทคนิคของทรานสลิเนียร์เป็นสำคัญ ทั้งนี้เนื่องจากหลักการทรานสลิเนียร์นี้ช่วยให้วงจรต่างๆ สามารถทำงานในโหมดกระแสได้ดีที่สุดเท่าที่วงจรนั้นๆ จะพึงทำได้ [1] และวงจรที่มีการทำงานในโหมดกระแส นั้น สามารถให้คุณสมบัติที่ดีกว่าวงจรเดียวกันที่มีการทำงานในโหมดแรงดัน หลายประการด้วยกัน เช่น ตอบสนองความถี่ได้สูง พิสัยพลวัตกว้าง มีความแม่นยำ ความเร็วสูง และกินพลังงานต่ำ [26]

## บทที่ 4

# วงจรรขยายความนำแบบใหม่และการปรับปรุงโครงสร้างของ วงจรรขยายความนำแบบเดิมโดยใช้วงจรรดาร์ลิ่งตัน

### 4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เป็นการแสดงหลักการและแนวคิดของการนำเอาวงจรรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์และวงจรมิกซ์ทรานสลิเนียร์มาประกอบขึ้นเป็นวงจรรขยายความนำแบบใหม่ จากนั้นจะกล่าวถึงการวิเคราะห์การทำงานและคุณสมบัติของวงจรรขยายความนำแบบใหม่นี้ รวมทั้งได้นำเสนอวิธีการปรับปรุงวงจรรขยายความนำแบบเดิมที่มีโครงสร้างเป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียลโดยเพิ่มวงจรรดาร์ลิ่งตันเข้าไปในส่วนรับสัญญาณอินพุตเพื่อให้วงจรมีความสามารถในการรับสัญญาณอินพุตได้มากขึ้น พร้อมทั้งได้แสดงผลเลียนแบบการทำงานและผลการทดลองต่อวงจรรจริงไว้ด้วย

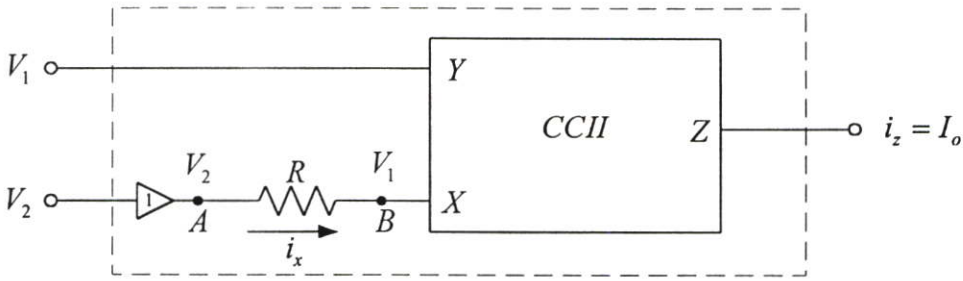
### 4.2 หลักการและแนวคิดในการออกแบบ

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการสร้างวงจรรขยายความนำโดยอาศัยวงจรรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 เป็นสำคัญ ทั้งนี้เนื่องจากเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์เชิงเมตริกส์ของตัวแปรไฟฟ้าที่ขั้วต่างๆของวงจรรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ซึ่งแสดงไว้ตามสมการที่ 4.1

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์เชิงเมตริกส์ ที่ขั้ว  $Y$  ไม่มีกระแสไหลเข้า นั่นก็หมายถึงที่ขั้ว  $Y$  นี้มีค่าอิมพีแดนซ์สูงมาก และเอาต์พุตที่ขั้ว  $Z$  เป็นกระแส มีเพียงค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้ว  $X$  เท่านั้นที่มีค่าต่ำ จึงมีแนวคิดที่ปรับปรุงค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้ว  $X$  ให้มีค่าสูงขึ้น โดยการเพิ่มโวลต์เดจบัฟเฟอร์เข้าไป (แม้ว่าในความเป็นจริงวงจรรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 หรือวงจรรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบควบคุมได้ด้วยกระแส (CCCII) สามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจรรขยายความนำได้อยู่แล้วก็ตาม แต่เนื่องจากที่ขั้ว  $X$  ไม่ได้เป็นโวลต์เดจบัฟเฟอร์ ดังนั้นวงจรรสายพานกระแสจะทำหน้าที่เป็นวงจรรขยายความนำได้สมบูรณ์ได้ในกรณีที่ต่อความต้านทานลงกราวด์ที่ขั้ว  $X$  เท่านั้น) เพื่อให้สอดคล้องกับคุณสมบัติของวงจรรขยายความนำ และใช้ค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ภายนอกในการปรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ เพื่อให้วงจรรนี้สามารถทำงานเป็นวงจรรขยายความนำได้

แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรถ่ายความนำได้ตามรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถ่ายความนำ

อธิบายการทำงานของบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 4.1 ได้ดังนี้คือเมื่อป้อนแรงดัน  $V_1$  และ  $V_2$  ให้กับวงจรถ่ายความนำที่ขั้ว  $Y, X$  ตามลำดับ ที่ตำแหน่ง  $B$  จะปรากฏค่าแรงดันเท่ากับ  $V_1$  (เนื่องจากคุณสมบัติของการเป็นวงจรถ่ายความนำตามแรงดันระหว่างขั้ว  $Y$  และ  $X$  ของวงจรถ่ายความนำกระแสรุ่นที่ 2) และที่ตำแหน่ง  $A$  จะปรากฏแรงดันเท่ากับ  $V_2$  ผลจากการที่มีแรงดันตกคร่อมค่าความต้านทานทำให้เกิดกระแสไหลผ่านค่าความต้านทานนี้ ค่ากระแสที่ไหลนี้เรียกว่า  $i_x$  และด้วยคุณสมบัติของการเป็นวงจรถ่ายความนำระหว่างขั้ว  $X$  และ  $Z$  ทำให้กระแส  $i_x$  นี้ไหลไปปรากฏที่ขั้ว  $Z$  ในปริมาณที่เท่ากันได้เป็นกระแสเอาต์พุต หรือสามารถแสดงความสัมพันธ์ของตัวแปรไฟฟ้าระหว่างค่าแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้คือ

$$I_o = i_x = \frac{V_2 - V_1}{R}$$

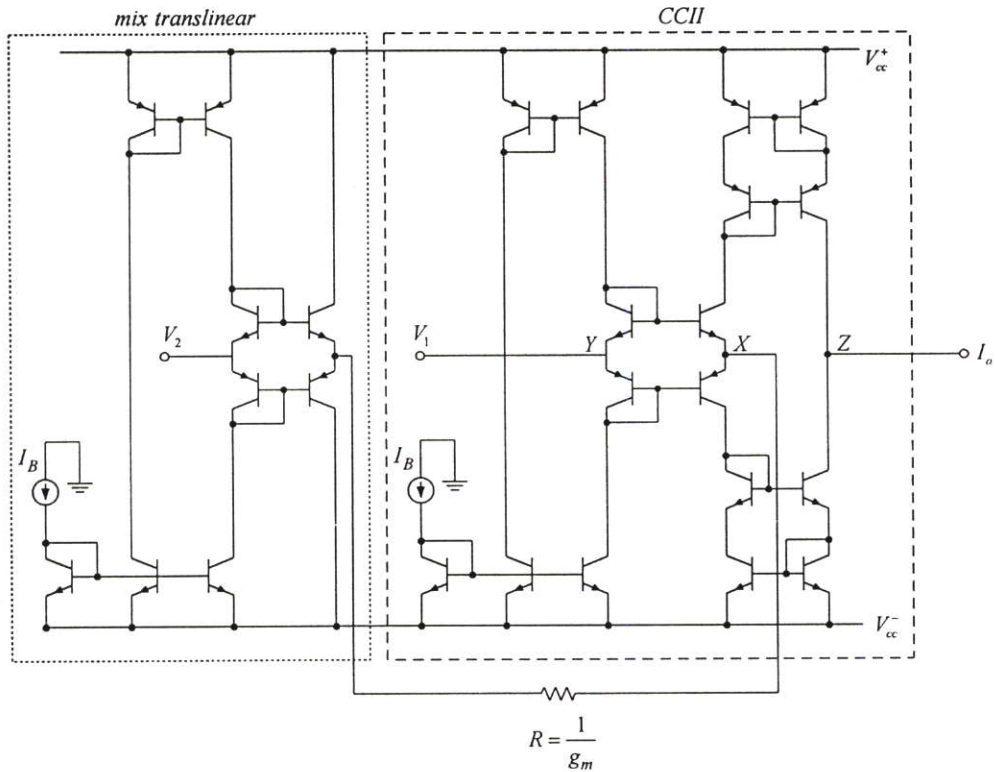
$$I_o = g_m (V_2 - V_1) \quad (4.2)$$

โดยที่  $g_m = \frac{1}{R}$  คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรถ่ายความนำ (4.3)

จากสมการเหล่านี้ พบว่าสอดคล้องกับสมการของวงจรถ่ายความนำที่ใช้กันโดยทั่วไป แต่ในสมการที่ 4.2 และสมการที่ 4.3 นั้น ไม่ปรากฏเทอมของแรงดันเชิงอุณหภูมิดังเช่นสมการจากวงจรถ่ายความนำแบบเดิม แสดงให้เห็นว่าวงจรถ่ายความนำนี้มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ สามารถที่จะนำไปใช้งานได้ในที่ที่สถานะแวดล้อมทางอุณหภูมิแตกต่างกันได้ และเนื่องจากวงจรถ่ายความนำที่ได้นำเสนอนี้อาศัยวงจรมิกซ์ทรานสลิเนียร์และวงจรถ่ายความนำกระแสรุ่นที่ 2 ในขณะที่วงจรถ่ายความนำแบบเดิมอาศัยวงจรถ่ายความนำแบบเรนเซียล ซึ่งมีข้อจำกัดสำหรับขนาดของสัญญาณอินพุตสำหรับการ

ทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้นที่ค่าความแตกต่างแรงดันอินพุตไม่เกิน  $50mV$  จึงทำให้วงจรขยายความนำที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไม่มีข้อจำกัดสำหรับขนาดของสัญญาณอินพุตดังเช่น วงจรขยายความนำแบบเดิม

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายความนำในรูปที่4.1เมื่อสร้างให้อยู่ในรูปแบบของวงจรรวม แสดงตามรูปที่4.2

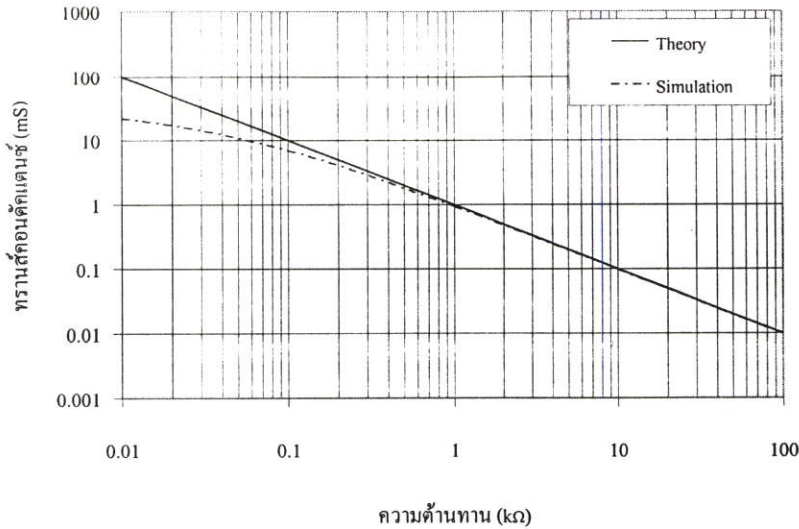


รูปที่4.2 โครงสร้างของวงจรขยายความนำที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

### 4.3 การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

เพื่อที่จะตรวจสอบคุณสมบัติและความสามารถในการทำงานของวงจรขยายความนำที่ได้นำเสนอในรูปที่4.2 จึงได้เลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมสไปซ์(SPICE) โดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น เบอร์ NR100 และทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีเบอร์ PR100 [58] ใช้กระแสไบอัสที่  $600\mu A$  และใช้ไฟเลี้ยงวงจรมีค่าเท่ากับ  $\pm 5V$

เริ่มต้นเป็นการตรวจสอบค่าความต้านทานและค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร โดยการป้อนแรงดันอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่  $10kHz$  ขนาด  $100mV_{p-p}$  ที่ขั้ว X ส่วนที่ขั้ว Y นั้นต่อลงกราวด์ จากนั้นเปลี่ยนค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ภายนอกตั้งแต่  $1\Omega - 100k\Omega$  วัดค่ากระแสเอาต์พุตเพื่อคำนวณหาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร แสดงผลตามรูปที่4.3



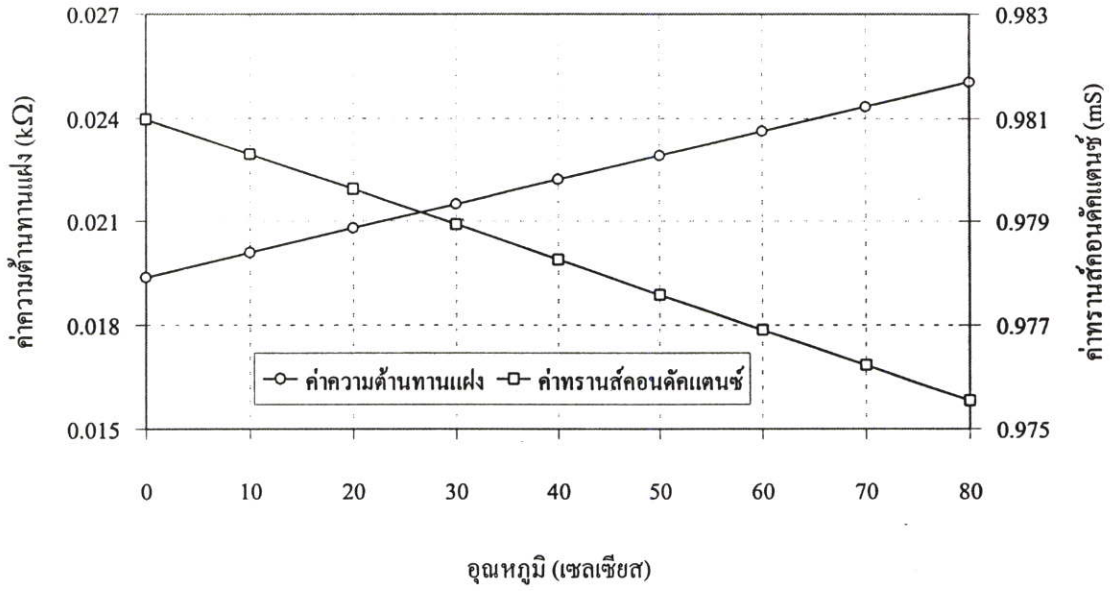
รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานและค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร

ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ได้จากการเขียนแบบพบว่าที่ค่าความต้านทานประมาณ  $1k\Omega$  ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ได้มีค่าเท่ากับค่าในทางทฤษฎีตามสมการที่ 4.3 แต่ในกรณีที่ค่าความต้านทานมีค่าน้อยๆจะมีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้น

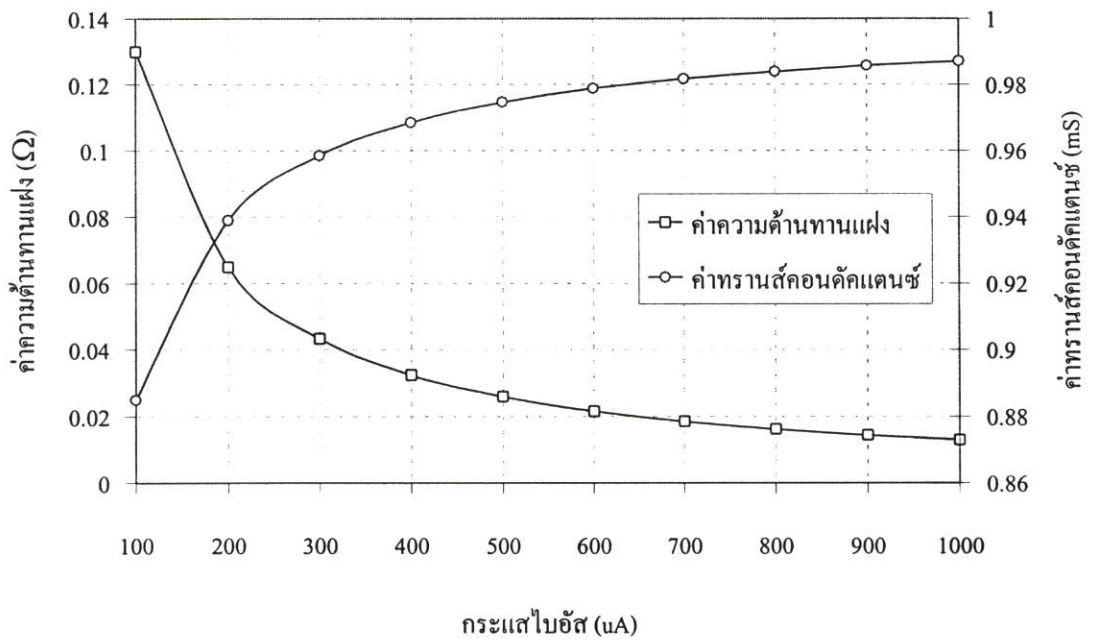
ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นนี้เป็นผลจากค่าความต้านทานแฝง(parasitic resistance) เกิดขึ้นที่ขั้ว  $x$  ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 และวงจรมิคซ์ทรานสลิเนียร์ที่เพิ่มเข้าเพื่อทำหน้าที่เป็นวงจร โวลเตจบัฟเฟอร์ ค่าความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นนี้สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.38)

$$R_{in} = R_x = \frac{V_T}{2I_B}$$

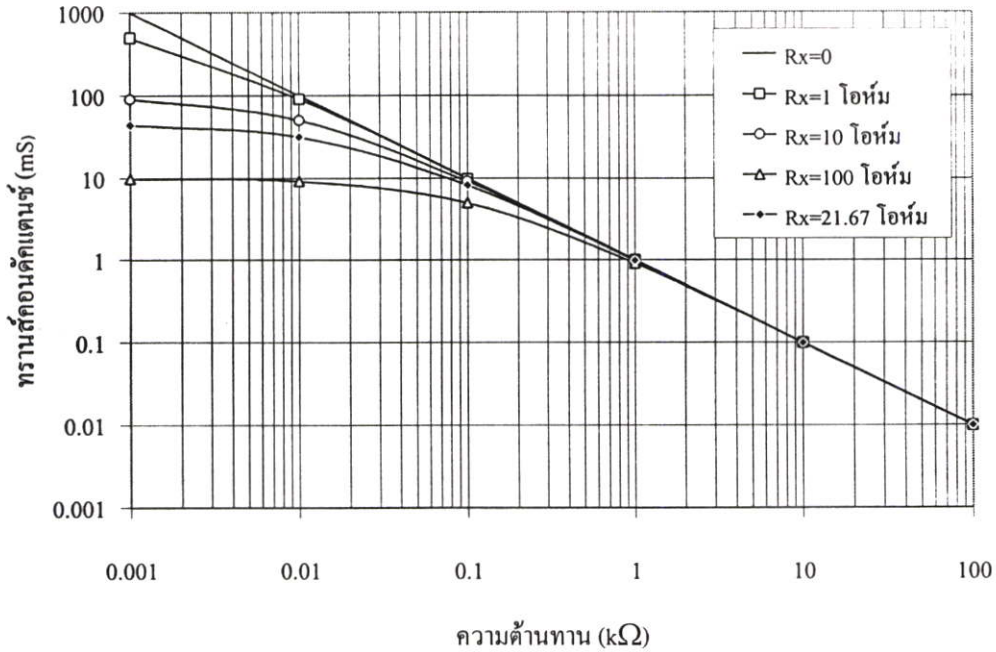
เมื่อกระแสไบอัส  $I_B = 600\mu A$  และ  $V_T = 26mV$  ที่อุณหภูมิ  $300K$  ซึ่งจะได้ว่าค่าความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นนี้จะมีค่าเท่ากับ  $21.67\Omega$  เมื่อพิจารณาพบว่าค่าความต้านแฝงที่เกิดขึ้นนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงเมื่อกระแสไบอัสและอุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง  $\left(V_T = \frac{kT}{q}\right)$  ซึ่งจะทำให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรในทางปฏิบัตินี้มีค่าเท่ากับส่วนกลับของผลรวมระหว่างค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ภายนอกและค่าความต้านแฝงที่เกิดขึ้น  $\left(g_m = \frac{1}{R + R_x}\right)$  โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ กระแสไบอัส ค่าความต้านแฝง และค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรแสดงตามรูปที่ 4.4 และ 4.5 เป็นลำดับ



รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิ ค่าความต้านทานแฝง และค่าทรานส์คอนคัคแตนซ์

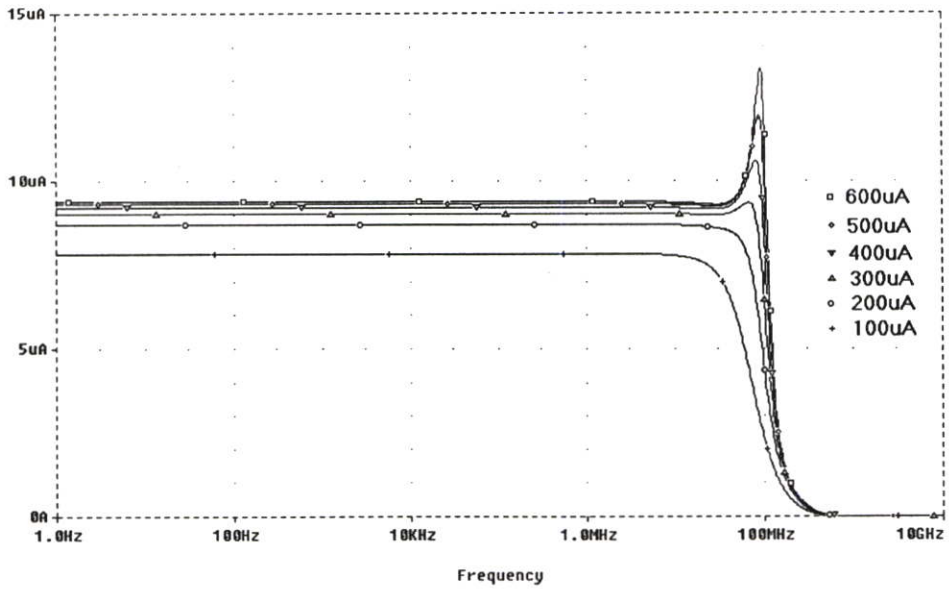


รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส ค่าความต้านทานแฝง และค่าทรานส์คอนคัคแตนซ์

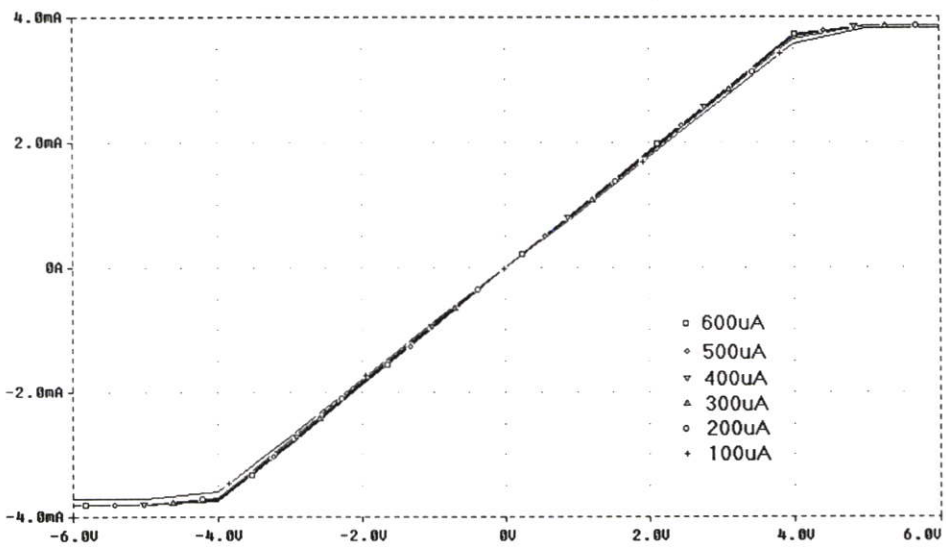


**รูปที่ 4.6** ความต้านทานและทรานส์คอนคัคเตนซ์ของวงจรเมื่อความต้านทานแฝงมีค่าต่างๆกัน

จากการวิเคราะห์พบว่าค่าความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นนี้มีผลกระทบต่อค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ของวงจร โดยค่าความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นจะไปรวมกับค่าความต้านทานภายนอกที่ใช้ในการปรับค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ ทำให้ค่าที่ได้มีค่าเพิ่มมากขึ้นซึ่งจะส่งผลทำให้ค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ของวงจรมีค่าลดลง ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานและค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ที่ค่าความต้านทานแฝงต่างๆกัน แสดงตามรูปที่ 4.6 และการปรากฏของค่าความต้านทานแฝงนี้จะทำให้ผลการตอบสนองความถี่มีค่าลดลงแต่จะไม่ส่งผลต่อความเป็นเชิงเส้นของวงจรแสดงตามรูปที่ 4.7 และ 4.8 เป็นลำดับ



รูปที่4.7 ผลการตอบสนองความถี่ที่ค่าความดันแฉ่งต่างๆกัน



รูปที่4.8 ความเป็นเชิงเส้นของวงจรที่ค่าความดันแฉ่งต่างๆกัน

สำหรับการวิเคราะห์ค่าความไว(sensitivity) ของวงจรที่ขึ้นกับอุณหภูมิ สามารถทำได้โดยใช้ความสัมพันธ์ ดังนี้คือ

$$S_x^Q = \frac{\partial Q/Q}{\partial x/x} = \frac{x}{Q} \frac{\partial Q}{\partial x} \quad (4.4)$$

จากความสัมพันธ์นี้ เป็นการแสดงถึง ความไวของตัวแปร  $Q$  เมื่อเทียบกับตัวแปร  $x$  โดยนัยการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ  $Q$  ต่อการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ  $x$  ซึ่งโดยทั่วไปแล้วค่า  $Q$  จะเป็นเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของ  $x$  ที่เปลี่ยนแปลงไป วงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิควรมีความไวต่ำที่สุด เพื่อที่จะรักษาเสถียรภาพในการทำงาน ซึ่งในการวิเคราะห์หาค่าความไวซึ่งเป็นตัวบ่งชี้ประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรนี้ ก็คือการวิเคราะห์ความไวของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เทียบกับอุณหภูมิ นั่นก็คือ

$$S_T^{g_m} = \frac{T}{g_m} \frac{\partial g_m}{\partial T} \quad (4.5)$$

ในทางทฤษฎีนั้นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ หาได้จากส่วนกลับของค่าความต้านทาน ( $g_m = 1/R$ ) ซึ่งก็จะทำให้ได้ว่าค่าความไวในทางทฤษฎีคือ

$$S_T^{g_m} = \frac{T}{1/R} \frac{\partial 1/R}{\partial T} \quad (4.6)$$

นั่นแสดงให้เห็นว่าเมื่อวิเคราะห์ตามหลักการทางทฤษฎีนั้น ความไวของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานที่ใช้[67] แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นวงจรทรานส์ลิเนียร์นี้จะปรากฏค่าความต้านทานแฝงขึ้นที่ขั้ว  $x$  ซึ่งค่าความต้านทานแฝงนี้กำหนดตามสมการ(3.38) นั่นก็คือ

$$R_x = \frac{V_T}{2I_B} = \frac{kT}{2qI_B}$$

ดังนั้นค่าความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นนี้จะปรากฏผลร่วมอยู่กับค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ภายนอกที่ใช้ในการปรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร ซึ่งจะมีผลทำให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรในทางปฏิบัตินี้มีค่าไม่ใช่เฉพาะค่าส่วนกลับของค่าความต้านทานภายนอกเพียงอย่างเดียว แต่จะมีค่าความต้านทานแฝงรวมอยู่ด้วย แสดงความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการ (4.7)

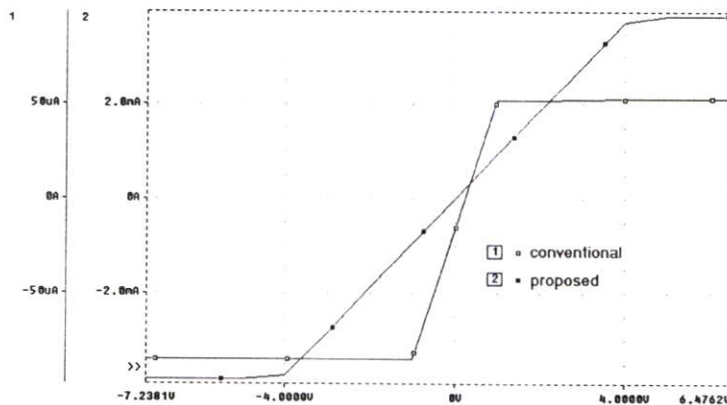
$$g_{m_{practical}} = \frac{1}{R + R_x} \quad (4.7)$$

การเพิ่มเข้ามาของค่าความต้านทานแฝงนี้จะทำให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรในทางปฏิบัตินี้มีค่าต่ำกว่าค่าในทางทฤษฎี ดังนั้นค่าความไวของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรในทางปฏิบัติเมื่อนำค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ในสมการ(4.7) มาใช้ในการคำนวณจะได้ว่า

$$S_T^{Gm_{practical}} \cong -1 \quad (4.8)$$

นั้นยอมแสดงให้เห็นว่าในทางปฏิบัตินั้นการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิจะทำให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรมีค่าลดลงนั่นเอง

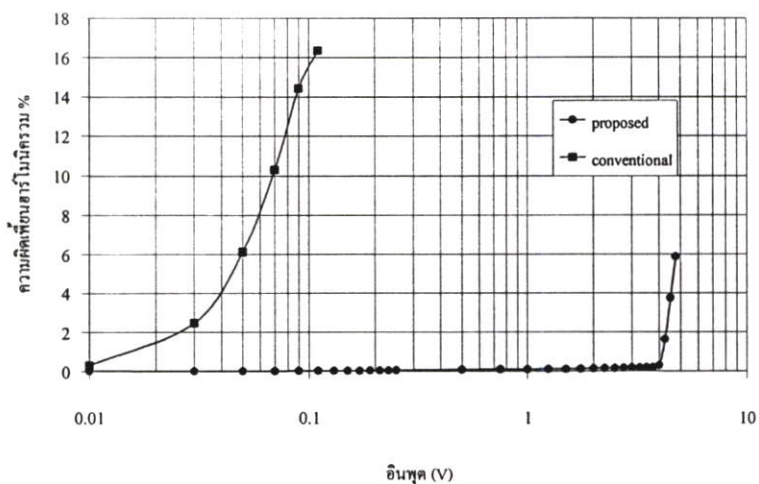
จากนั้นเพื่อที่จะตรวจสอบความสามารถในการทำงานของวงจรถายความนำแบบเดิมเปรียบเทียบกับวงจรถายความนำที่ได้นำเสนอขึ้น โดยวงจรถายความนำแบบเดิมนั้นใช้โครงสร้างที่ประกอบไปด้วยวงจรถิฟเฟอร์เรนเซียลต่ออยู่กับวงจรถะท้อนกระแสดังแสดงตามรูปที่ 2.4 โดยในการเลียนแบบการทำงานเปรียบเทียบระหว่างวงจรถงทั้งสองนั้นใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์เดียวกันคือ NR100 และ PR100, กำหนดค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรมีค่าเท่ากับ  $1mS$  และใช้ไฟเลี้ยงวงจรมีค่าเท่ากับ  $\pm 5V$  สำหรับประเด็นการทำงานที่จะเปรียบเทียบมีดังนี้คือ ประการแรกจะเป็นการตรวจสอบความสามารถช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นทำได้โดยการป้อนสัญญาณไฟตรงค่าต่างๆกันตั้งแต่  $-10V$  ถึง  $+10V$  เข้าเป็นอินพุตที่ขั้ว X และต่อขั้ว Y ลงกราวด์ ได้ผลการทำงานแสดงตามรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 ช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นของวงจรถายความนำที่มีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับวงจรถายความนำแบบเดิมที่มีโครงสร้างเป็นวงจรถิฟเฟอร์เรนเซียล

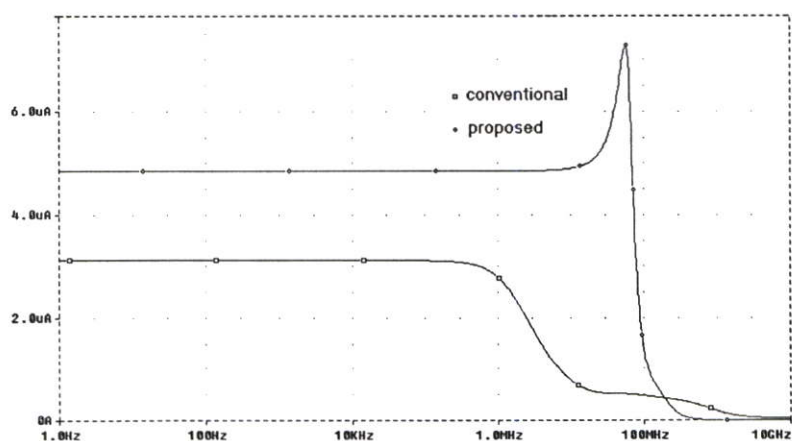
จากผลการเลียนแบบการทำงานที่ได้พบว่าวงจรถายความนำที่ได้นำเสนอขึ้นนั้นมีช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นมากกว่าวงจรถายความนำแบบเดิม โดยสามารถรับสัญญาณอินพุตที่มีความแตกต่างกันได้ถึงประมาณ  $4V$  ในขณะที่วงจรถายความนำแบบเดิมที่โครงสร้างเป็นแบบดิฟเฟอร์เรนเซียลนั้นมีช่วงการทำงานจำกัดสำหรับค่าความแตกต่างของสัญญาณอินพุตที่ค่าประมาณ  $50mV$  เท่านั้น และในรูปที่ 4.10 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดโมนิครวมและ

ค่าความแตกต่างของแรงดันอินพุตซึ่งพบว่าวงจรรขยายความนำที่ได้แนะนำเสนอนี้มีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิรวมที่ต่ำกว่าสำหรับทุกค่าอินพุต



**รูปที่ 4.10** ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิรวมที่ค่าอินพุตต่างกันเปรียบเทียบระหว่างวงจรรขยายความนำที่แนะนำเสนอในวิทยานิพนธ์และวงจรรขยายความนำแบบเดิม

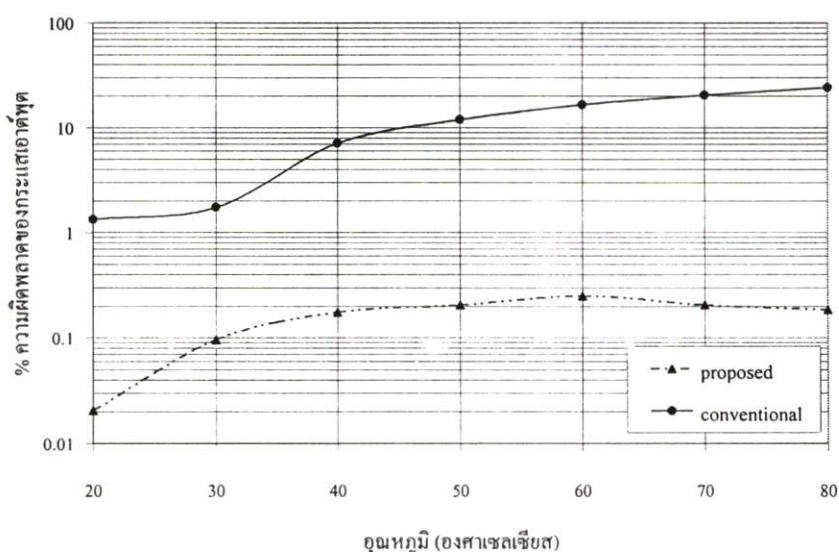
ประเด็นที่จะตรวจสอบต่อไปก็คือผลการตอบสนองทางความถี่ ซึ่งแสดงได้ตามรูปที่ 4.11 ผลจากการเลียนแบบการทำงานที่ได้ แสดงให้เห็นว่าวงจรถูกที่ได้นำเสนอนั้นมีผลการตอบสนองทางความถี่ที่ดีกว่า โดยมีค่าความถี่คutoff ที่ความถี่ประมาณ 100MHz ในขณะที่วงจรรขยายความนำแบบเดิมนั้นมีค่าความถี่คutoff อยู่ที่ 10MHz



**รูปที่ 4.11** ผลการตอบสนองทางความถี่เปรียบเทียบระหว่างวงจรรขยายความนำที่แนะนำเสนอในวิทยานิพนธ์และวงจรรขยายความนำแบบเดิม

จากนั้นเพื่อแสดงการตรวจสอบเสถียรภาพของวงจรในสถานะที่อุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลงจึงทำการเลียนแบบการทำงานโดยการเปลี่ยนแปลงค่าอุณหภูมิตั้งแต่ 20-80 องศาเซลเซียส และวัดค่ากระแสเอาต์พุตเพื่อนำไปคำนวณหาค่าความผิดพลาดของกระแสที่เกิดขึ้นเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไปแสดงผลตามรูปที่4.12

เมื่อพิจารณาผลการเลียนแบบที่แสดงตามรูปที่4.7นี้ พบว่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตของ วงจรขยายความนำที่เสนอนี้มีค่าต่ำกว่า 1% และมีแนวโน้มที่คงที่เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นตั้งแต่ 40 องศาเซลเซียสเป็นต้นไป ในขณะที่เมื่อพิจารณาถึงความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตของวงจรขยายความนำแบบเดิมนั้นมีค่ามากกว่า 1% และมีแนวโน้มที่เพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น

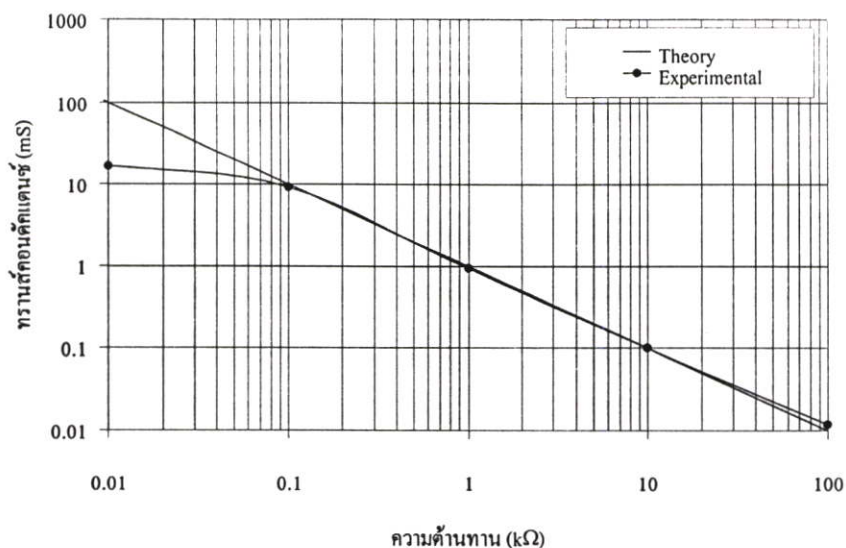


รูปที่4.12 ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

#### 4.4 การทดลองการทำงานของวงจรจริง

เพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการนำมาใช้งานจริงของวงจรขยายความนำที่ได้นำเสนอ จึงได้สร้างวงจรจริงขึ้นมาโดยใช้ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์เบอร์ CA3096[59] ซึ่งโครงสร้างภายในประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ทั้งแบบเอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพีอยู่ภายในตัวเดียวกัน มาใช้ในการสร้างวงจรมิกซ์ทรานสลิเนียร์และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่2 ซึ่งเป็นส่วนประกอบภายในของวงจรขยายความนำที่ได้นำเสนอ เพื่อตรวจสอบการทำงานในทางปฏิบัติโดยมีกระแสไบอัสวงจรเท่ากับ  $600\mu A$  และมีไฟเลี้ยงเท่ากับ  $\pm 5V$

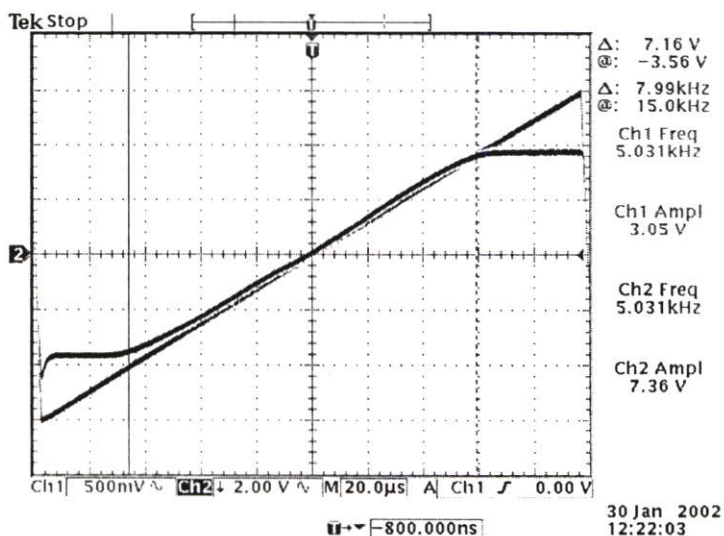
เริ่มต้นเป็นการตรวจสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานและค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร โดยกระบวนการเช่นเดียวกับการเลียนแบบการทำงานโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ให้ผลแสดงตามรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานและค่าทราเวลคอนคัคแดนซ์ของวงจรที่ได้จากการต่อวงจรทดลองจริง

ซึ่งจากผลการทดลองของวงจรมันค่าทราเวลคอนคัคแดนซ์มีค่าเท่ากับค่าในทางทฤษฎีที่ค่าความต้านทานตั้งแต่  $100\Omega$  เป็นต้นไป และมีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้นที่ค่าความต้านทานมีค่าน้อยๆ เนื่องจากผลของค่าความต้านทานแฝงนั่นเอง

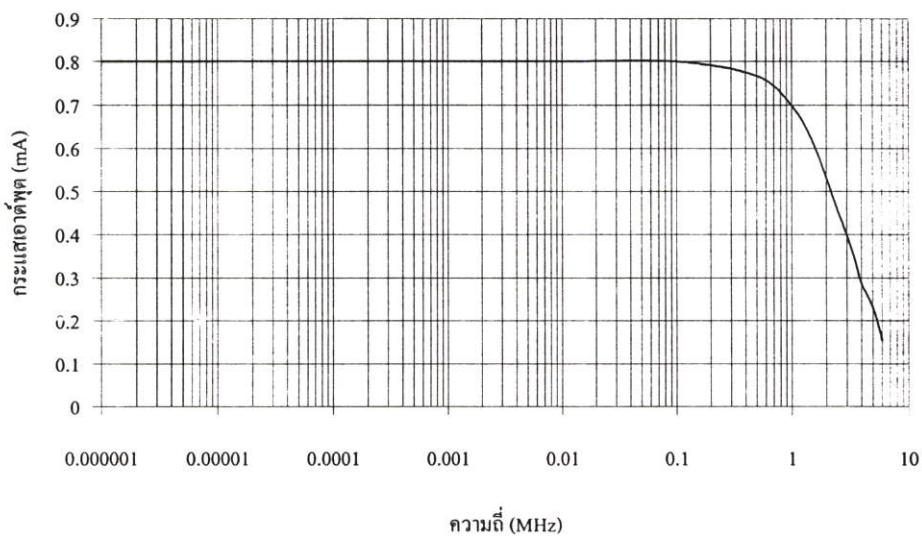
จากนั้นเพื่อที่จะตรวจสอบความสามารถในการรับสัญญาณอินพุตของวงจร ทำได้โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณแรมพ์ (ramp) ขนาด  $3V_{p-p}$  ความถี่  $5kHz$  และกำหนดให้ค่าทราเวลคอนคัคแดนซ์ของวงจรมีค่าเท่ากับ  $7.466ms$  วัดสัญญาณเอาต์พุตแสดงผลตามรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 ช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายความนำ

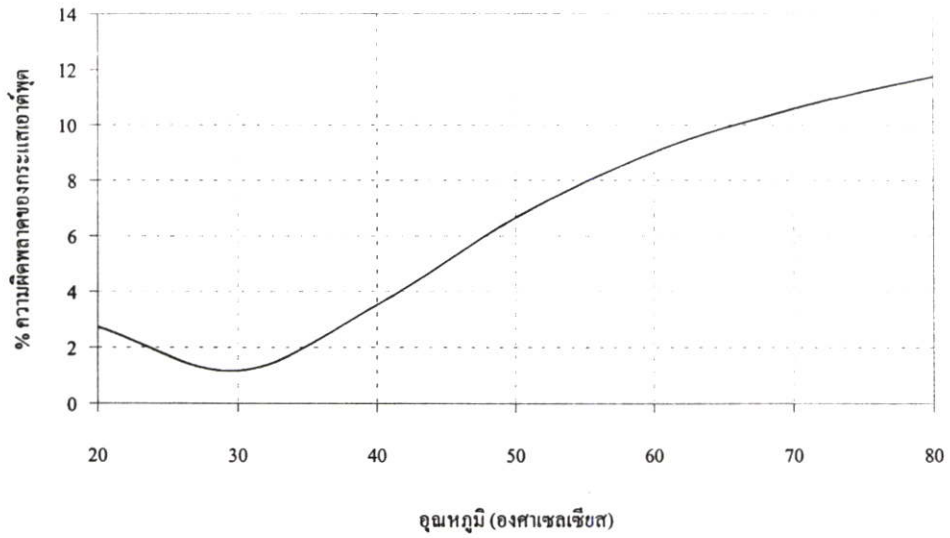
จากผลการทดลองที่ได้พบว่าช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นมีค่าอยู่ในช่วงประมาณ  $-3.5V$  ถึง  $3.5V$  ในขณะที่ผลจากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์นั้นช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นจะอยู่ในช่วง  $-4V$  ถึง  $4V$

รูปที่ 4.15 เป็นผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจร โดยการป้อนแรงดันอินพุตที่ขั้ว X และต่อขั้ว Y ลงกราวด์ แรงดันอินพุตมีขนาดเท่ากับ  $10mV$  เปลี่ยนค่าความถี่ที่ค่าต่างๆ ความถี่คัทออฟที่ได้มีค่าประมาณ  $1MHz$  ซึ่งค่าความถี่คัทออฟที่ได้จากวงจรจริงนี้มีค่าต่ำกว่าเมื่อเทียบกับค่าความถี่คัทออฟที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ซึ่งมีค่าสูงถึงประมาณ  $100MHz$  ทั้งนี้เนื่องจากวงจรที่ใช้ในการทดลองนั้นเป็นการต่ออุปกรณ์แบบแยกส่วน

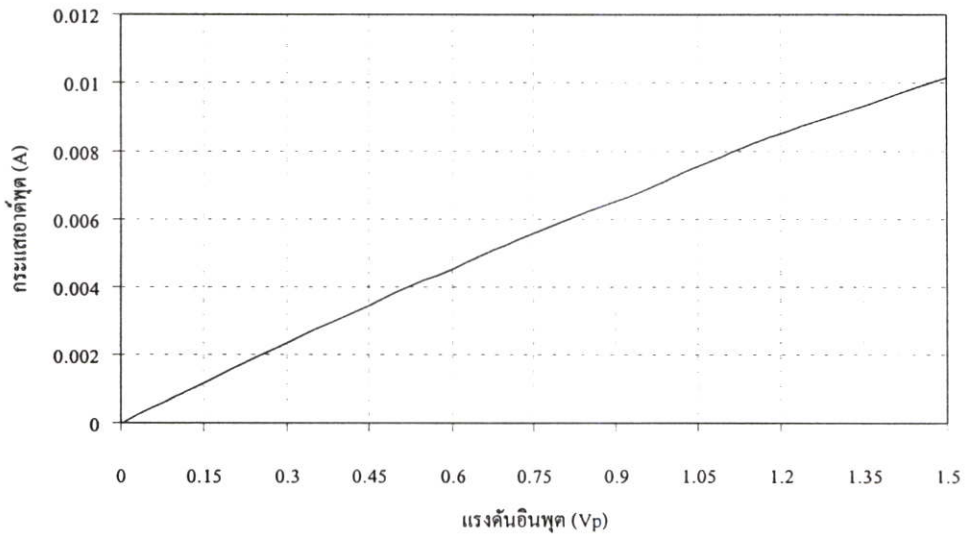


รูปที่ 4.15 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายความนำ

จากนั้นเพื่อตรวจสอบเสถียรภาพของวงจรเมื่ออุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง จึงทำการตรวจสอบให้ความร้อนแก่วงจรตั้งแต่ 20-80 องศาเซลเซียส และวัดค่ากระแสเอาต์พุต จากนั้นนำค่าที่ได้ไปคำนวณหาค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเมื่ออุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง แสดงผลการทำงานตามรูปที่ 4.16 ซึ่งพบว่าค่าความผิดพลาดของกระแสมีแนวโน้มที่จะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิ ทั้งนี้เนื่องจากวงจรที่ใช้ในการทดลองนี้เป็นการต่ออุปกรณ์แบบแยกชิ้น และการให้ความร้อนแก่วงจรนั้นเป็นการให้ความร้อนแก่วงจรที่ต่อวงบนบอร์ดแบบเอนกประสงค์โดยตรง ไม่สามารถให้ความร้อนแก่วงจรเฉพาะส่วนได้จึงทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นเมื่ออุณหภูมิมีค่าสูงขึ้น



รูปที่ 4.16 ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ



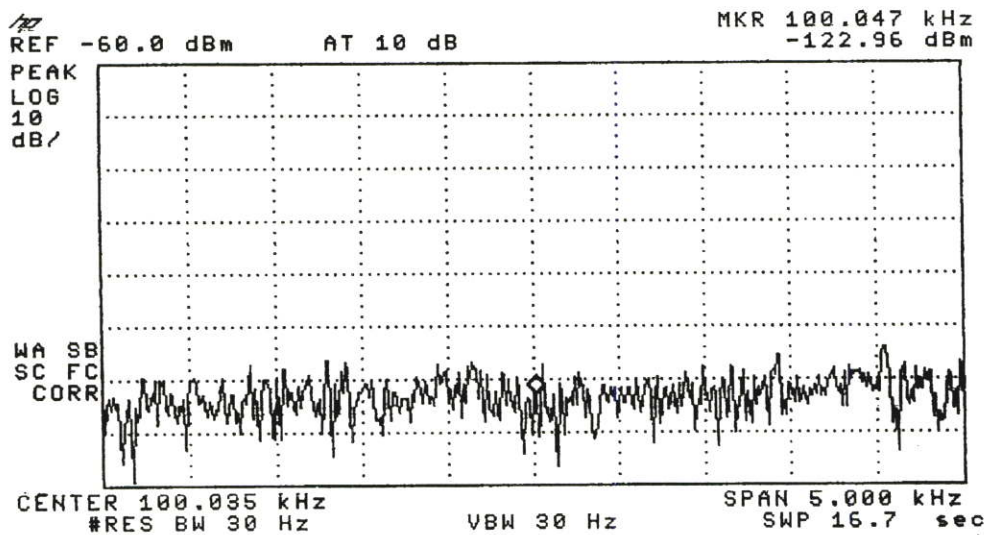
รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรขยายความนำ  
( $g_m = 7.466mS$ )

สำหรับการหาค่าพิสัยพลวัต(dynamic range) [60-62] ของวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\text{พิสัยพลวัต} = 20 \log \frac{\text{ขนาดของสัญญาณที่มีค่าสูงสุดที่วงจรสามารถทำงานได้}}{\text{ขนาดของสัญญาณที่มีค่าต่ำสุดที่วงจรสามารถทำงานได้}} \quad (4.9)$$

จากการทดลองโดยการต่อวงจรจริง เราจะได้ว่า ขนาดของสัญญาณอินพุตที่วงจรยังคงสามารถทำงานได้มีค่าประมาณ  $3.5V$  และขนาดของสัญญาณที่มีค่าเล็กที่สุดที่วงจรยังคงทำงานได้มีค่าประมาณ  $5mV$  โดยค่าของสัญญาณที่เล็กที่สุดนี้ต้องเป็นค่าที่มากกว่านอยส์ฟลอร์(noise floor) ดังนั้นเพื่อตรวจสอบค่านอยส์ฟลอร์จึงวัดสเปกตรัมของนอยส์ฟลอร์นี้ที่ค่าความต้านทานเอาต์พุตซึ่งสามารถแสดงได้ตามรูปที่4.18 ค่าที่อ่านได้มีค่าเท่ากับ  $-102.96dBm$  หรือมีค่าประมาณ  $7.11\mu V$  ดังนั้นเมื่อนำค่าขนาดของแอมพลิจูดสูงสุด/ต่ำสุดแทนค่าในสมการที่4.9 เพื่อคำนวณหาค่าพิสัยพลวัตเราจะได้ว่า

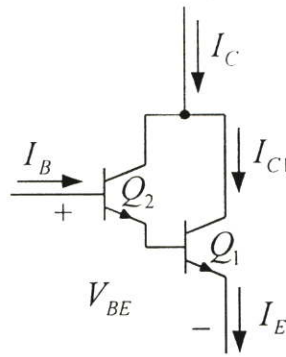
$$\begin{aligned} \text{พิสัยพลวัต} &= 20 \log \frac{3.5V}{5mV} \text{ dB} \\ &= 56.90 \text{ dB} \end{aligned}$$



รูปที่4.18 นอยส์ฟลอร์ที่ได้จากการวัดที่ขั้วเอาต์พุตของวงจรขยายความนำที่มีค่าโหลด  $1k\Omega$

#### 4.5 วงจรขยายความนำที่มีโครงสร้างแบบดาร์ลิ่งตัน

เพื่อปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรขยายความนำแบบเดิมซึ่งมีข้อจำกัดอันเนื่องมาจากวงจรดิฟเฟอเรนเชียล โดยใช้โครงสร้างแบบดาร์ลิ่งตันดังแสดงในรูปที่4.19 เพื่อลดผลของค่าเบต้า ซึ่งมีผลทำให้เกิดการจำกัดของขนาดของสัญญาณอินพุต[63]



รูปที่ 4.19 วงจรคาร์ลิงตันที่นำมาต่อภายในโครงสร้างของวงจรขยายความนำ

จากรูปสามารถวิเคราะห์ความสัมพันธ์ แสดงได้ตามสมการดังนี้คือ [63]

$$I_c = \left[ \gamma + \frac{1}{\gamma} \right] I_s \exp \left( \frac{V_{BE}}{2V_T} \right) \quad (4.10)$$

และ

$$I_B = \frac{1}{\beta\gamma} I_s \exp \left( \frac{V_{BE}}{2V_T} \right) \quad (4.11)$$

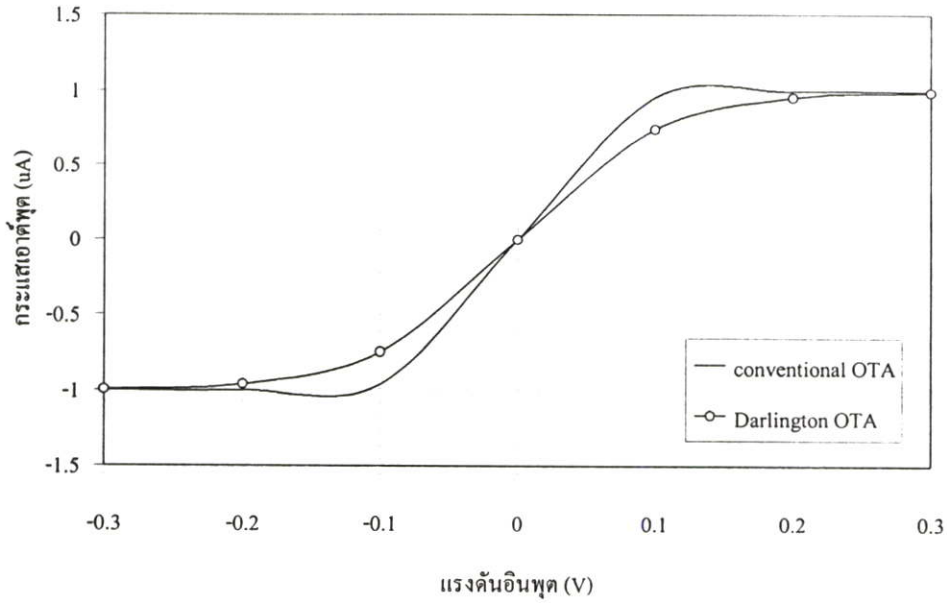
เมื่อ  $\gamma = \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}}$  และ  $\alpha = \beta + 1$

จากสมการที่ 4.10 และ 4.11 พบว่า

$$\beta_{eff} = \frac{I_c}{I_B} = \beta^2 + 2\beta \quad (4.12)$$

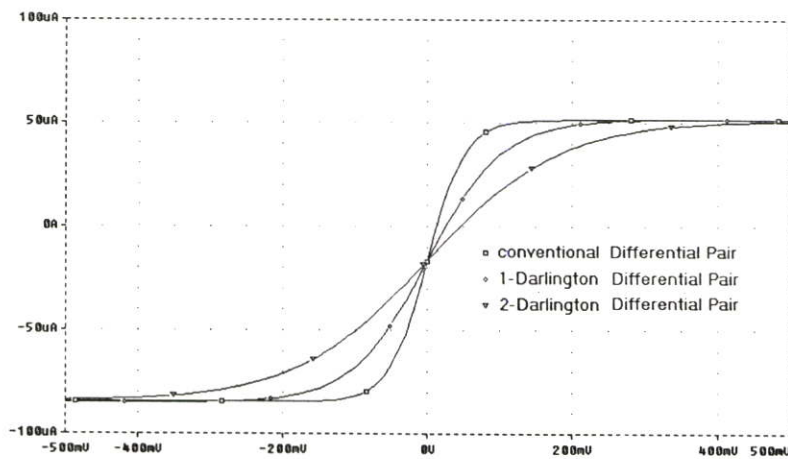
จากสมการ 4.12 เห็นได้ว่าการต่อทรานซิสเตอร์แบบคาร์ลิงตันจะช่วยเพิ่มค่าเบต้าให้กับวงจร และสำหรับแรงดันตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์นั้นความสัมพันธ์ที่ได้ยังคงเดิม เพียงแต่ค่าสัมประสิทธิ์ของแรงดันเชิงอุณหภูมิจะมีค่าเป็น 2 เท่าของแรงดันเชิงอุณหภูมิแบบเดิม [15] แสดงความสัมพันธ์ดังนี้คือ





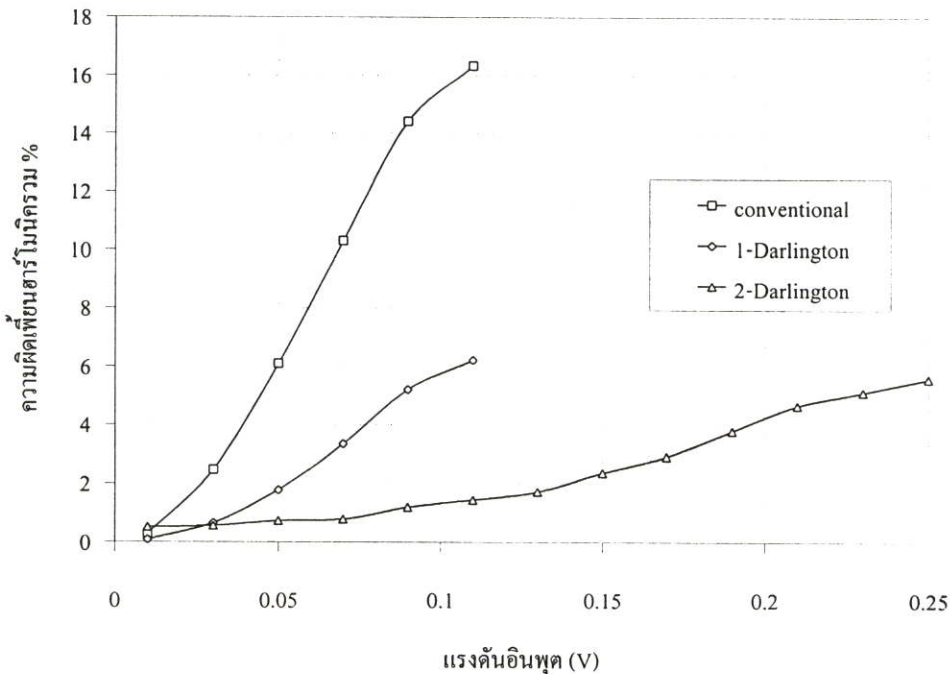
รูปที่ 4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตเทียบกับกระแสเอาต์พุตของวงจรรขยายความนำแบบเดิมและวงจรรขยายความนำที่ได้ปรับปรุงขึ้นมา

และสำหรับผลเลียนแบบการทำงานของวงจรรขยายความนำที่ได้ปรับปรุงโครงสร้างโดยการเพิ่มวงจรรคาร์ลิงตันเข้าไปในรูป 4.20 ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แสดงดังรูปต่อไปนี้คือ



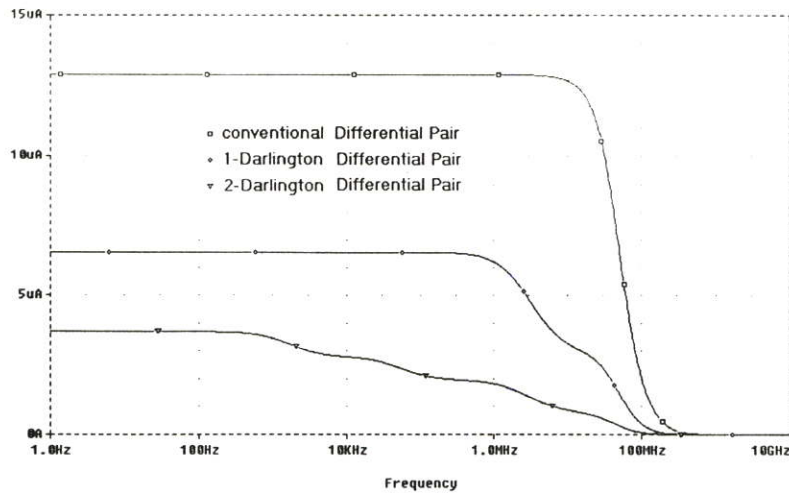
รูปที่ 4.22 ช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นเมื่อมีการปรับปรุงโครงสร้างด้วยวงจรรคาร์ลิงตัน

จากรูปที่4.22 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตเปรียบเทียบระหว่าง วงจรขยายความนำที่มีโครงสร้างแบบคิฟเฟอร์เรนเซียลและวงจรขยายความนำที่ได้ปรับปรุง โครงสร้างให้เป็นแบบคาร์ลิ่งตัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าช่วงการทำงานจะเป็นเชิงเส้นมากขึ้นหลังจาก ได้ปรับปรุงคุณสมบัติของวงจร โดยการเพิ่ม โครงสร้างแบบคาร์ลิ่งตันเข้าไปและช่วงการทำงานที่ เป็นเชิงเส้นนี้จะเพิ่มมากขึ้นตามจำนวนของวงจรคาร์ลิ่งตันที่ต่อเพิ่มเข้าไปและในรูปที่4.23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวมและค่าความแตกต่างของแรงดัน อินพุต วงจรขยายความนำที่ได้ปรับปรุงโดยการเพิ่มวงจรคาร์ลิ่งตันเข้าไป 2 ชุดจะมีค่าความ ผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมต่ำกว่าวงจขยายความนำที่มีโครงสร้างแบบคาร์ลิ่งตัน 1 ชุด และมีค่า ความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกต่ำที่สุดเมื่อเทียบกับวงจขยายความนำที่มีโครงสร้างแบบ คิฟเฟอร์เรนเซียล



**รูปที่4.23** ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมที่เกิดขึ้นและแรงดันอินพุตของวงจขยายความนำแบบ เปรียบเทียบกับวงจขยายความนำที่ได้มีการเพิ่ม โครงสร้างแบบคาร์ลิ่งตันเข้าไป

แต่เมื่อพิจารณาถึงผลการตอบสนองทางความถี่พบว่า การเพิ่มช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้น โดยการ เพิ่มวงจรคาร์ลิ่งตันเข้าไปนั้น มีผลทำให้ผลการตอบสนองทางความถี่มีค่าลดลง ดังแสดง ผลเลียนแบบการทำงานตามรูปที่4.24



รูปที่ 4.24 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรรขยายความนำที่มีค่าลดลงเมื่อเพิ่ม โครงสร้างแบบคาร์ลิ่งตันเข้าไป

#### 4.6 สรุป

สาระสำคัญในบทนี้คือการสร้างวงจรรขยายความนำแบบใหม่โดยการประยุกต์ใช้งาน วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 และวงจรมิกซ์ทรานสลิเนียร์ รวมทั้งการปรับปรุงวงจรรขยายความนำแบบเดิมที่มีโครงสร้างเป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียล โดยการเพิ่มวงจรคาร์ลิ่งตันเข้าไปในส่วนรับ สัญญาณอินพุตเพื่อเพิ่มความเป็นเชิงเส้นให้แก่วงจรซึ่งได้ทดสอบคุณสมบัติการทำงาน โดยเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการทดลองต่อวงจรจริง ให้ผลสอดคล้องตาม หลักการทางทฤษฎีและแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้เป็นไปตามต้องการและเป็นที่ คาดหวังว่าสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไปได้

## บทที่ 5

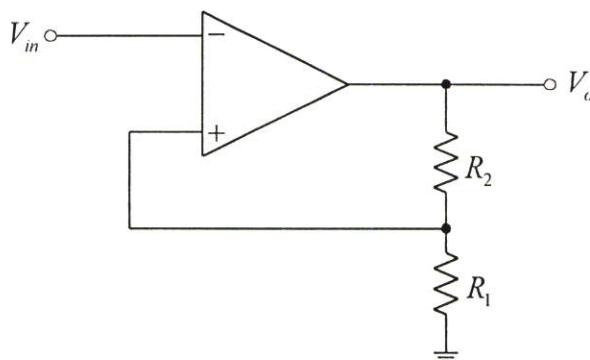
# การประยุกต์ใช้งานวงจรรขยายความนำแบบใหม่

### 5.1 กล่าวนำ

บทนี้เป็นบทที่แสดงถึงประโยชน์จากการนำวงจรรขยายความนำแบบใหม่ที่ได้กล่าว  
แนะนำมาแล้วในบทที่ 4 มาประยุกต์ใช้งาน โดยวงจรรขยายความนำที่ได้นำเสนอมีความน่าสนใจ  
ก็คือ ค่าความนำของวงจรมีผลของอุณหภูมิมาเกี่ยวข้อง และขนาดความแตกต่างของแรงดัน  
อินพุตมีค่าได้มากกว่า 50 mV ในบทนี้จะเป็นการนำวงจรรขยายความนำนี้มาประกอบขึ้นเป็น วงจร  
ชmittริกเกอร์ วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ซอซอดอล  
และวงจรรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่ 2 ในเบื้องต้นจะกล่าวถึงหลักการของวงจรก่อน จากนั้นเป็น  
ผลเลียนแบบการทำงานของวงจรถือโปรแกรมสไปซ์พร้อมผลการทดลองต่อวงจรจริงเพื่อยืนยัน  
ความถูกต้องของหลักการที่นำเสนอ

### 5.2 วงจรชmittริกเกอร์ (Schmitt Trigger)

วงจรรชmittริกเกอร์ หรือ วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่มีฮิสเตอร์รีซิส(hysteresis) เป็นวงจรร  
เปรียบเทียบแรงดัน(voltage comparator)ชนิดที่มีการป้อนกลับแบบบวก(positive feedback) แสดง  
ตามรูปที่ 5.1 โดยตำแหน่งที่ป้อนแรงดันอินพุตจะเป็นตัวบ่งชี้ว่าวงจรรชmittริกเกอร์นั้นเป็น  
อินเวอร์ตติ้งชmittริกเกอร์ หรือเป็นนอนอินเวอร์ตติ้งชmittริกเกอร์ โดยในที่นี้จะอธิบายการ  
ทำงานโดยใช้วงจรรนอนอินเวอร์ตติ้งชmittริกเกอร์



รูปที่ 5.1 วงจรรชmittริกเกอร์แบบอินเวอร์ตติ้ง

เนื่องจากวงจรมีการป้อนกลับแบบบวกเมื่อป้อนแรงดันอินพุตเข้าที่ขาอินเวอร์ตติ้งให้กับ  
วงจรรชmittริกเกอร์ จึงทำให้เอาต์พุตที่เกิดขึ้นมีได้ 2 สถานะคือ แรงดันอิมิต์ด้านบวก( $V_{SAT+}$ )และ

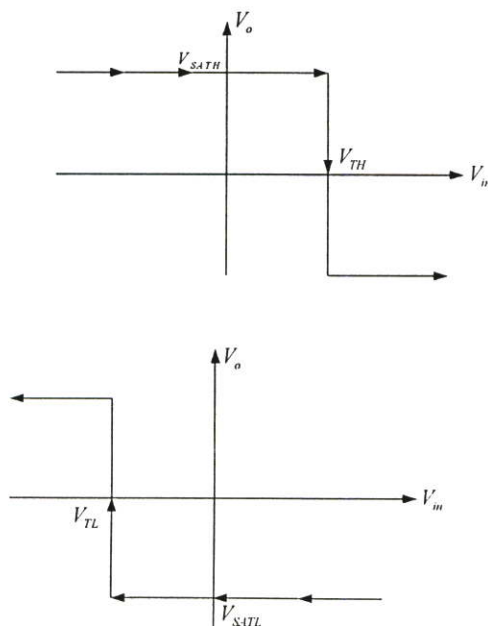
แรงดันอิมิต์วด้านลบ ( $V_{SATL}$ ) เริ่มต้นจะกำหนดให้เอาต์พุตอยู่ที่แรงดันอิมิต์วด้านบวก ก็จะเกิดกระแสไหลจากเอาต์พุตผ่าน  $R_2$  ซึ่งก็จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม  $R_1$  ขึ้น ที่ขาอินพุตแบบนอนอินเวอร์ตติงของออปแอมป์ก็จะมีค่าเป็นบวก ค่าแรงดันนี้เรียกว่า แรงดันเทรชโฮลด้านสูง ( $V_{TH}$ ) หรือจุดเปลี่ยนขึ้น (upper trip point) นั่นคือตราบไคที่อินพุตยังคงมีค่าน้อยกว่าแรงดันเทรชโฮลด้านสูงเอาต์พุตก็ยังคงเป็นค่าบวกอยู่ ถ้าค่อยๆเพิ่มแรงดันเอาต์พุตจนมีค่ามากกว่าแรงดันเทรชโฮลด้านสูง เอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเป็นลบ จะทำให้เกิดกระแสไหลจาก  $R_1$  ผ่าน  $R_2$  ไปยังเอาต์พุต ทำให้ที่ขาอินพุตแบบนอนอินเวอร์ตติงของออปแอมป์มีค่าเป็นลบ ค่าแรงดันค่านี้เรียกว่า แรงดันเทรชโฮลด้านต่ำ ( $V_{TL}$ ) หรือจุดเปลี่ยนลง (lower trip point) นั่นคือตราบไคที่อินพุตยังคงมีค่ามากกว่าแรงดันเทรชโฮลด้านต่ำ เอาต์พุตของออปแอมป์ก็จะยังคงค่าเป็นลบอยู่ ดังนั้นถ้าเราค่อยๆลดขนาดของแรงดันอินพุตลงจนมีค่าน้อยกว่าแรงดันเทรชโฮลด้านต่ำ แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ก็จะเปลี่ยนเป็นแรงดันอิมิต์วด้านบวกทันที

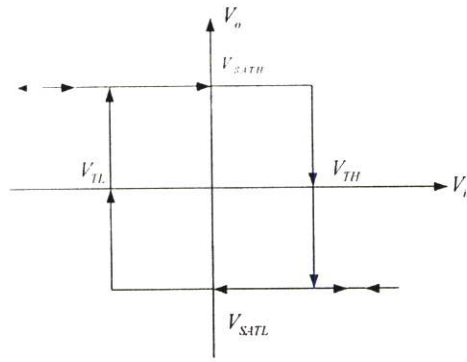
ค่าแรงดันเทรชโฮล สามารถคำนวณได้ตามสมการต่อไปนี้

$$v_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{SATH} \quad (5.1)$$

$$v_{TL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{SATL} \quad (5.2)$$

หรือสามารถเขียนเป็นแผนภาพแสดงการทำงานโดยสรุปได้ดังนี้



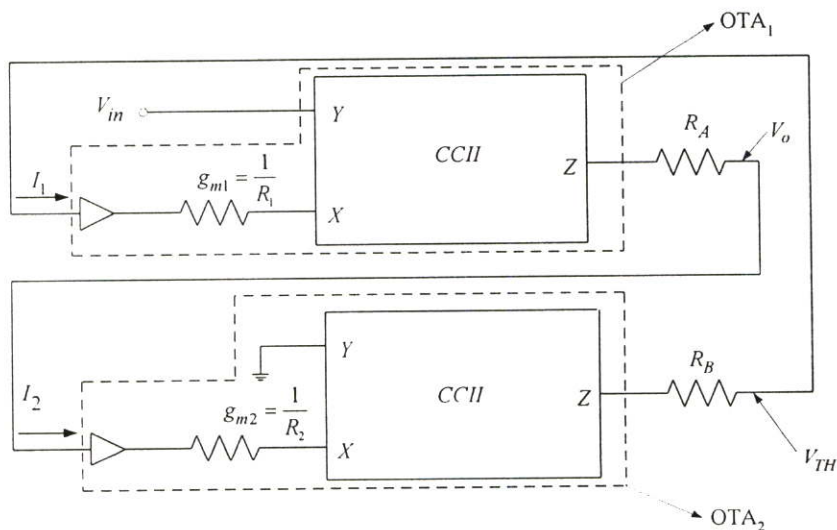


รูปที่ 5.2 แผนภาพแสดงการทำงานของวงจรมิตทริกเกอร์

จากแผนภาพที่แสดงในรูปที่ 5.2 ค่าความแตกต่างระหว่าง แรงดันเทรซโฮลด้านสูงและแรงดันเทรซโฮลด้านต่ำ เราจะเรียกว่า “ค่าความกว้างของฮิสเทอรีซิส” และเรียกค่าแรงดันอินพุตที่มีค่าอยู่ระหว่างแรงดันแรงดันเทรซโฮลด้านสูงและแรงดันเทรซโฮลด้านต่ำว่าเดดแบนด์(dead band) หรือเดดโซน(dead zone) ทั้งนี้เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงใดๆของค่าแรงดันอินพุตในช่วงนี้ จะไม่ส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆต่อค่าแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์

### 5.2.1 การเลียนแบบการทำงานของวงจรมิตทริกเกอร์และผลการทดลองจริง

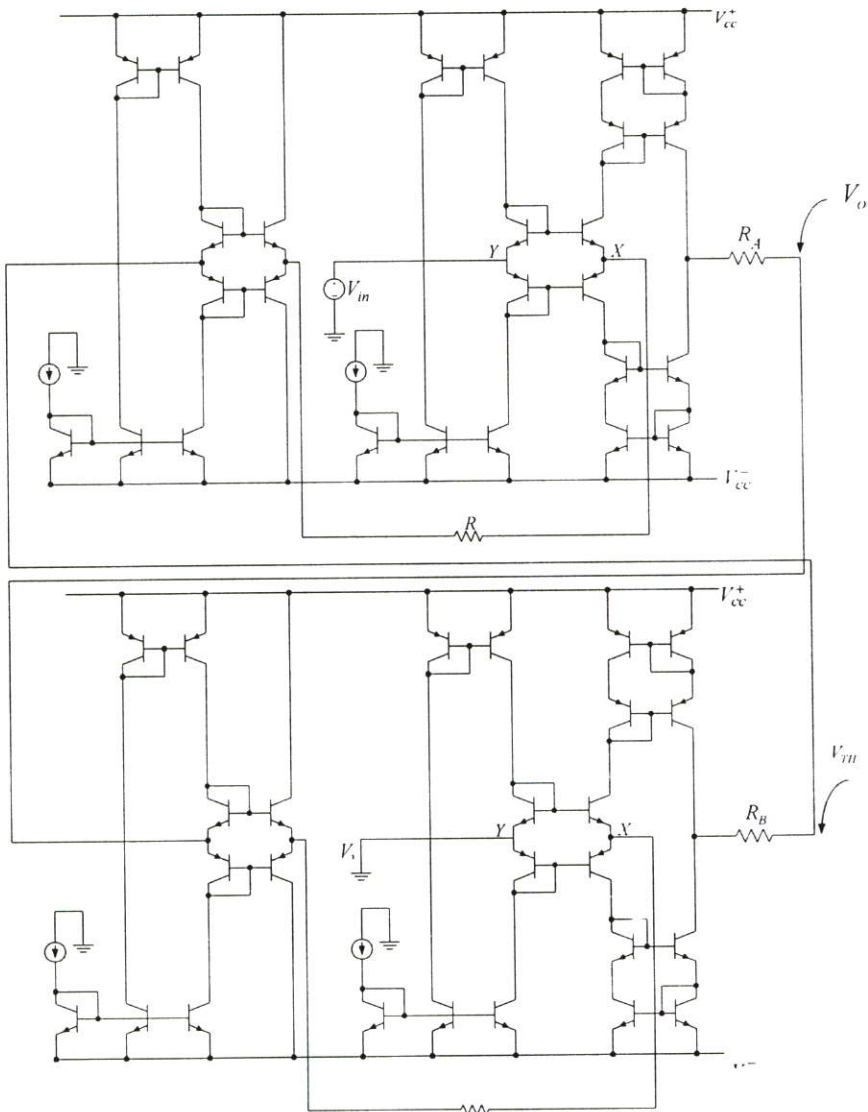
ในหัวข้อต่อไปนี้เป็นกรกล่าวถึงวงจรมิตทริกเกอร์ที่สามารถควบคุมค่าแรงดันเทรซโฮลและแรงดันเอาต์พุตได้โดยอิสระจากกัน[64] โดยอาศัยวงจรถ่ายความนำที่ได้นำเสนอต่อร่วมกับค่าความต้านทาน[65] แสดงได้ตามรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรมิตทริกเกอร์ที่สามารถควบคุมแรงดันอินพุตและเอาต์พุตได้โดยอิสระจากกัน

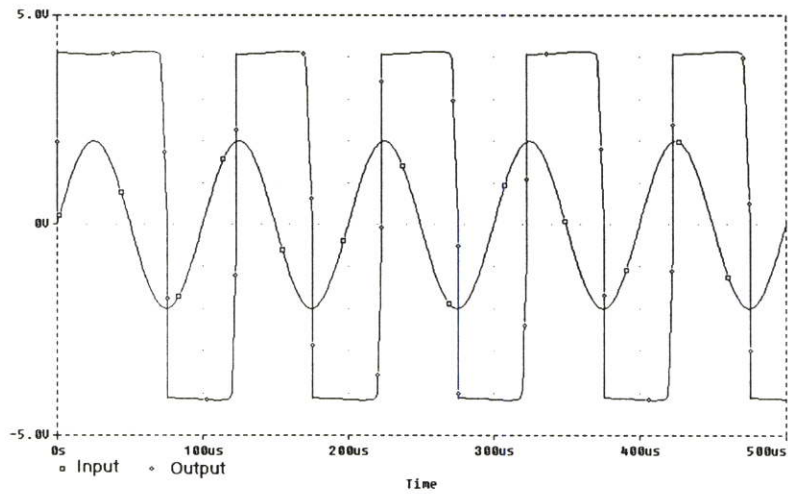
วงจรจะประกอบไปด้วยวงจรรขยายความนำ 2 ชุด ชุดแรกประกอบด้วย  $OTA_1$  และ  $R_A$  และชุดที่สองคือ  $OTA_2$  และ  $R_B$  โดยมีการต่อป้อนกลับแบบบวก

เริ่มต้นจะกำหนดให้เอาต์พุต มีค่าอยู่ที่แรงดันอิมิตต์ว้านบวก ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $R_A I_1$  ดังนั้นแรงดันทรานซิสเตอร์จะมีค่าเท่ากับ  $R_B I_2$  ในขณะที่แรงดันอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นจาก  $0V$  พบว่าไม่มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าเข้าใกล้แรงดันทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีค่าประมาณไฟลอปที่ป้อนให้กับวงจร แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเปลี่ยนไปอยู่ที่ระดับแรงดันอิมิตต์ว้านลบ ซึ่งก็คือ  $V_o = -R_A I_1$  และ  $V_{TH} = -R_B I_2$  เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตสามารถควบคุมได้จาก  $I_1$  และแรงดันทรานซิสเตอร์สามารถควบคุมได้จาก  $I_2$  ซึ่งต่างก็เป็นอิสระต่อกัน และหากต้องการวงจรมิตทริกเกอร์แบบที่มีฮิสเทอรีซิสทวนเข็มนาฬิกา ก็สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนขั้วของอุปกรณ์ให้เป็นชนิดตรงกันข้าม

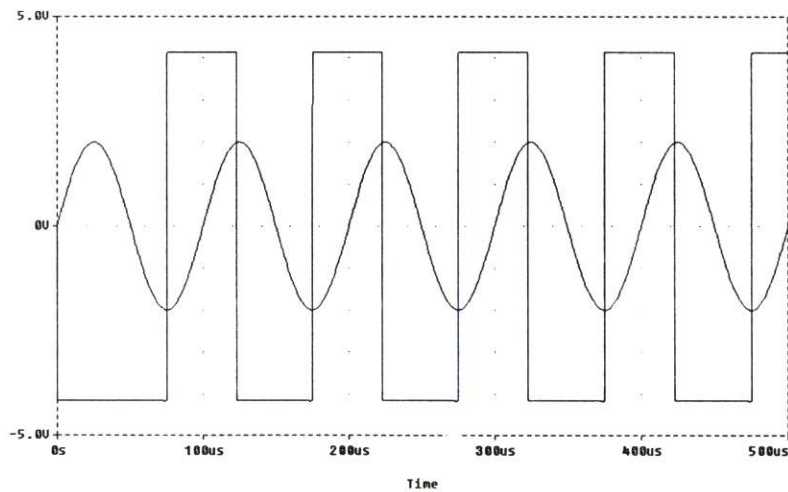


รูปที่ 5.4 โครงสร้างของวงจรมิตทริกเกอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน

ในการเลียนแบบการทำงานของวงจรมิตทริกเกอร์ที่สามารถควบคุมค่าแรงดันเทรซโฮลและค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยอิสระจากกัน ได้ทดลองนำวงจรมิตทริกเกอร์ที่ได้นำเสนอมาดูร่วมกับค่าความต้านทานแสดงตามรูปที่ 5.4 โดยการกำหนดค่าความต้านทาน  $R_A = R_B$  มีค่า  $1k\Omega$  และใช้ไฟเลี้ยงวงจร  $\pm 5V$  เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่  $100\text{ kHz}$  ขนาด  $2V_{p-p}$  จากนั้นเมื่อวัดค่าแรงดันเอาต์พุตและแรงดันเทรซโฮลแสดงตามรูปที่ 5.5 และ 5.6 ตามลำดับ



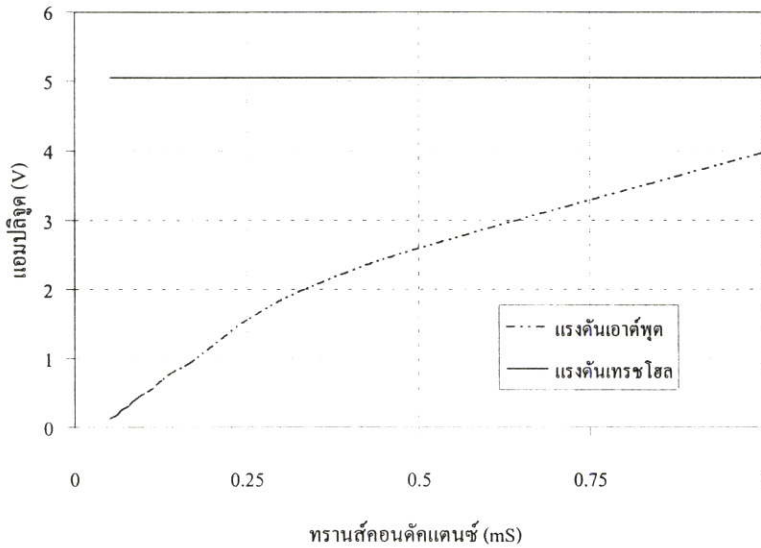
รูปที่ 5.5 สัญญาณอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่วัด ณ ตำแหน่ง  $V_o$



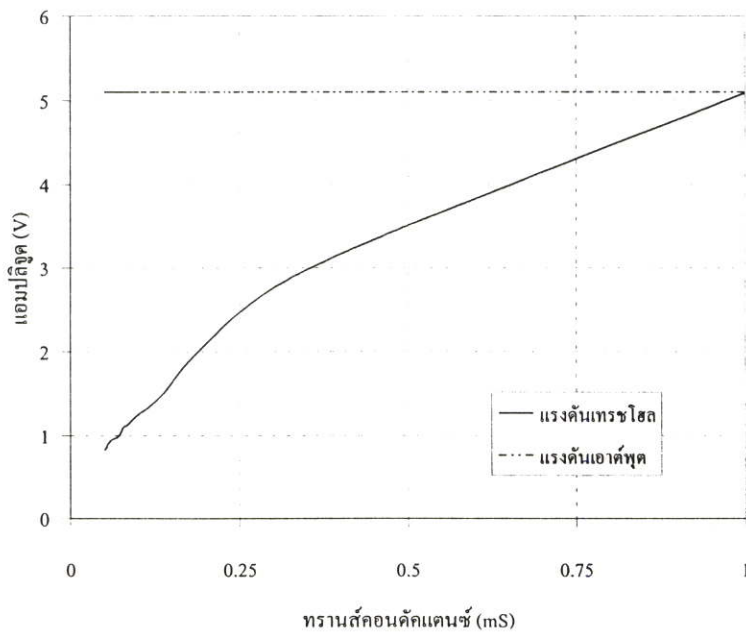
รูปที่ 5.6 สัญญาณอินพุตและแรงดันเทรซโฮลที่วัด ณ ตำแหน่ง  $V_{TH}$

และเพื่อแสดงถึงการทำงานที่เป็นการควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตและแรงดันเทรซโฮลได้โดยอิสระจากกันนั้นสามารถทำได้โดยวิธีการดังนี้คือ กำหนดให้ค่า  $g_{m2} = 1\text{ mS}$  ( $R_2 = 1k\Omega$ ) คงที่และ

เปลี่ยนแปลงค่า  $g_{m1}$  จาก  $0.1\text{mS}$  ถึง  $1\text{mS}$  ในทำนองเดียวกันโดยการกำหนดให้  $g_{m1}$  คงที่เท่ากับ  $1\text{mS}$  ( $R_1 = 1\text{k}\Omega$ ) เปลี่ยนแปลงค่า  $g_{m2}$  จาก  $0.1\text{mS}$  ถึง  $1\text{mS}$  ให้ผลการเขียนแบบแสดงตามรูปที่ 5.7 และ 5.8 ตามลำดับ



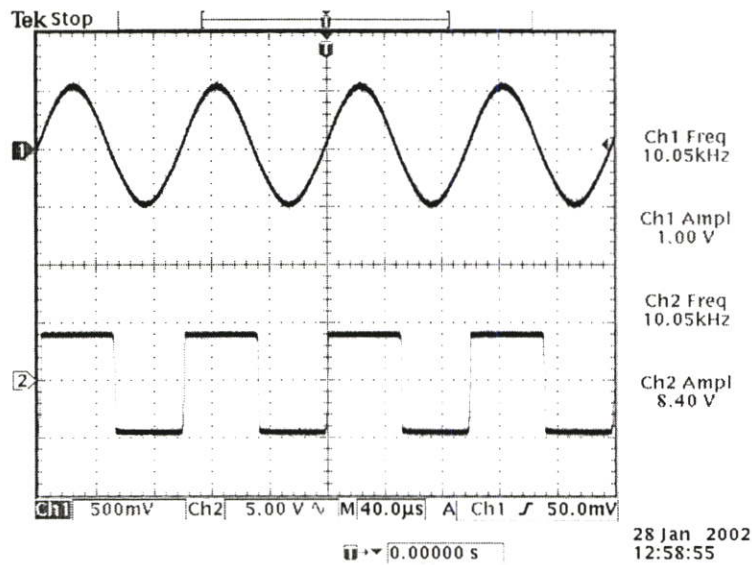
รูปที่ 5.7 แรงดันเอาต์พุตและแรงดันทรานซิสเตอร์เมื่อ  $g_{m2}$  คงที่และเปลี่ยนแปลง  $g_{m1}$



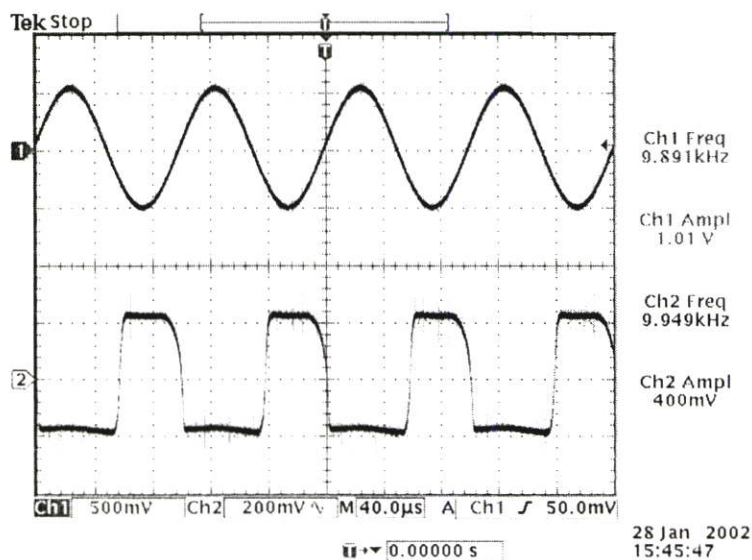
รูปที่ 5.8 แรงดันเอาต์พุตและแรงดันทรานซิสเตอร์เมื่อ  $g_{m1}$  คงที่และเปลี่ยนแปลง  $g_{m2}$

ซึ่งจากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมสไปซ์นั้นแสดงให้เห็นว่าเราสามารถที่จะควบคุมแรงดันเอาต์พุตและแรงดันทรานซิสเตอร์ได้อิสระแยกจากกัน โดยในการที่จะควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตนั้นสามารถทำได้โดยการปรับที่ค่า  $g_{m1}$  และสำหรับ  $g_{m2}$  นั้นใช้สำหรับการควบคุมค่าแรงดันทรานซิสเตอร์

นอกจากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แล้วเพื่อเป็นการยืนยันผลการทำงานด้วยการทดลองจริง จึงนำวงจรขยายความนำที่สร้างขึ้นมาต่อประกอบกันแสดงตามรูปที่ 5.4 และแสดงผลการทำงานแสดงตามรูปที่ 5.9 และ 5.10 ตามลำดับ



รูปที่ 5.9 แรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่วัด ณ.ตำแหน่ง  $V_o$  จากการต่อวงจรจริง



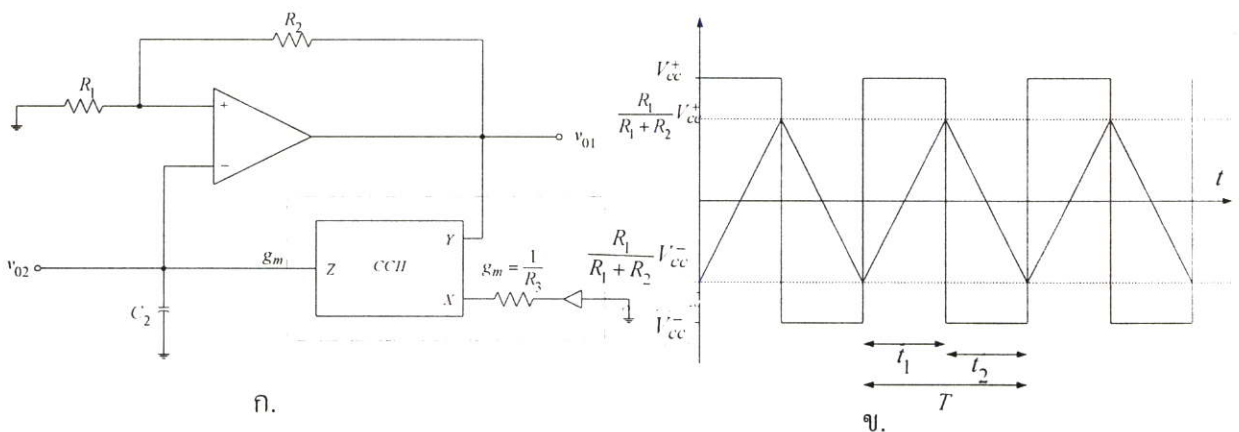
รูปที่ 5.10 แรงดันอินพุตและแรงดันทรานซิสเตอร์ที่วัด ณ.ตำแหน่ง  $V_{TH}$  จากการต่อวงจรจริง

จากผลการทดลองนี้ แสดงให้เห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตและค่าแรงดันทรานซิสเตอร์ของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ สามารถควบคุมได้โดยอิสระแยกจากกัน โดยการปรับที่ค่า  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  ตามลำดับ

### 5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม (Triangular and Square Wave Generator) [66]

วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นกรนำเอาวงจรขยายความนำที่ได้ออกแบบมาต่อร่วมกับวงจรมิตต์ทริกเกอร์ เพื่อแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของวงจรขยายความนำที่ได้นำเสนอ

วงจรขยายความนำในที่นี้ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าให้เป็นกระแส (voltage to current converter) เพื่อนำกระแสไปประจุที่ตัวเก็บประจุ (ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส หรือ  $I_{source}$ ) ในช่วงเวลาที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์เป็นแรงดันอิมิตต์ด้านบวก และเมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์เป็นแรงดันอิมิตต์ด้านลบ วงจรขยายความนำนี้จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันให้เป็นกระแส (ทำหน้าที่เป็นตัวรับกระแส หรือ  $I_{sink}$ ) เพื่อรับการคายประจุจากตัวเก็บประจุ



รูปที่ 5.11 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม

การทำงานของวงจรอธิบายได้ดังนี้คือ เมื่อเราใช้ค่าแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ  $\pm V_{cc}$  จะทำให้เอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์มีค่าเป็น  $+V_{cc}$  หรือ  $-V_{cc}$  เท่านั้น ขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตที่ขั้วบวกและลบของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ว่าค่าใดจะมากกว่ากัน แรงดันที่ขั้วบวกของวงจรมิตต์ทริกเกอร์จะมีค่าเท่ากับ  $\pm \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) R_3 \cdot V_{cc}$  ดังนั้นช่วงค่าความแตกต่างของแรงดันอินพุตที่ทำให้วงจร

ขมิตริกเกอร์เกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะคือ  $2V_{cc} \left( \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2} \right) V$  และเนื่องจากอัตราการคายประจุ

ของตัวเก็บประจุ  $C$  มีค่าเท่ากับ  $\frac{I_z}{C}$  หรือ  $\pm \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) R_3 C \cdot V_{cc}$  โวลต์/วินาที โดยเวลาที่ใช้ใน

การเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับต่ำไประดับสูง ( $t_1$ ) หาได้จาก

$$t_1 = 2R_3C \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

และเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับสูงไปยังระดับต่ำ ( $t_2$ ) หาได้จาก

$$t_2 = 2R_3C \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

ดังนั้นคาบเวลา ( $T = t_1 + t_2$ ) ที่วงจรขมิตริกเกอร์มีการเปลี่ยนแปลงสถานะ มีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการดังนี้คือ

$$\begin{aligned} T = t_1 + t_2 &= \left( \frac{2R_3CR_1}{R_1 + R_2} \right) + \left( \frac{2R_3CR_1}{R_1 + R_2} \right) = 2 \left( \frac{2R_3CR_1}{R_1 + R_2} \right) \\ &= 4R_3C \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \end{aligned} \quad (5.3)$$

นั่นคือ ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ (oscillation frequency,  $f_0$ )

$$f_0 = \frac{1}{T}$$

หรือ 
$$f_0 = \frac{g_m}{4} \left( \frac{1}{C} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \quad (5.4)$$

เมื่อ 
$$g_m = \frac{1}{R_3}$$

และขนาดของสัญญาณสี่เหลี่ยม คือค่าของแรงดันเอาต์พุตของวงจรขมิตริกเกอร์ และขนาดของสัญญาณสามเหลี่ยม คือค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ[66] ซึ่งหาค่าได้ตามสมการที่ 5.5 และ 5.6 ตามลำดับ

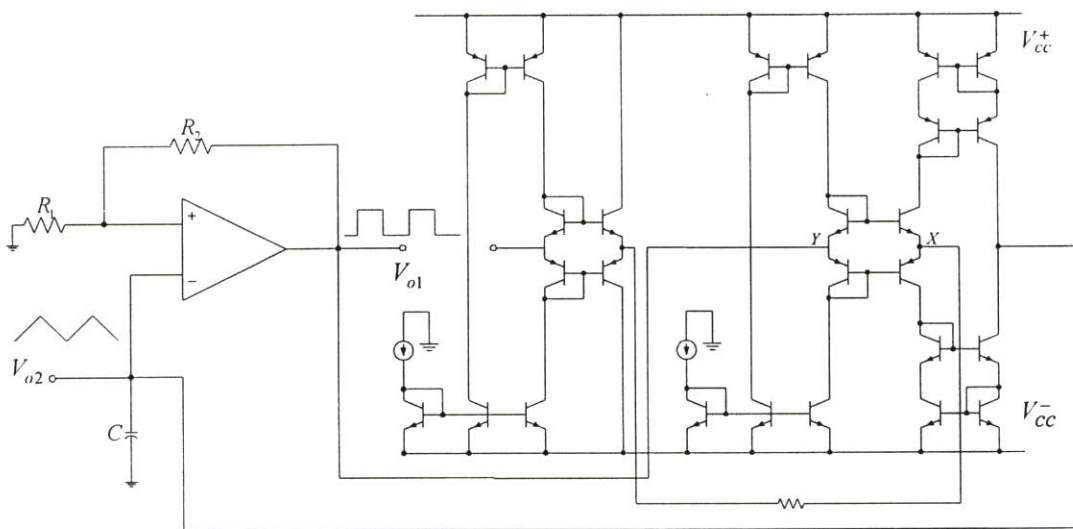
$$v_{o1(p-p)} = 2V_{cc}^+ \tag{5.5}$$

$$v_{o2(p-p)} = 2\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)V_{cc}^+ \tag{5.6}$$

ดังนั้นเมื่อวิเคราะห์จากสมการที่ 5.4, 5.5 และ 5.6 พบว่าค่าความถี่  $f_0$  แปรตามค่าทรานซิสเตอร์คอนดักแตนซ์ของวงจรขยายความนำเป็นเชิงเส้น และการเปลี่ยนแปลงของความถี่นั้นไม่ส่งผลต่อขนาดของสัญญาณทั้งสอง และที่สำคัญก็คือ  $f_0$  ไม่เป็นฟังก์ชันของแรงดันเชิงอุณหภูมิ ดังนั้นวงจรนี้จึงมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิ

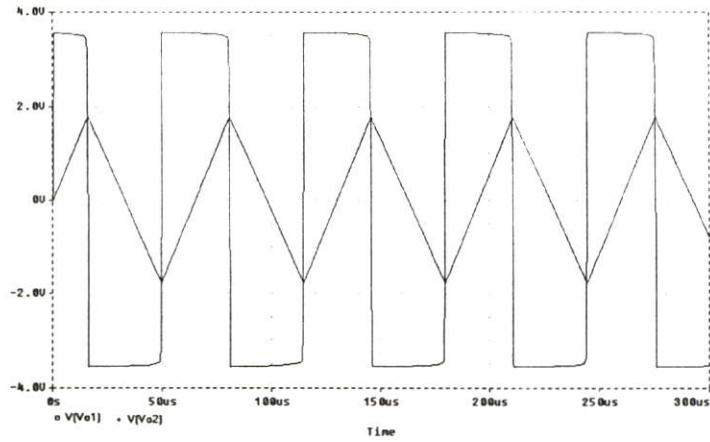
### 5.3.1 การเลียนแบบการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม และผลการทดลองจริง

เพื่อเป็นการทดสอบคุณสมบัติของวงจร เราได้เลียนแบบทำงานตามวงจรในรูปที่ 5.12 โดยใช้วงจรขยายความนำที่ได้ออกแบบขึ้น มาต่อร่วมกับออปแอมป์เบอร์ LF351, ตัวเก็บประจุ  $C = 0.1\mu F$ , ค่าความต้านทาน  $R_1 = R_2 = 10k\Omega$  และจ่ายไฟเลี้ยงวงจร  $\pm 5V$



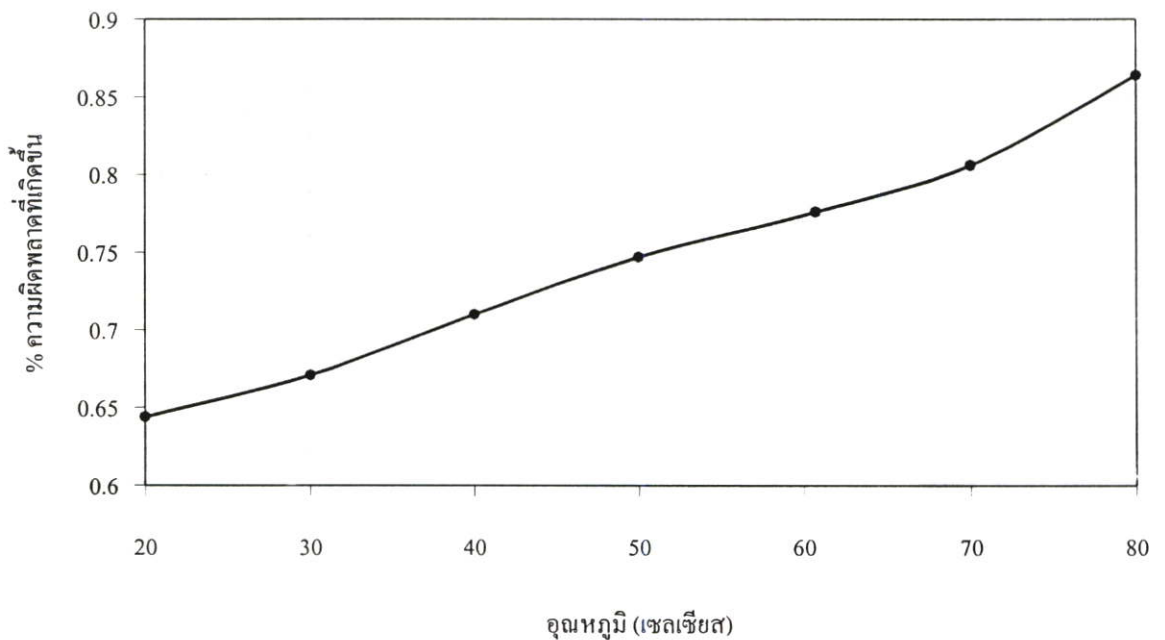
รูปที่ 5.12 วงจรให้กำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม

โดยผลการทดลองซึ่งแสดงในรูปที่ 5.13 เป็นการวัดสัญญาณเอาต์พุต ณ ตำแหน่ง  $v_{o1}$  และ  $v_{o2}$  ซึ่งเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมตามลำดับ



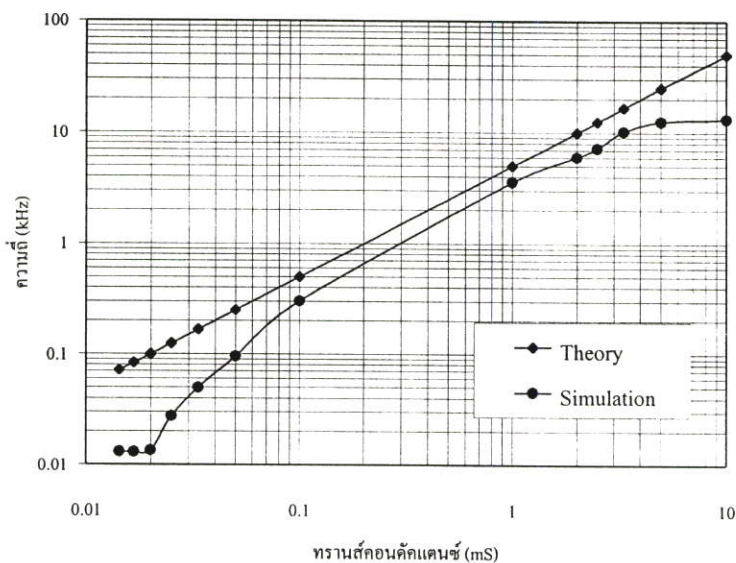
**รูปที่ 5.13** ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า  $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ ,  $C = 0.1\mu F$  และ  $g_m = 0.01S$  ( $R_3 = 100\Omega$ ) โดยจ่ายไฟเลี้ยงที่  $\pm 5V$

ผลการเลียนแบบที่ได้แสดงให้เห็นว่าวงจรมีสามารถทำงานเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณสี่เหลี่ยมได้ จากนั้นเพื่อเป็นการตรวจสอบเกี่ยวกับผลของอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีต่อการทำงานของวงจร จึงได้กำหนดความถี่คงที่เท่ากับ  $10kHz$  และเปลี่ยนค่าของอุณหภูมิที่ค่าต่างๆกันในช่วง  $20 - 80$  องศาเซลเซียส ได้ผลแสดงตามรูปที่ 5.14



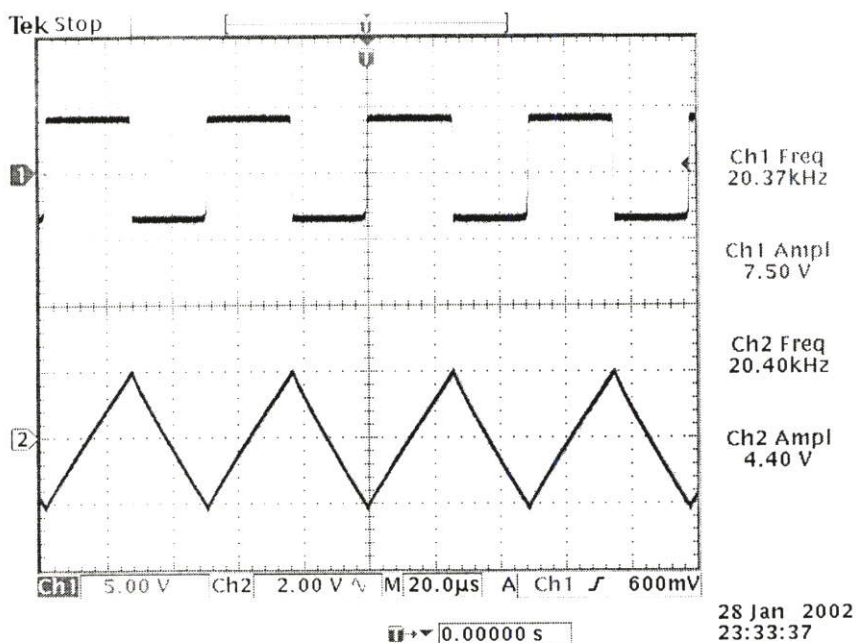
**รูปที่ 5.14** เปอร์เซนต์ความผิดพลาดของความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

นอกจากนี้เพื่อที่จะดูความสัมพันธ์ดังแสดงในสมการที่ 5.4 เมื่อเปลี่ยนค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร(เปลี่ยนค่า  $R_3$ ) โดยกำหนดให้อุปกรณ์อื่น ๆ มีค่าคงที่  $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ ,  $C = 0.1\mu F$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าความถี่  $f_0$  แปรตามค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ แสดงผลเลียนแบบการทำงานดังรูปที่ 5.15 จากผลเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์พบว่ามีความแตกต่างกันระหว่างค่าที่ได้จากการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และค่าจากการคำนวณทางทฤษฎี ทั้งนี้เนื่องจากค่าความต้านทานแฝงจะปรากฏผลทำให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรมีค่าต่ำกว่าค่าในทางทฤษฎีและเนื่องจากการลดลงของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์นี้ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของความถี่ในการให้กำเนิดสัญญาณ

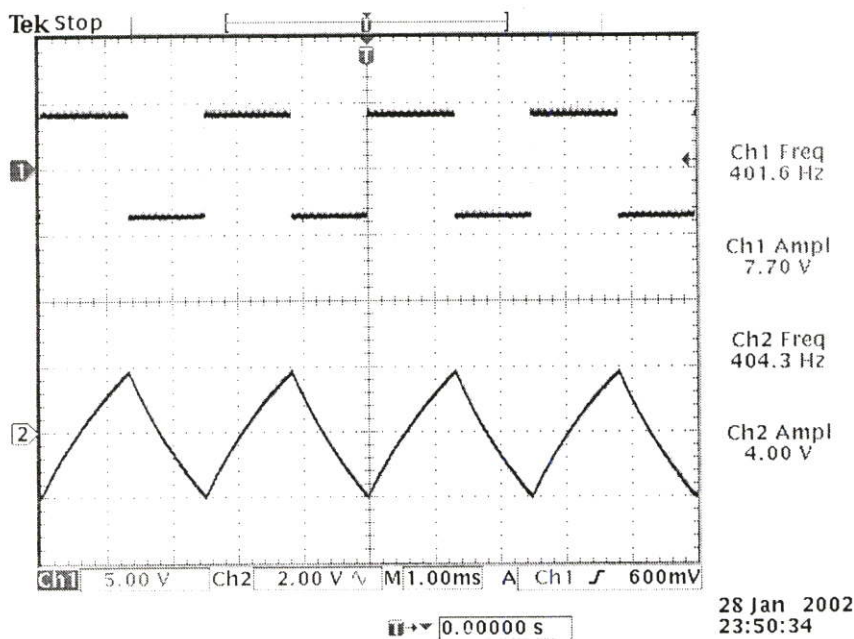


รูปที่ 5.15 การเปลี่ยนแปลงค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และค่าความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ

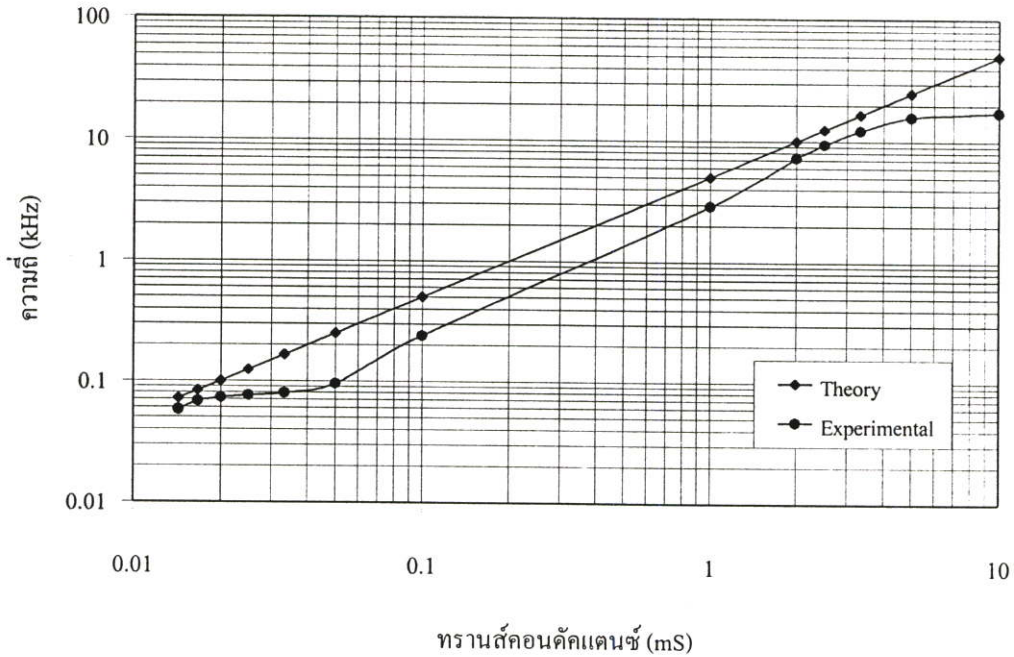
หลังจากที่ได้ตรวจสอบการทำงานโดยการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เรียบร้อยแล้ว จากนั้นจึงทำการทดลองต่อวงจรจริงเพื่อยืนยันผลในทางปฏิบัติ โดยต่อวงจรขยายความนำที่ได้ ออกแบบและสร้างขึ้นมาต่อร่วมกับออปแอมป์เบอร์ LF351 โดยที่ค่าอุปกรณ์ต่างๆยังคงใช้ค่าเช่นเดียวกับการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์คือ  $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ ,  $C = 0.1\mu F$ , จ่ายไฟเลี้ยงขนาด  $\pm 5V$  และกำหนดให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรมีค่าเท่ากับ  $0.01S$  แสดงผลการทดลองดังรูปที่ 5.16 และในรูปที่ 5.17 เป็นผลการทดลองเมื่อเปลี่ยนค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เป็น  $0.1mS$  โดยที่ค่าอุปกรณ์อื่นๆยังคงค่าเช่นเดียวกับรูปที่ 5.13 ทุกประการ



รูปที่ 5.16 สัญญาณสี่เหลี่ยม  $v_{o1}$  (CH1) และสัญญาณสามเหลี่ยม  $v_{o2}$  (CH2) ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ ( $g_m = 0.01S$ )



รูปที่ 5.17 สัญญาณสี่เหลี่ยม  $v_{o1}$  (CH1) และสัญญาณสามเหลี่ยม  $v_{o2}$  (CH2) ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ ( $g_m = 0.1mS$ )



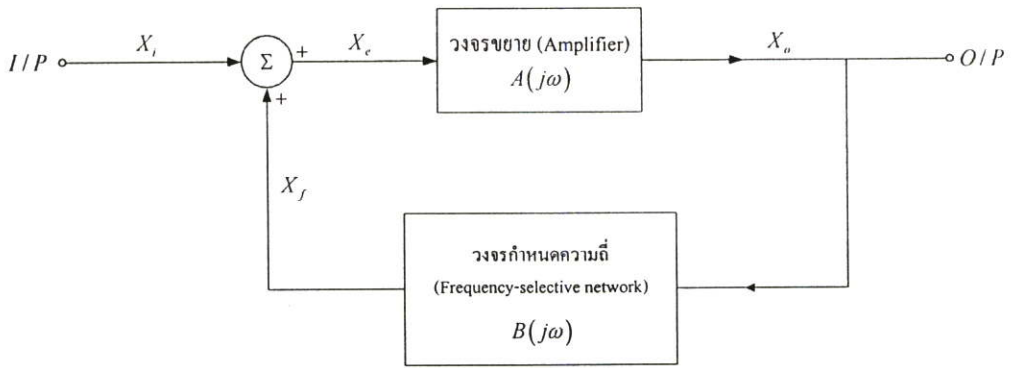
รูปที่ 5.18 ค่าทราวนส์คอนคัคแดนซ์และความถี่ของการกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมและสัญญาณสามเหลี่ยม

พบว่าจากผลการวิเคราะห์ในทางทฤษฎี การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการทดลองจริงให้ผลที่สอดคล้องกัน นั่นคือวงจรนี้สามารถทำหน้าที่ให้กำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมและสัญญาณสามเหลี่ยมได้ และสามารถที่จะปรับความถี่ของสัญญาณที่กำเนิดได้จากค่าทราวนส์คอนคัคแดนซ์ของวงจร

#### 5.4 วงจรออสซิลเลเตอร์(oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ เป็นวงจรที่สามารถให้กำเนิดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตเป็นสัญญาณรายคาบ(periodic signal) ได้โดยไม่ต้องมีสัญญาณอินพุตให้กับวงจร ในหัวข้อต่อไปนี้จะเป็นการกล่าวถึงเฉพาะหลักการของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์เท่านั้น

โครงสร้างพื้นฐานของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ ประกอบไปด้วยวงจรขยายสัญญาณ (amplifier) และวงจรถูกเลือกความถี่(frequency-selective network) ที่มีการต่อร่วมกันในลักษณะของการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) แสดงตามรูปที่ 5.19



รูปที่ 5.19 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรถ้าเนคสัญญาณ ไซน์

โดยสัญลักษณ์ที่แสดงในรูป คือ

$x_i$  คือ สัญญาณอินพุตของวงจรถ้าเนค

$x_o$  คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ้าเนค

$x_e$  คือ ผลรวมของสัญญาณ  $x_i$  และ  $x_f$

$x_f$  คือ สัญญาณป้อนกลับ

$A(j\omega)$  คือ อัตราการขยายของวงจรถ้าเนค

$B(j\omega)$  คือ อัตราการขยายของวงจรถ้าเนคความถี่

สังเกตว่าจริงๆ แล้วในทางปฏิบัตินี้ วงจรถ้าเนคจะให้กำเนิดสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณอินพุต แต่ในการอธิบายหลักการของวงจรถ้าเนคสัญญาณนั้นจะรวมเอาสัญญาณอินพุตเข้ามาพิจารณาด้วย จากบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 5.19 ได้ความสัมพันธ์แสดงตามสมการดังนี้คือ

$$x_e = x_i + x_f \quad (5.7)$$

เมื่อ

$$x_f = B(j\omega)x_o \quad (5.8)$$

และ

$$x_o = A(j\omega)x_e \quad (5.9)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ 5.7 และ 5.9 ลงในสมการที่ 5.8 จะได้ว่า

$$\frac{x_o}{x_f} = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \quad (5.10)$$

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น วงจรกำเนิดสัญญาณนั้นจะต้องมีสัญญาณเอาต์พุตโดยที่ไม่จำเป็นที่จะต้อง  
ต้องมีสัญญาณอินพุต ซึ่งเงื่อนไขที่จะทำให้ค่ากล่าวนี้เป็นจริงได้ก็คือ การที่อัตราขยายต้องมีค่า  
เป็นอนันต์(infinity) หรือค่าส่วนของสมการที่ 5.10 มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งก็คือ

$$1 - A(j\omega)B(j\omega) = 0 \quad (5.11)$$

ซึ่งตำแหน่งของค่าที่ทำให้สมการที่ 5.11 เป็นจริงนั้นคือตำแหน่งที่เกิดการกำเนิดสัญญาณ และ  
เงื่อนไขที่ทำให้ค่ากล่าวนี้เป็นจริงได้นั้นเรียกว่า “เกณฑ์ของบาร์คฮูเซน (Barkhuasen criteria)” [67]  
ซึ่งกล่าวไว้ว่า “วงจรมีสัญญาณที่สามารถกำเนิดสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องที่ความถี่  $\omega_0$  ได้นั้น  
ขนาดของอัตราขยายของลูบต้องมีค่าเท่ากับหนึ่ง และมีมุมเฟสเท่ากับ  $2n\pi$ ” นั่นคือจากสมการ  
ที่ 5.11 จะได้เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณ 2 เงื่อนไข คือ

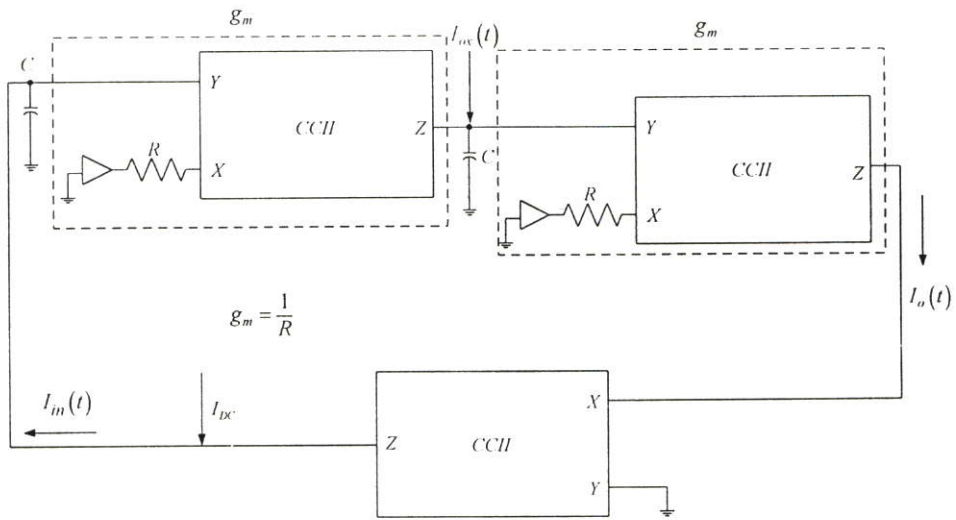
$$|A(j\omega)B(j\omega)| = 1 \quad (5.12)$$

และ

$$\angle A(j\omega)B(j\omega) = 2n\pi \quad \text{เมื่อ } n = 1, 2, 3, \dots \quad (5.13)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ 5.12 และสมการที่ 5.13 ลงในสมการที่ 5.10 เห็นได้ว่าผลลัพธ์ของสมการที่ได้จะมีค่าเป็นอนันต์ นั่นก็หมายถึงว่าแม้ไม่มีสัญญาณอินพุตวงจรนี้ก็สามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตได้

### 5.4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการควบคุมค่าแอมพลิจูดด้วยผลการตอบสนอง บ่งกับแบบง่าย [68]



รูปที่ 5.20 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการป้อนสัญญาณไฟตรงเพื่อปรับเปลี่ยนขนาดของสัญญาณ  
ไซน์ชอยดอล

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 5.20 จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการต่อไปนี้คือ

$$I_{ox}(s) = \frac{g_m I_m(s)}{Cs} \quad (5.14)$$

$$I_o(s) = \frac{g_m I_{ox}(s)}{Cs} \quad (5.15)$$

และ

$$I_o(s) = I_m(s) \quad (5.16)$$

เมื่อวิเคราะห์ค่ากระแสที่ไหลภายในวงจร สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้คือ

$$I_o(s) = \frac{I_{ox}(s)}{RCs}$$

$$I_{ox}(s) = \frac{I_m(s) + I_{DC}}{RCs}$$

$$I_o(s) = \frac{I_m(s) + I_{DC}}{(RCs)^2}$$

$$I_{in}(s) = I_o(s)$$

$$I_o(s) = \frac{I_o(s) + I_{DC}}{(RCs)^2}$$

$$(RCs)^2 I_o(s) - I_o(s) = I_{DC}$$

หรือ

$$\left(\frac{C}{g_m}\right)^2 I_o''(t) + I_o(t) = I_{DC} \quad (5.17)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ 5.17 เพื่อหาคำตอบจะพบว่าคำตอบที่สมบูรณ์จะแบ่งออกเป็นสองส่วน คือเป็นผลการตอบสนองทางธรรมชาติ(natural response:  $I_{on}(t)$ ) และผลการตอบสนองบังคับ (force response :  $I_{of}(t)$ ) หรือเขียนแทนความสัมพันธ์ได้ว่า ผลการตอบสนองบริบูรณ์  $I_o(t)$  จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$I_o(t) = I_{on}(t) + I_{of}(t) \quad (5.18)$$

เพื่อที่จะหาผลการตอบสนองบังคับของสมการที่ 5.17 สามารถทำได้โดยการสมมติให้  $I_{of}(t) = K$  โดยที่  $K$  นี้เป็นค่าคงที่ จากนั้นแทนค่าลงในสมการที่ 5.17 และทำการหาค่าอนุพันธ์ซึ่งจะได้ว่า

$$K = I_{DC} \quad (5.19)$$

ในขณะที่ผลการตอบสนองธรรมชาติ

$$I_{on}(t) = A \cos\left(\frac{g_m}{C}t\right) + B \sin\left(\frac{g_m}{C}t\right)$$

หรือ

$$I_{on}(t) = A \cos(\omega t) + B \sin(\omega t) \quad (5.20)$$

$$\text{เมื่อ } \omega = \frac{1}{RC} = \frac{g_m}{C}$$

สำหรับค่า  $A$  และ  $B$  นั้นหาได้จากค่าเงื่อนไขเริ่มต้น โดยการพิจารณาในช่วงเวลาดังแต่  $0^-$  ถึง  $0^+$  เมื่อไม่จ่ายไฟเลี้ยงจึงไม่มีกระแสไหลภายในวงจร นั่นคือ  $I_o(0) = 0$  และที่เวลา  $0^-$  ถึง  $0^+$  กระแสยังคงเป็นศูนย์ ทำให้ไม่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสตลอดช่วงเวลาดังกล่าว ทำให้  $I_o'(0) = 0$

$$A = -I_{DC} \quad (5.21)$$

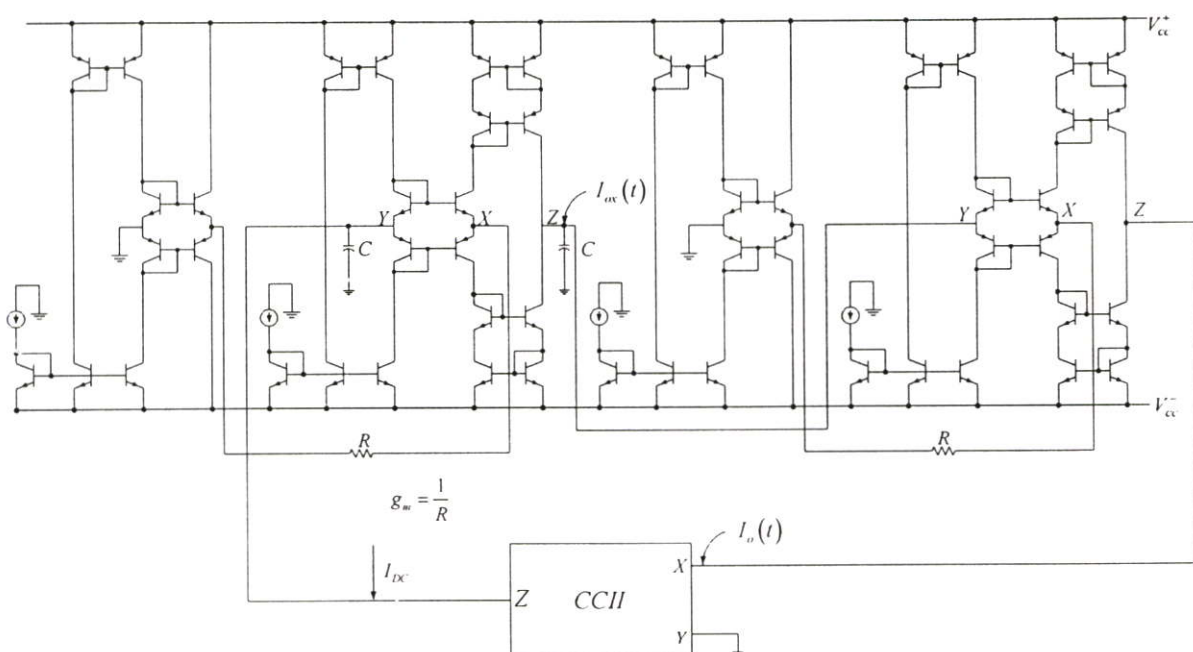
และ

$$B = 0 \quad (5.22)$$

ดังนั้นผลการตอบสนองเอาต์พุตบริบูรณ์ คือ

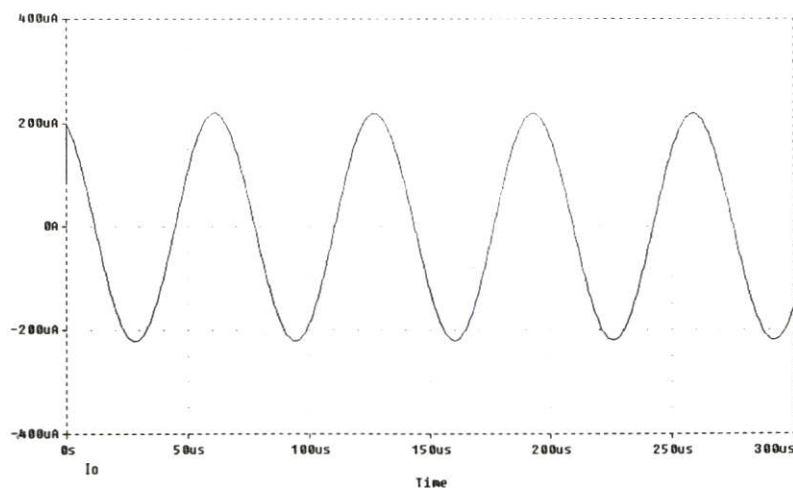
$$I_o(t) = -I_{DC} [\cos(\omega t) + 1] \quad (5.23)$$

นั่นคือจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า เราสามารถที่จะควบคุมขนาดของสัญญาณไซน์ชอยคอลได้จากสัญญาณ  $I_{DC}$  ที่ป้อนให้กับวงจร แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุต  $I_o(t)$  มีองค์ประกอบของสัญญาณไฟตรงอยู่ด้วย เราจึงสามารถเลือกใช้สัญญาณ ณ.ตำแหน่งอื่นที่ปราศจากไฟตรงได้ตามต้องการ ซึ่งในที่นี้เลือก ณ.ตำแหน่ง  $I_{ox}(t)$  สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณไซน์เนื่องจากเฟสที่ต่างกัน 90 องศาเมื่อเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต  $I_o(t)$

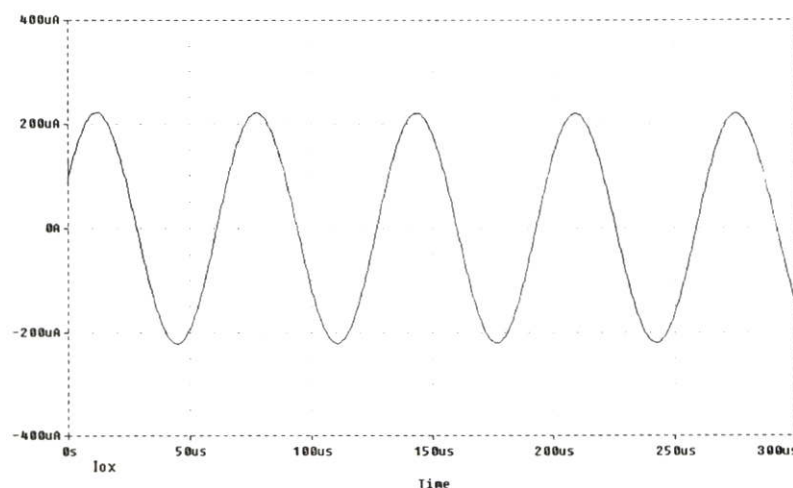


รูปที่ 5.21 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการควบคุมขนาดโดยใช้ผลตอบสนองบังคับแบบง่าย

เพื่อทดสอบแนวความคิดที่ได้นำเสนอ จึงทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 5.21 ด้วยโปรแกรมสไปซ์โดยใช้วงจรขยายความนำที่นำเสนอต่อร่วมกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ตัวเก็บประจุที่มีขนาด  $0.01 \mu\text{F}$  กำหนดให้วงจรขยายความนำมีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เท่ากับ  $1\text{mS}$  ( $R=1\text{k}\Omega$ ) และใช้ไฟเลี้ยงวงจรที่  $\pm 5 \text{ V}$  โดยออกแบบความถี่ในการออสซิลเลตไว้ที่  $15 \text{ kHz}$  มีผลการเลียนแบบการทำงานแสดงตามรูปที่ 5.22 และ 5.23

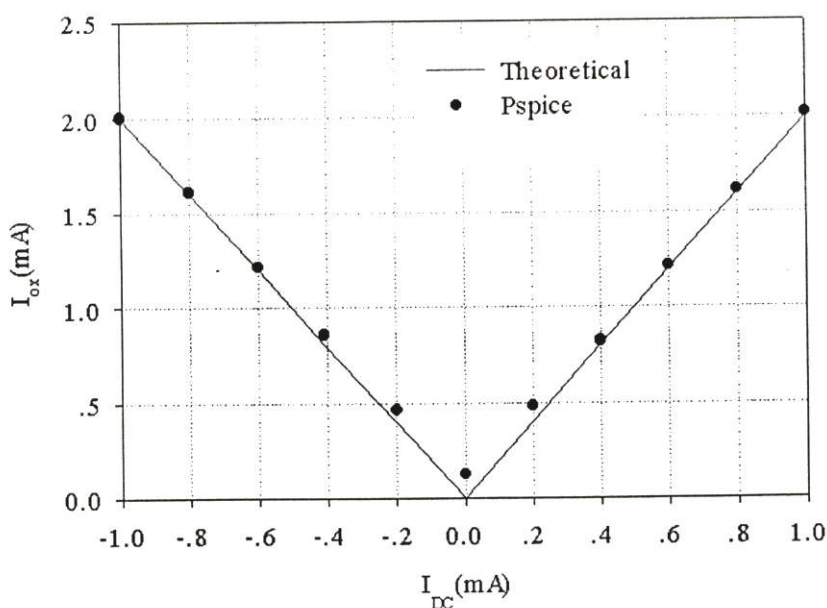


รูปที่ 5.22 สัญญาณ  $I_o(t)$  ที่มีความถี่ในการออสซิลเลต 15kHz เมื่อป้อน  $I_{DC} = 0.2mA$



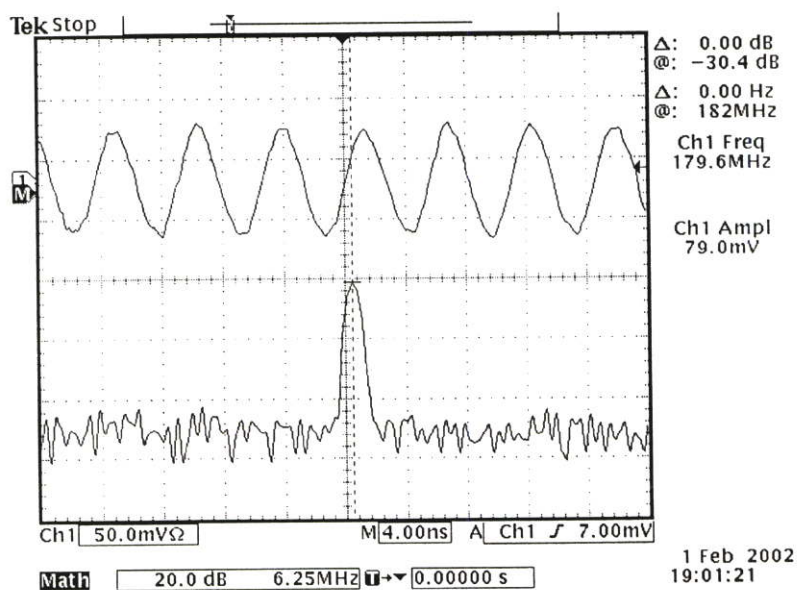
รูปที่ 5.23 สัญญาณ  $I_{ox}(t)$  ที่มีความถี่ในการออสซิลเลต 15kHz เมื่อป้อน  $I_{DC} = 0.2mA$

ผลจากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมสไปซ์ ซึ่งให้เห็นถึงความสอดคล้องกันระหว่างผลการวิเคราะห์และผลเลียนแบบการทำงาน จากแนวความคิดและวิธีการที่ได้นำเสนอนี้ทำให้สามารถควบคุมขนาดของสัญญาณได้โดยวิธีการง่ายๆ และยังไม่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของวงจร ทำให้ในทางปฏิบัติสามารถที่จะควบคุมขนาดของสัญญาณไซน์ชอยคอลได้โดยการป้อนกระแสไฟตรงเข้าไปในตำแหน่งที่เหมาะสม เพื่อใช้เป็นผลตอบสนองบังคับของวงจรแสดงผลตามรูปที่ 5.24



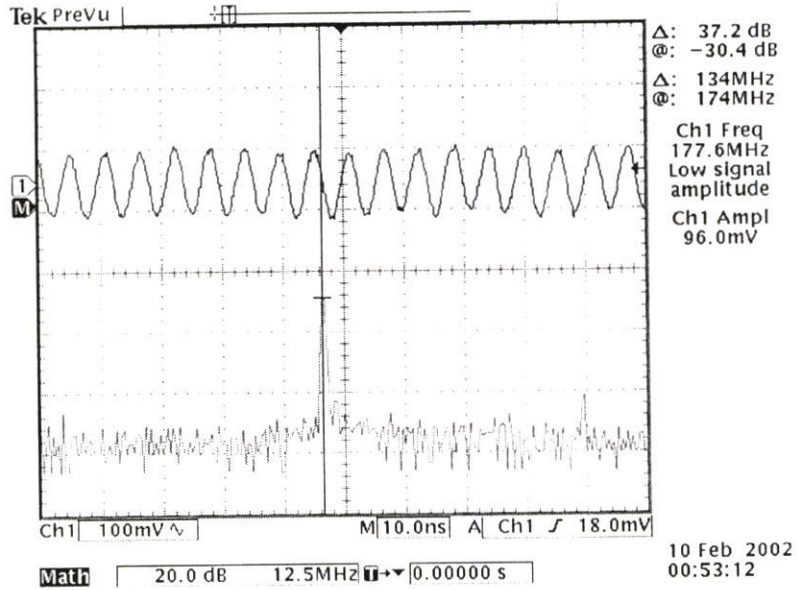
รูปที่ 5.24 ผลการเขียนแบบการควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ชอยคอลของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 15 kHz

จากวงจรในรูปที่ 5.20 ได้ทำการต่อวงจรจริงเพื่อทดสอบการทำงานในทางปฏิบัติ กำหนดให้วงจรมีการกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 180 MHz โดยตัวเก็บประจุมีค่า 10 pF, ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรรขยายความนำทั้งสองมีค่าเท่ากับ 0.01 S และจ่ายไฟเลี้ยง  $\pm 5V$  ให้กับวงจร ผลการทำงานของกรให้กำเนิดสัญญาณแสดงตามรูปที่ 5.25

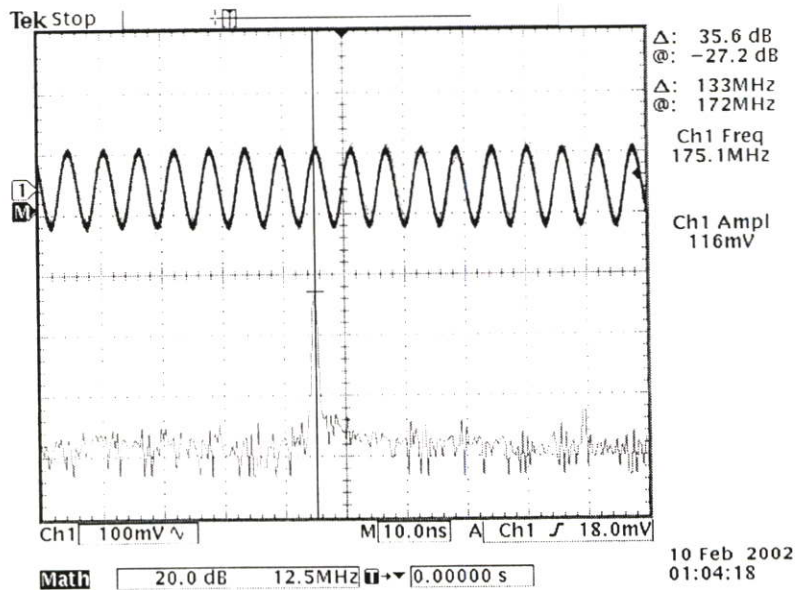


รูปที่ 5.25 สัญญาณ  $I_o(t)$  เมื่อไม่มีการป้อนกระแสควบคุมจากภายนอก

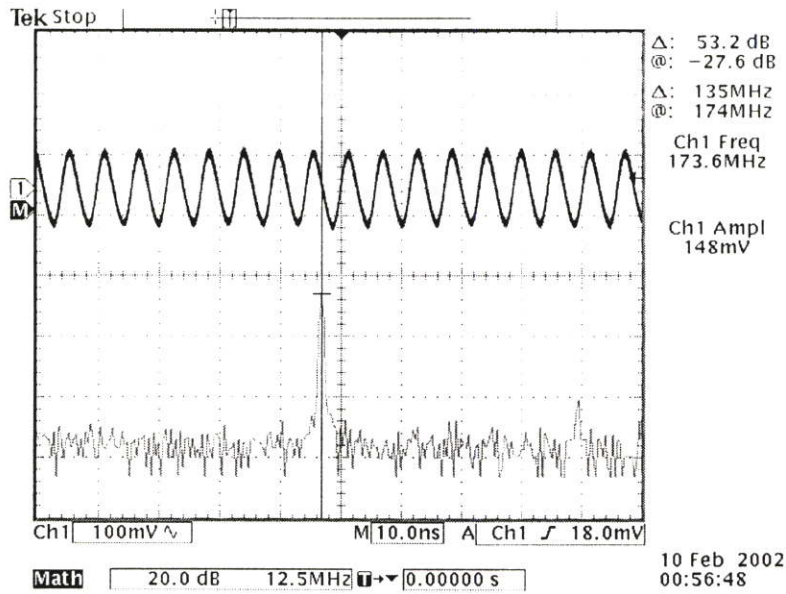
และเพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรในรูปที่ 5.21 นั้นสามารถปรับค่าแอมพลิจูดได้โดยการป้อนไฟตรงเข้าไปในตำแหน่งที่เหมาะสม ดังนั้นจึงได้ทดลองป้อนกระแสไฟตรงโดยใช้แหล่งจ่ายกระแสที่สามารถจ่ายกระแสที่ค่าต่างๆกัน ได้ผลแสดงดังในรูปที่ 5.26-5.29 ตามลำดับ



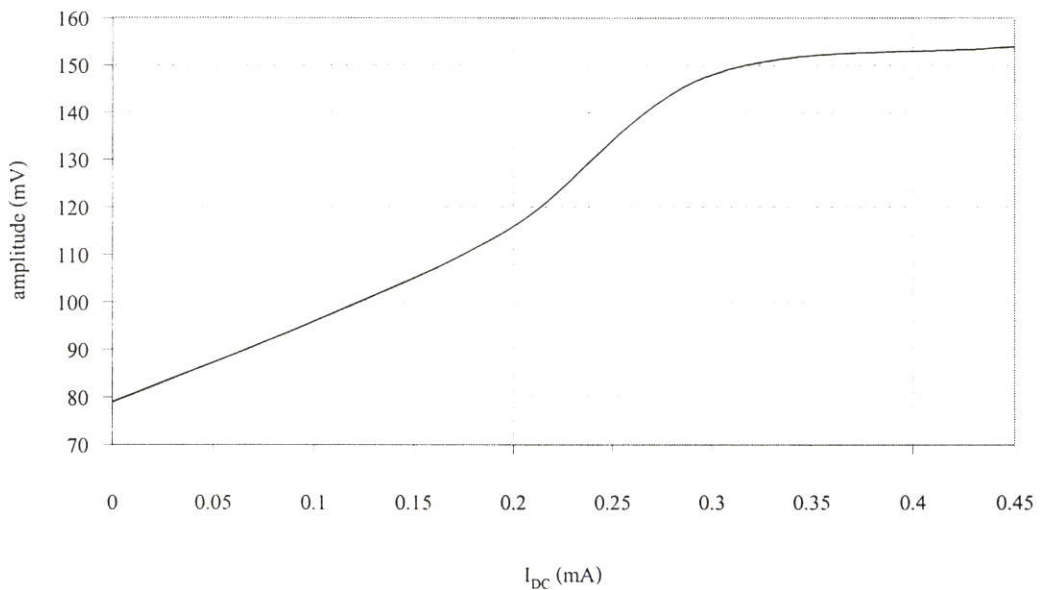
รูปที่ 5.26 สัญญาณ  $I_o(t)$  เมื่อป้อนกระแสควบคุมจากภายนอกขนาด  $100\mu A$



รูปที่ 5.27 สัญญาณ  $I_o(t)$  เมื่อป้อนกระแสควบคุมจากภายนอกขนาด  $200\mu A$



รูปที่ 5.28 สัญญาณ  $I_o(t)$  เมื่อป้อนกระแสควบคุมจากภายนอกขนาด  $300\mu A$

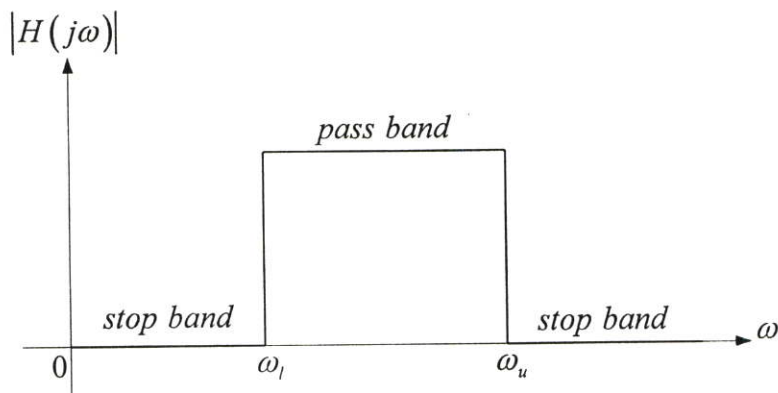


รูปที่ 5.29 ผลการทดลองต่อวงจรจริงเพื่อควบคุมขนาดของสัญญาณไซน์ชอยคอลลของวงจรออสซิลเลเตอร์

เมื่อพิจารณาผลการเลียนแบบการทำงานและผลการทดลองทั้งหมดของวงจรนั้น สามารถยืนยันได้ว่าวงจรออสซิลเลเตอร์นี้สามารถควบคุมค่าแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์ชอยคอลลได้ด้วยผลการตอบสนองบังคับแบบง่าย ซึ่งในทางปฏิบัตินั้นสามารถที่จะควบคุมได้จากแหล่งจ่ายกระแสภายนอกซึ่งสอดคล้องตามสมการที่ 5.23 และเป็นไปตามหลักการในทางทฤษฎีเป็นอย่างดี

## 5.5 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Bandpass Filter)

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรที่มีผลการตอบสนองที่ยอมให้เฉพาะสัญญาณที่อยู่ในย่านความถี่ที่เราต้องการผ่านไปได้นั้น วงจรกรองผ่านแถบความถี่คือวงจรที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟ 2 ค่า คือ  $\omega_l$  และ  $\omega_u$  โดยที่  $\omega_u > \omega_l$  และมีแถบความถี่หยุด (stop band) 2 แถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ  $\omega_l$  และในช่วงความถี่ที่สูงกว่าค่าความถี่คัทออฟ  $\omega_u$  สามารถแสดงผลการตอบสนองของขนาดในโดเมนความถี่แบบอุดมคติแสดงตามรูปที่ 5.30



รูปที่ 5.30 ผลการตอบสนองของขนาดในโดเมนความถี่แบบอุดมคติของการกรองแถบความถี่ผ่าน

ในการศึกษาคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ จะพิจารณาจากรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นหลัก โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาเฉพาะฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบ Biquadratic แสดงตามสมการที่ 5.24

$$H(s) = \frac{H_0 \frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (5.24)$$

โดยที่  $H_0$  คือ ค่าอัตราขยายสูงสุดที่ความถี่  $\omega_0$

$\omega_0$  คือ ค่าความถี่รีโซแนนซ์ (resonant frequency)

$Q$  คือ ตัวประกอบแสดงคุณภาพ (quality factor)



$$T(s) = \frac{sC_1g_{m_2}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m_2} + g_{m_2}} \quad (5.29)$$

โดยที่ค่า

$$\omega_0 = \frac{g_m}{\sqrt{C_1C_2}} \quad (5.30)$$

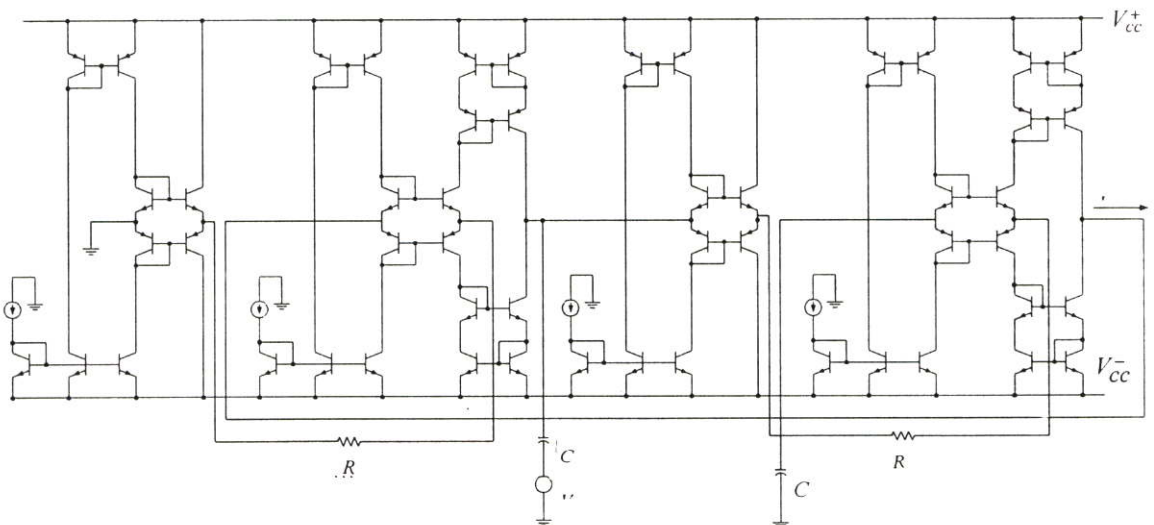
และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (5.31)$$

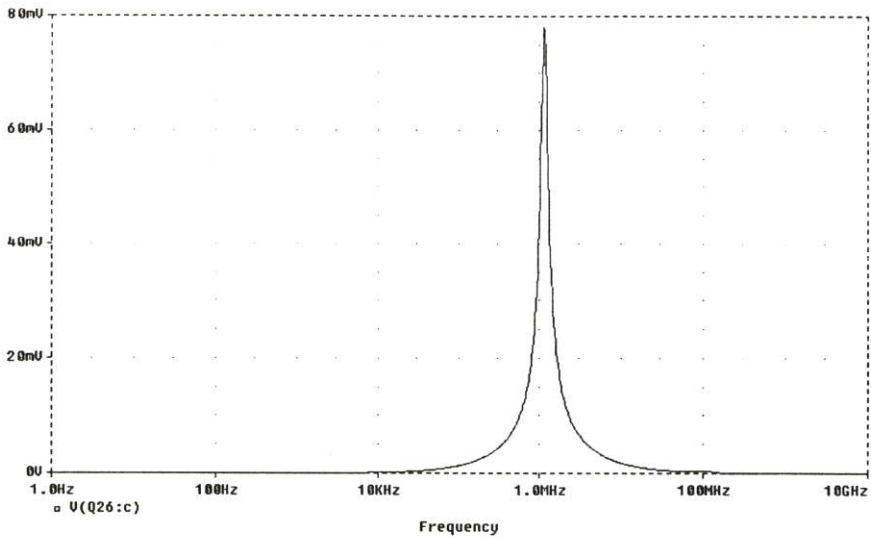
โดยมีเงื่อนไข คือ

$$g_{m_1} = g_{m_2} = g_m$$

เพื่อที่จะตรวจสอบความถูกต้องในการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่ได้แนะนำเสนอนั้น ทำได้โดยใช้โปรแกรมสไปซ์จำลองการทำงานของวงจรซึ่งแสดงตามรูปที่ 5.32 ซึ่งในการตรวจสอบการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่ได้กล่าวถึงนี้ ทำได้โดยการต่อวงจรขยายความนำร่วมนำกับตัวเก็บประจุขนาด  $1nF$  ตามรูปที่ 5.32 และกำหนดให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรมีค่าเท่ากับ  $1mS$  เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไฟกระแสสลับขนาด  $10mV$  ค่าความถี่กลางในการกรองแถบความถี่ผ่านมีค่าประมาณ  $1MHz$  วัดผลการตอบสนองทางความถี่ของ  $I_o$  ให้ผลการตรวจสอบแสดงตาม รูปที่ 5.33



รูปที่ 5.32 โครงสร้างของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่สองที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงาน

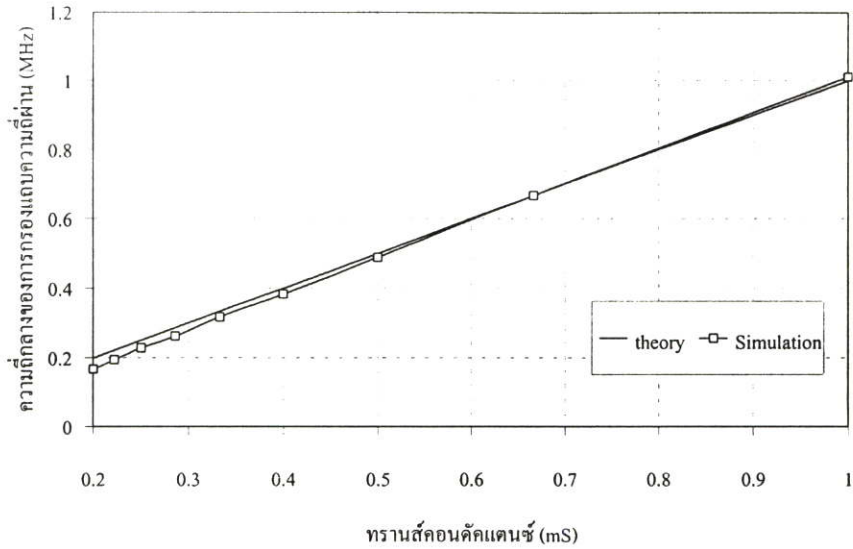


### รูปที่ 5.33 ผลการตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

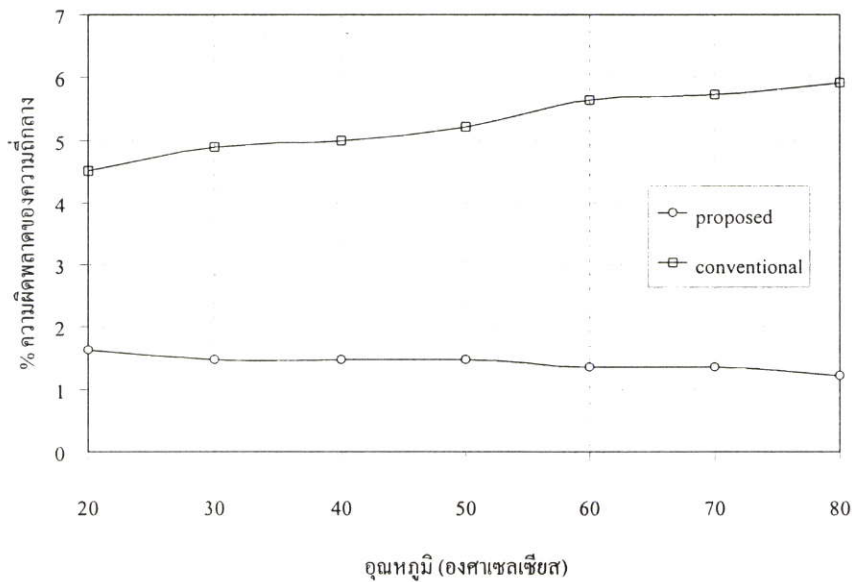
จากผลการตอบสนองทางความถี่ของ  $I_o$  ที่แสดงในรูปที่ 5.33 แสดงให้เห็นถึงความสอดคล้อง ซึ่งเป็นไปตามการวิเคราะห์ในสมการที่ 5.25 ซึ่งเป็นการตอบสนองแบบแถบความถี่ผ่าน

จากนั้นเปลี่ยนค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ให้มีค่าที่แตกต่างกันออกไปเพื่อดูความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่กลางของการกรองแถบความถี่ผ่านเปรียบเทียบกับระหว่างสมการที่ 5.30 และผลเลียนแบบการทำงาน แสดงผลตามรูปที่ 5.34 โดยผลต่างของการเลียนแบบการทำงานและการวิเคราะห์ในทางทฤษฎีนั้นเป็นผลมาจากการเกิดค่าความต้านแฝงขึ้นในวงจร ค่าความต้านแฝงที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ในทางปฏิบัติมีค่าลดลง ซึ่งจะส่งผลทำให้ค่าความถี่กลางในการกรองมีค่าต่ำกว่าค่าที่ได้จากการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

และเพื่อเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ โดยการเปลี่ยนค่าของอุณหภูมิที่ค่าต่างๆกัน ตั้งแต่ 20-80 องศาเซลเซียส แสดงผลการเลียนแบบการทำงานดังแสดงตามรูปที่ 5.35 ซึ่งพบว่าค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นมีแนวโน้มที่ลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นและมีการความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนี้มีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 1.2 – 1.65 เปอร์เซ็นต์ ในช่วงการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ 20-80 องศาเซลเซียส

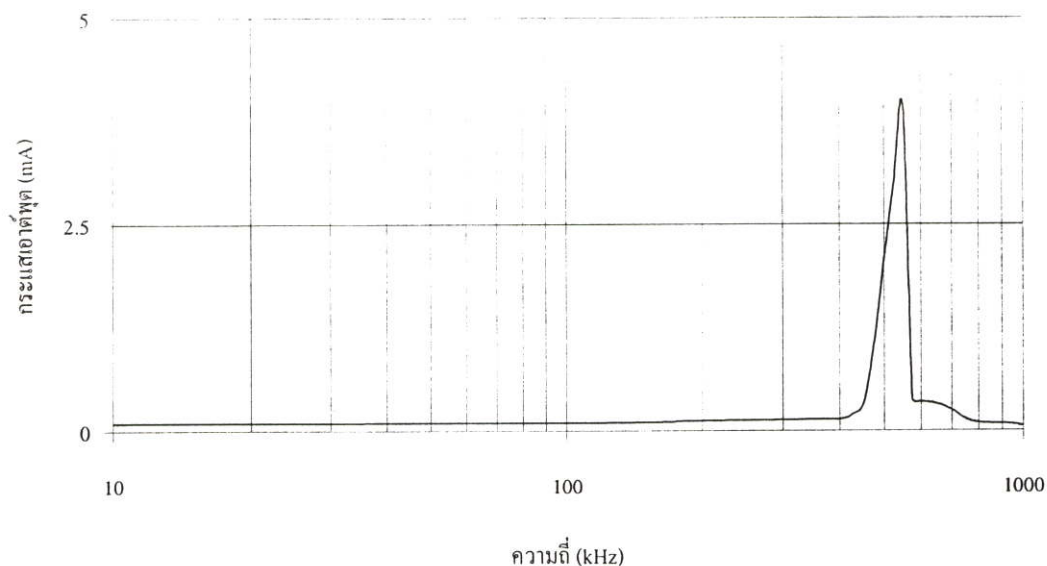


รูปที่ 5.34 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์และค่าความถี่กลางของการกรองแถบความถี่ผ่าน



รูปที่ 5.35 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่กลางของวงจรเมื่ออุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง

จากนั้นเพื่อที่จะตรวจสอบการทำงานในทางปฏิบัติจึงทดลองต่อวงจรตามโครงสร้างในรูปที่ 5.31 โดยวงจรขยายความนำร่วมกับตัวเก็บประจุขนาด  $1nF$  และกำหนดให้ค่าทรานส์คอนคัคเตนซ์ของวงจรมีค่าเท่ากับ  $0.5 mS$  เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด  $100mV_{p-p}$  ค่าความถี่กลางของการกรองแถบความถี่ผ่านมีค่าประมาณ  $550 kHz$  วัดผลการตอบสนองทางความถี่ของ  $I_o$  ให้ผลการตรวจสอบแสดงตามรูปที่ 5.36



รูปที่ 5.36 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้จากการทดลองจริงเมื่อ ออกแบบให้มีค่าความถี่กลางที่ 500 kHz

## 5.7 สรุป

สาระสำคัญในบทนี้ คือการประยุกต์ใช้วงจรขยายความนำแบบใหม่ประกอบขึ้นจาก วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์พร้อมกับวงจรมิกซ์ทรานสลิเนียร์ตามที่ได้นำเสนอ ไปแล้วในบทที่ 4 โดยมีการนำมาสร้างเป็นวงจรมิตทริกเกอร์ วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและ สี่เหลี่ยม วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ซอซอคอลและวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่ 2 จากผล การเทียบแบบการทำงานวงจรด้วยโปรแกรมสไปซ์ให้ผลการวิเคราะห์สอดคล้องตามหลักการ ทางทฤษฎีอย่างน่าพอใจ

## บทที่ 6

### บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอวงจรขยายความนำที่มีพิสัยพลวัตกว้างและมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ โครงสร้างของวงจรที่นำเสนอนี้ อาศัยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบทรานสลิเนียร์เป็นอุปกรณ์หลักในการสร้าง โดยได้เพิ่มส่วนของวงจรมิกซ์ทรานสลิเนียร์เพื่อทำหน้าที่เป็นโวลเตจบัฟเฟอร์ให้กับขั้ว X ของสายพานกระแสและใช้ค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ภายนอกทำหน้าที่ปรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจร คุณสมบัติและการทำงานของวงจรที่ได้เป็นไปตามหลักการและจุดประสงค์ที่ได้วางไว้ กล่าวคือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ มีผลการตอบสนองความถี่ที่ดี มีพิสัยพลวัตกว้าง และมีช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นที่สูงกว่าวงจรขยายความนำแบบพื้นฐานที่มีโครงสร้างเป็นวงจรคิฟเฟอร์เรนเซียล ซึ่งผลการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลการทดลองต่อวงจรจริงให้ผลสอดคล้องกับการวิเคราะห์ในทางทฤษฎี

นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงการเพิ่มความเป็นเชิงเส้นให้กับวงจรขยายความนำแบบพื้นฐานที่มีโครงสร้างเป็นวงจรคิฟเฟอร์เรนเซียลโดยการเพิ่มวงจรคาร์ลิงตันเข้าไปที่คู่ทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุต ซึ่งจากการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์และการตรวจสอบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ให้ผลแสดงให้เห็นว่าการเพิ่มวงจรคาร์ลิงตันเข้าไปนี้สามารถเพิ่มความเป็นเชิงเส้นให้กับวงจรได้ แต่เมื่อตรวจสอบถึงผลการตอบสนองความถี่นั้นก็กลับพบว่าวงจรคาร์ลิงตันที่เพิ่มเข้าไปนี้ทำให้ผลการตอบสนองความถี่ที่ได้มีค่าลดลง

จากนั้นเพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถของวงจรที่ได้นำเสนอในทางปฏิบัติ จึงนำวงจรขยายความนำนี้ไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรในรูปแบบต่างๆกัน คือ วงจรชมิทริกเกอร์ วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม วงจรออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ซึ่งจากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการทดลองต่อวงจรจริงให้ผลการทำงานสอดคล้องเป็นไปตามหลักการแต่ในการใช้งานในทางปฏิบัตินั้นจะปรากฏผลของค่าความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้ว X ของวงจรสายพานกระแสและวงจรมิกซ์ทรานสลิเนียร์ ค่าความต้านทานแฝงนี้จะมีผลทำให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์มีความคลาดเคลื่อน ซึ่งจะส่งผลให้เกิดความผิดพลาดในการทำงาน และการตอบสนองความถี่ของวงจร แต่สำหรับเสถียรภาพต่ออุณหภูมิของวงจรมีความคลาดเคลื่อนจากค่าทฤษฎี ทั้งนี้เนื่องจากการทดลองต่อวงจรจริงนั้น การให้ความร้อนแก่วงจรมันเป็นการให้ความร้อนแก่วงจรที่ต่อบนแผ่นปริ้นท์เอนกประสงค์ ซึ่งมีปัจจัยและตัวแปรต่างๆเพิ่มขึ้นมาแต่อย่างไรก็ตามในการนำวงจรขยายความนำแบบใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ไปใช้งานจริง เสถียรภาพของวงจรที่มีต่ออุณหภูมินั้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าในทางทฤษฎีมากยิ่งขึ้นเมื่อนำวงจรที่นำเสนอขึ้นนี้จัดทำให้เป็นวงจรรวม ซึ่งสามารถลดปัจจัยและตัวแปรที่ก่อให้เกิด

ความผิดพลาดขึ้นมา อีกทั้งถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวที่เลือกใช้มีค่าพารามิเตอร์ที่ใกล้เคียงกับค่าใน  
อุดมคติแล้วก็สามารถเพิ่มความแม่นยำในการทำงาน ให้มีค่าเป็นไปตามทฤษฎีได้มากยิ่งขึ้น

สุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และสามารถ  
แนะแนวทางต่อผู้สนใจในการศึกษาและพัฒนาวงจรรขยายความนำแบบใหม่ๆ ที่มีคุณสมบัติและ  
มีความแม่นยำในการทำงานที่น่าสนใจได้ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ ได้  
อย่างเหมาะสมต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Toumazou C., Lidgey J. and Haight D.G., Editors. **Analog IC Design: The current-mode approach**. London, Peter Peregrinus, Ltd.,1990.
- [2] Geiger R.L. and Sanchez-Sinencio “Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial.” IEEE circuits and devices, vol.1, Mar.1985, pp.20-32.
- [3] Grise W. “Application of the Operational Transconductance Amplifier (OTA) to Voltage controlled Amplifiers and Active Filters”  
<http://et.nmsu.edu/~etti/winter98/electronics/grise/wrg.html>
- [4] Kuen-Jong L., Wei-Chaing W. and Kou-Shung H “A current-mode testable desing of Operational Transconductance Amplifiers-Capacitor Filters.” IEEE trans. on circuits and systems, vol.46, Apr.1999, pp.401-413.
- [5] Galvez-Durand F. and Caloba L. “A wide dynamic range compensated OTA for balanced filters.”
- [6] Sun Y. and Fidler J.K. “Current-mode OTA-C realisation of arbitrary filter characteristics.” Electron.Letts.,vol.32, Jun.1996, pp.1181-1182.
- [7] Sun Y. and Fidler J.K. “Structure generation of current-mode two integrator loop dual output-OTA groudwd capacitor filters.” IEEE trans. on circuits and systems, vol.43, Sept., 1996, pp.659-663.
- [8] Senani R. “New electronically tunable OTA-sinusoidal oscillator.” Electron.Letts., vol.25, Feb. 1989, pp.286-287.
- [9] Khan I.A. and Khwaja S. “An integrable  $g_m - C$  quadrature oscillator.” Int.J of Electronics, vol.87, 2000, pp.1353-1357.
- [10] Mahattanakul J. and Toumazou C.Toumazou “DC Stable CCII-based instantaneous companding integrator.” IEEE International Symposium on circuit and systems, Jun.1997, pp.821-824.
- [11] Silva-Martinez J. and Sanchez-Sinenecio E. “Analog OTA multiplier without input voltage swing restictions and temperature compensated.” Electron.Letts., vol.22, May, 1986, pp.599-600.
- [12]. Serigo Franco. **Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits**. International Edition. Singapore: Prentice-Hall, Inc. 1988.

- [13] Gilbert B. "Are Op Amps Really Linear?" <http://www.chipinter.com/analog/c014.html>
- [14] Edwin W. Greneich, **Analog Integrated Circuits**, New York: Chapman & Hall. 1996.
- [15] Sidney Soclof, **Design and Applications of Analog Integrated Circuits**, International Edition. Singapore:Prentice – Hall , 1997.
- [16] Simburger W, H Knapp, G Schultes and A.L. Scholtz "Comparison of linearization Techniques for Differential Amplifiers in Integrated Circuit Design" Electrotechnical Conference, 1994 Proceeding., 7<sup>th</sup> Mediterreanean, vol.3 ,1994., pp.1222-1225.
- [17] National Semiconductor, Linear Applications Handbook,
- [18] Khan I. A. and Ahmed M. T. "OTA-based integrable voltage/current controlled idea C-Multiplier" *Electrons. Lett.*, vol.22, 1986., pp. 365-366.
- [19] Silva-matinez J. and Sanchez – Sinencio E. "Analog OTA multiplier without input voltage swing restrictions and temperature – compensated" *Electron.Letts.*, vol.22, 1986., pp. 599-600.
- [20] Ahmed M.T., Khan I.A. and Parveen T. "Wide range electronically tunable component multipliers" *Int.J.Electron.*, vol.65, 1988., pp. 1007-1011.
- [21] Surakamponorn W., Riewruja V. and Kumwachara K. "Temperature-insitive voltage-to-current conveter and its applications" *IEEE Trans on Instru. Meas.*, vol.48, 1999., pp.1270-1277.
- [22] Malvar H.S. and Luetngen M. "Temperature compensation of OTA – based filters and amplifiers." *Electron.Letts.*, 1987, pp.891-982.
- [23] Karabakas C.A., Kosmatopoulos C. and Laopoulos "Improve temperature compensation of OTAs" *Electron. Letts.*,vol.28, 1992, pp.763-764.
- [24] Surakamponorn W., Riewruja V., Kumwachara K. and Fongsamut C. "Temperature – compensation of translinear current conveyer and OTA" *Electron Lett.*, vol.4 No.8, 1998., pp.707-709.
- [25] Kiranon W., Loescharataramdee C., Kiatwarin N. and Wardkein P. "Electronically controlled negative resistance based on translinear circuits." *Proc.IEEE-ISPACS*, Phuket, Thailand, Dec. 1999, pp.645-648.
- [26] Wilson B. "Recent developments in current conveyors and current-mode circuits" *IEE Proc.*, vol.137, Pt.G, No.2, Apr. 1990, pp.63-77.
- [27] Smith K.C. and Sedra A.S. "The current conveyer – A new circuit building block." *IEEE Proc.*, vol.56, August, 1968,pp.1362-1369.

- [28] Smith K.C. "A new simple wide-band current measuring device." IEEE trans., IM-18, 1969, pp.125-128.
- [29] Brenan B.I., Visawanathan T.R. and Hanson J.V. "The CMOS negative impedance conveter." IEEE, SC-23, vol.5, 1988, pp.1273-1275.
- [30] Sedra A.S. and Smith K.C. "A second – generation current conveyor and its application." IEEE trans., vol.CT-17, 1970, pp.132-134.
- [31] Ozoguz S., Acar C., Toker A. and Gunes E.O. "Derivation of low-sensitivity current-mode CCII-based filter." IEE Proc. Circuits Devices and systems, vol.148, Jun, 2001, pp.115-120.
- [32] Hung-Yu W., Ching-Ting L. "Versatile insensitive current-mode universal biquad implementation using current conveyor." IEEE trans on circuits and systems, vol.48, Apr. 2001, pp.409-413.
- [33] Sequin F. and Fabre A. "New second generation current conveyor with reduce parasitic resistance and bandpass filter application." IEEE trans on circuits and systems, vol.48, June 2001, pp.781-785.
- [34] Chun-Ming C. "Multifunction biquadratic filters using current conveyors." IEEE trans on circuits and systems, vol.44, Nov.1997, pp.956-958.
- [35] Zhao S. and Gu L. "A novel approach for designing continuous-time filters: based on CCII." IEEE trans on International Symposium, vol.5, 1994, pp.553-556.
- CCII-Instrument Amplifiers
- [36] Gift S.J.G. "An enhanced current-mode instrumentation amplifier." IEEE trans. on Instrumentation and measurement, vol.50, Feb.2001, pp.85-88.
- [37] Koli K. and Halonen K.A.I., "CMRR enhancement techniques for current-mode instrumentation amplifiers." IEEE trans. on circuits and systems, vol.47, May2000, pp.622-632.
- [38] Azhari S.J., Fazlalipoor H., "A novel current mode instrumentation amplifier (CMIA) topology." IEEE trans. on Instrumentation and Measurement, vol.49, Dec.2000, pp.1272-1277.
- [39] Abuelmaatti M.T. and Al-Qahtani M.A. "A new current-controlled multiphase sinusoidal oscillator using translinear current conveyors." IEEE trans on circuits and systems, vol.45, Jul.1998, pp.881-885.

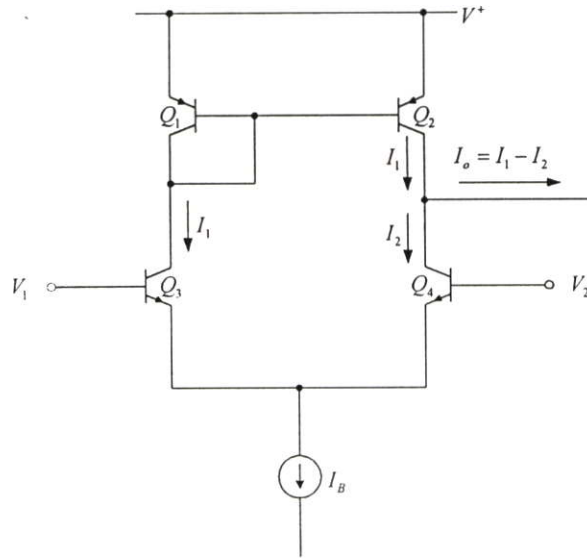
- [40] Loescharataramdee C., Kiranon W., Sangpisit W., and Yadum W., "Multiphase sinusoidal oscillator using translinear current conveyors and only grounded passive components." Proc. Of 33<sup>rd</sup> Southeastern Symposium on System Theory, 2001, pp.59-63.
- [41] Senani R., "Active simulation of inductors using current conveyor." Electron.Letts.,vol.14, 1978, pp.483-484.
- [42] Pal K. "Novel floating inductance using current conveyors." Electron.Letts., vol.17, 1981, pp.638.
- [43] Surakamponorn W. and Kumwachara K "CMOS – based electronically tunable current conveyor." Electron.Letts., vol.28, 1992, pp.128-129.
- [44] Senani R. "Novel circuit implementation of current conveyors using OA and OTA," "Electron Letts., vol.16, January, 1980, pp.2-3.
- [45] Sharif – Bakhtiar and Aronhime P. "A current conveyor realization using operational amplifiers." Int’J. Electron., vol.45, 1978, pp.283-288.
45. Wilson B. "High performance current conveyor implementation." Electron.Letts., vol.20,1984, pp.990-991.
- [46] Toumazou C. and Lidgey F.J. "Floating – impedance converters using current conveyors." Electron.Letts., vol.15, 1985, pp.640-642.
- [47] Nishio M., Sato H. and Suzuki T. "Gyrator constructed by CCII with variable current transfer ratio." IEEE International Symposium on circuits and system Proceedings, May1985, pp.93-96.
- [48] Fabre A. and Alami M. "A versatile translinear cell – library to implement high performance analog ASICS." IEEE conf. Proc. EURO ASIC’90, May1990, pp.89-94.
- [49] Fabre A., Saaid O. and Barthelemy H. "On the frequency limitations of the circuits based on second generation current conveyors." Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol.7, 1995, pp.113-129.
- [50] Fabre A., Saaid O., Wiest F. and Boucheron C. "High frequency applications based on a new current controlled conveyor." IEEE trans. on circuits and systems vol.43, no.2, Feb.1996, pp.82-91.
- [51] Gilbert B. "Translinear circuit:A proposed classification." Electron.Letts.,vol.11, January, 1975, pp.14-16.

- [52] Seevinck E., Wiegerink R.J. "Generalized translinear circuit principle." IEEE J.of Solid – State Circuits, vol.26, Aug1991, pp.1098-1102.
- [53] Seevinck E., **Analysis and Synthesis of Translinear of Translinear Integrated Circuits** Elsever Science publisber B.V.1988.
- [54] Fabre A. and Alami M. "A precise macromodel for second generation current conveyors." IEEE trans on circuits and systems, vol.44, 1997, Jul.1997, pp.639-642.
- [55] Widlar R.J. "Some circuit design techniques for linear integrated circuits." IEEE trans. on circuit and theory, vol.CT-12, December, 1965, pp.586-590.
- [56] กนก สมุทรรัตน์. 2534 "การประยุกต์ใช้งานวงจรสะท้อนกระแส" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [57] Sedra A., Smith K.C. **Microelectronic Circuit** 4<sup>th</sup> Ed. NewYork Oxford University Press.Inc.1998.
- [58] Fray D.R. "Log domain filter: an approach to current mode" Proc.IEE vol.140,Pt.G.,no.6,Apr.1993.,pp.406-416.
- [59] "CA3096", <http://www.intersil.com/data/FN/FN5/FN595/FN595.pdf>
- [60] Cameron J.K. "Fully-Differential Analog Signal Processing Improves Dynamic Range (But not how you expected) Texas Instruments, Inc., <http://www.chipinter.com/analog/c063.html>.
- [61] Agilent Technology, "Understanding the Dynamic Range Specification" <http://agilent.com/whitepapers/>
- [62] "Dynamic Range", <http://www.apogee-ccd.com/ccd111.html>.
- [63] กชชาติ ทับแก้ว และ จิรยุทธ์ มหัทธนกฤต "วงจรรขยายกระแสคลาสเอบีที่มีโครงสร้างภายในเป็นวงรอบทรานส์ลิเนียร์ผสมคาร์ลิงตัน" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่24,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 22-23 พฤศจิกายน, 2544, หน้า 1024-1028.
- [64] Kim K., Cha H – W. and Chung W.S. "OTA – R Schmitt trigger with independently controllable threshold and output voltage levels." Electron.Letts., vol.33, Jun. 1997, pp.1103-1105.
- [65] เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ และ ปราโมทย์ วาดเขียน "วงจรรขยายความนำที่เป็นอิสระจากอุณหภูมิรอบข้าง" การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์(สาขาวิศวกรรมศาสตร์) ครั้งที่39 , หน้า279-286.

- [66] มนตรี ศิริปรัชญานันท์. 2543 “วงจรรักษาความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [67] Gray P.R. and Mayer R.G. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 3<sup>rd</sup> Edition., John Wiley&Son., 1977.
- [68] เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ, ปราโมทย์ วาดเขียน และ ธงชัย มณีชูเกตุ “การควบคุมค่าแอมพลิจูดด้วยผลการตอบสนองบังคับแบบง่ายสำหรับวงจรรอสซิลเลเตอร์ในโหมดกระแส.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่24,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 22-23 พฤศจิกายน, 2544, หน้า 1018-1023.
- [69] ปราโมทย์ วาดเขียน, ชัยรัตน์ วงษ์สุวรรณ และ ธงชัย มณีชูเกตุ “การควบคุมแอมพลิจูดในอนุชอยคอลลอสซิลเลเตอร์ด้วยผลการตอบสนองบังคับแบบง่าย.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่23, มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, 2534, หน้า 645-648.

## ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุตและแรงดันอินพุตกับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรถิฟเฟอร์เรนเซียล



รูปที่ ก.1 วงจรถิฟเฟอร์เรนเซียล

จากความสัมพันธ์ของกระแสคอลเลคเตอร์และแรงดันตกคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์

$$I_c = I_s \exp(V_{BE}/V_T) \quad (\text{ก.1})$$

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ ก.1 ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ดังนี้คือ

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

และ

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

เนื่องจาก

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

แทนค่าสมการ ก.2 และสมการ ก.3 ลงในสมการ ก.4

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

หรือ

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

แทนสมการ ก.6 ลงในสมการ ก.2

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

แทนสมการ ก.6 ลงในสมการ ก.3

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

และเนื่องจาก

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

แทนสมการ ก.7 และสมการ ก.8 ลงในสมการ ก.9

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

จัดรูปแบบของสมการ ก.10 จะได้ว่า

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

จากความสัมพันธ์ของ  $\tanh x = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)}$

ดังนั้นเมื่อพิจารณา สมการก.11 ได้ว่า

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_1 - V_2}{2V_T}\right) \quad (\text{ก.12})$$

กำหนดให้  $V_m = V_1 - V_2$

สามารถแสดงสมการ ก.12 ได้ว่า

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_m}{2V_T}\right) \quad (\text{ก.13})$$

เนื่องจาก

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{dI_o}{dV_m} \right|_{V_m=0} \\ &= \frac{I_B}{2V_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{V_m}{2V_T}\right) \end{aligned} \quad (\text{ก.14})$$

เมื่อแทนค่า  $V_m = 0$  ตามนิยาม เราจะได้ว่า

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (\text{ก.15})$$

นั่นคือ

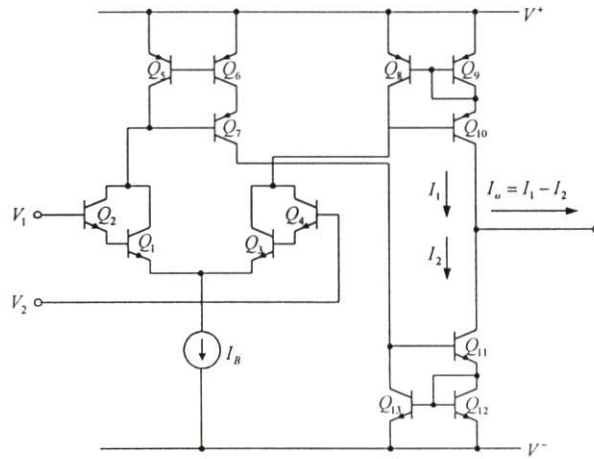
$$I_o = g_m V_m$$

หรือ

$$I_o = \frac{I_B}{2V_T} V_m \quad (\text{ก.16})$$

## ภาคผนวก ข.

การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุตและแรงดันอินพุตกับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรถายความนำที่มีการปรับปรุง โครงสร้างด้วยวงจรคาร์ลิงตัน



รูปที่ ข.1 วงจรถายความนำที่มีการปรับปรุง โครงสร้างด้วยวงจรคาร์ลิงตัน

จากความสัมพันธ์ของกระแสคอลเลกเตอร์และแรงดันตกคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของวงจรถายความนำคาร์ลิงตัน

$$I_c = I_s \exp(V_{BE}/2V_T) \quad (\text{ข.1})$$

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ ข.1 ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ดังนี้คือ

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

และ

$$I_2 = I_s \exp(V_2/2V_T) \quad (\text{ข.3})$$

เนื่องจาก

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

แทนค่าสมการ ข.2 และสมการ ข.3 ลงในสมการ ข.4

$$I_B = I_s [\exp(V_1/2V_T) + \exp(V_2/2V_T)] \quad (\text{ข.5})$$

หรือ

$$I_s = \frac{I_B}{[\exp(V_1/2V_T) + \exp(V_2/2V_T)]} \quad (\text{ข.6})$$

แทนสมการ ข.6 ลงในสมการ ข.2

$$I_1 = \frac{I_B \exp(V_1/2V_T)}{\exp(V_1/2V_T) + \exp(V_2/2V_T)} \quad (\text{ข.7})$$

แทนสมการ ข.6 ลงในสมการ ข.3

$$I_2 = \frac{I_B \exp(V_2/2V_T)}{\exp(V_1/2V_T) + \exp(V_2/2V_T)} \quad (\text{ข.8})$$

และเนื่องจาก

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

แทนสมการ ข.7 และสมการ ข.8 ลงในสมการ ข.9

$$I_o = I_B \frac{\exp(V_1/2V_T) - \exp(V_2/2V_T)}{\exp(V_1/2V_T) + \exp(V_2/2V_T)} \quad (\text{ข.10})$$

จัดรูปแบบของสมการ ข.10 จะได้ว่า

$$I_o = I_B \frac{\exp\left(\frac{V_1 - V_2}{4V_T}\right) - \exp\left(-\left[\frac{V_1 - V_2}{4V_T}\right]\right)}{\exp\left(\frac{V_1 - V_2}{4V_T}\right) + \exp\left(-\left[\frac{V_1 - V_2}{4V_T}\right]\right)} \quad (\text{ข.11})$$

จากความสัมพันธ์ของ  $\tanh x = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)}$

ดังนั้นเมื่อพิจารณา สมการข.11 ได้ว่า

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_1 - V_2}{4V_T}\right) \quad (\text{ข.12})$$

กำหนดให้  $V_m = V_1 - V_2$

สามารถแสดงสมการ ข.12 ได้ว่า

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_m}{4V_T}\right) \quad (\text{ข.13})$$

## ภาคผนวก ค.

## พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

\*NR100N-1X NPN Transistor

.MODEL NX1 NPN RB=524.6 IRB=0 RBM=25 RC=50 RE=1  
 +IS=121E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5  
 +IKF=6.974E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=36E-16 NE=1.713  
 +BR=0.7258 IKR=2.198E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2  
 +TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.214E-12 VJE=0.5  
 +MJE=0.28 CJC=0.983E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.034  
 +CJS=0.913E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5

\*NR200N-2X NPN Transistor

.MODEL NX2 NPN RB=262.5 IRB=0 RBM=12.5 RC=25 RE=0.5  
 +IS=242E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5  
 +IKF=13.94E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=72E-16 NE=1.713  
 +BR=0.7258 IKR=4.396E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2  
 +TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.428E-12 VJE=0.5  
 +MJE=0.28 CJC=1.97E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.065  
 +CJS=1.17E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5

\*PR100N-1X PNP Transistor

.MODEL PX1 PNP RB=327 IRB=0 RBM=24.55 RC=50 RE=3  
 +IS=73.5E-18 EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110  
 +IKF=2.359E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=25.1E-16 NE=1.650  
 +BR=0.4745 IKR=6.478E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2  
 +TF=0.610E-9 TR=0.610E-8 CJE=0.180E-12 VJE=0.5  
 +MJE=0.28 CJC=0.164E-12 VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=0.037  
 +CJS=1.03E-12 VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5

\*PR200N-1X PNP Transistor

.MODEL PX2 PNP RB=163.5 IRB=0 RBM=12.27 RC=25 RE=1.5  
 +IS=147E-18 EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110  
 +IKF=4.718E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=50.2E-16 NE=1.650  
 +BR=0.4745 IKR=12.96E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2  
 +TF=0.610E-9 TR=0.610E-8 CJE=0.36E-12 VJE=0.5  
 +MJE=0.28 CJC=0.328E-12 VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=0.074  
 +CJS=1.39E-12 VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5

ภาคผนวก ง.

บทความที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ และได้รับการตีพิมพ์

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

สาขาวิศวกรรมศาสตร์  
(Subject : Engineering)

5-7 กุมภาพันธ์ 2544

5-7 February 2001

โดย

by

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ Kasetsart University

ร่วมกับ

Co-operate with

กระทรวงศึกษาธิการ Ministry of Education

กระทรวงเกษตรและสหกรณ์ Ministry of Agriculture and Cooperatives

กระทรวงวิทยาศาสตร์เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม

Ministry of Science, Technology and Environment

ทบวงมหาวิทยาลัย Ministry of University Affairs

ISBN 974-553-928-7

## วงจรรขยายความนำที่เป็นอิสระจากอุณหภูมิรอบข้าง

### An Independently Temperature Translinear OTA

เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ และ ปราโมทย์ วาดเขียน

Benjawan Thummawut and Pramote Wadkian

#### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการสร้างวงจรรขยายความนำ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (The Second Generation Current Conveyor: CCII) ที่มีพื้นฐานอยู่บนหลักการทรานส์ลิเนียร์ วงจรที่ได้นำเสนอนี้มีข้อดีเหนือกว่าวงจรรขยายความนำที่มีใช้กันโดยทั่วไปในปัจจุบัน กล่าวคือ ค่าความนำ (Transconductance:  $g_m$ ) ของวงจรมีเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ มีช่วงความถี่ในการใช้งานกว้าง (wide bandwidth) มีช่วงปฏิบัติการกว้าง (wide dynamic range) และสามารถปรับค่าความนำของวงจรมีได้จากค่าความต้านทานภายนอก วงจรที่นำเสนอนี้สามารถประยุกต์ใช้เป็นวงจรมิตริกเกอร์ (Schmitt Trigger) ที่สามารถควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุต (output voltage) และแรงดันเทรชโฮลด์ (threshold voltage) ได้โดยอิสระแยกจากกัน ผลการจำลองการทำงานโดยโปรแกรมสไปซ์ (SPICE) ให้ผลการวิเคราะห์สอดคล้องเป็นไปตามหลักการของทฤษฎีด้วยดี

#### ABSTRACT

An Independently Temperature Translinear OTA is described. The goal of this implementation is to eliminate the temperature affecting on the transconductance of the conventional OTA. This circuit enable the advantage characteristics to be excellently wide bandwidth, wide dynamic range and moreover the various transconductance vary according to the external resistance. The application presented a Schmitt Trigger with a marvelous capability for adjusting the hysteresis and output levels independently. Spice simulation result confirms the theoretical analysis are given.

### คำนำ

เป็นที่ทราบกันดีว่าในช่วงสองทศวรรษที่ผ่านมาการประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแส (current mode) ได้เข้ามามีบทบาทแทนที่การประมวลผลสัญญาณแบบเดิมในโหมดแรงดัน (voltage mode) (Toumazou และคณะ, 1990) ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีของการการประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแสที่มีเหนือกว่าการประมวลผลในโหมดแรงดัน ในแง่ของความถูกต้องแม่นยำในการทำงาน อัตราการขยาย (gain) มีช่วงความถี่ในการทำงานกว้าง (wide bandwidth) กว้างจรประเภทเดียวกันที่ทำงานในโหมดแรงดัน (Wilson, 1990)

วงจรรขยายความนำจัดเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่ยอมรับใช้งานกันอย่างแพร่หลายในการประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อกในโหมดกระแส โดยวงจรรขยายความนำทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าที่อินพุตเป็นกระแสที่เอาต์พุตและมีการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นอุปกรณ์เบื้องต้นสำหรับวงจรต่าง ๆ เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณ (oscillator), วงจรกรองความถี่ (filter), วงจรคูณสัญญาณ (multiplier) เป็นต้น อย่างไรก็ตามเนื่องจากโครงสร้างของวงจรรขยายความนำเองมีข้อจำกัดหลัก ๆ 2 ประการคือ ประการแรกค่าความนำ ( $g_m$ ) เปลี่ยนตามอุณหภูมิเป็นเหตุให้วงจรที่มีวงจรรขยายความนำเป็นส่วนประกอบพื้นฐานมีค่าผันแปรตามอุณหภูมิรอบข้าง จึงทำให้เกิดความผิดพลาดในการทำงานขึ้นเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป ประการที่สองก็คือ สัญญาณอินพุตของวงจรรขยายความนำแบบเดิมจะต้องมีขนาดไม่เกิน 50 mV สำหรับในช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้น ทั้งนี้เนื่องจากภาคอินพุตของวงจรรขยายความนำเป็นวงจรรขยายความแตกต่าง (differentia pair) (Surakamponorn และคณะ, 1999)

ได้มีการนำเสนอเทคนิคต่าง ๆ ที่ใช้ในการชดเชยผลของอุณหภูมิที่มีผลต่อค่าความนำ แต่พบว่าโดยวิธีการที่ได้มีการนำเสนอไปก่อนหน้านั้นต้องใช้อุปกรณ์เพิ่มเติมและโครงสร้างของวงจรมีความซับซ้อน ขาดความคล่องตัวในการประยุกต์ใช้งาน (Surakamponorn และคณะ, 1999., Karybakas และคณะ, 1992., Fabre และคณะ, 1997. Surakamponorn และคณะ, 1998., Chugn และคณะ, 1991.)

บทความนี้จึงได้นำเสนอวงจรรขยายความนำที่มีการทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรรขยายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่มีพื้นฐานอยู่บนหลักการของทรานส์ลิเนียร์ โดยการเพิ่มโวลต์เดจบ์เฟออร์ให้กับขั้ว  $x$  ของสายพานกระแส (แม้ว่าในความเป็นจริงวงจรรขยายพานกระแสรุ่นที่ 2 จะสามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจรรขยายความนำได้อยู่แล้วก็ตาม (Fabre และคณะ, 1996) แต่เนื่องจากที่ขั้ว  $x$  ไม่ได้เป็นโวลต์เดจบ์เฟออร์ ดังนั้นวงจรรขยายพานกระแสจะทำหน้าที่เป็นวงจรรขยายความนำได้สมบูรณ์ในกรณีที่ต่อความต้านทานลงกราวด์ที่ขั้ว  $x$  เท่านั้น) ซึ่งวงจรรที่นำเสนอขึ้นมาใหม่นี้ มีข้อดีที่เหนือกว่าวงจรรขยายความนำแบบที่มีใช้กันโดยทั่วไปในปัจจุบันกล่าวคือสามารถจัดผลของอุณหภูมิที่มีต่อค่าความนำได้อย่างสิ้นเชิง มีช่วงความถี่ในการทำงานที่กว้างและยิ่งไปกว่านั้นมีช่วงการปฏิบัติงานกว้าง สามารถใช้ได้กับอินพุตที่มีขนาดตั้งแต่ 5  $\mu$ V-12 V ทั้งนี้เนื่องจากภาคอินพุตไม่ได้ลักษณะเป็นวงจรรขยายความแตกต่าง) นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่าความนำของวงจรรได้จากค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ภายนอก

### ทฤษฎีและหลักการ

#### หลักการโดยทั่วไปของวงจรรขยายพานกระแสรุ่นที่สอง

จากที่กล่าวมาข้างต้นว่าวงจรรที่ได้นำเสนอมีพื้นฐานอยู่บนวงจรรขยายพานกระแสรุ่นที่ 2 จึงจะขอกล่าวถึงหลักการของวงจรรขยายพานกระแสรุ่นที่ 2 โดยสังเขปกว่าคือ

วงจรรขยายพานกระแสรุ่นที่ 2 เป็นอุปกรณ์แบบ 3 ขั้ว ซึ่งอธิบายความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของตัวแปรไฟฟ้า ต่าง ๆ ได้ดังต่อไปนี้ (Toumazou และคณะ, 1990)

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{1}$$

จากสมการเขียนวงจรสมมูลของวงจรได้ตามรูปที่ 1 และกำหนดสัญลักษณ์บล็อกไดอะแกรมได้ตามรูปที่ 2 หากพิจารณาถึงส่วนประกอบของวงจรสายพานกระแสที่ 2 นั้นพบว่าประกอบขึ้นจากวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่สร้างจากทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Seevinck และ Wiegierink, 1991) ซึ่งจากการวิเคราะห์พฤติกรรมความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับอุณหภูมิและกระบวนการสร้างในวงจรทรานส์ลิเนียร์พบว่าพารามิเตอร์เหล่านี้จะถูกขจัดออกไป โดยอาศัยความสัมพันธ์แบบเอกซ์โปเนนเชียลระหว่างกระแสกับแรงดัน ดังนั้นถ้ากำหนดให้อุณหภูมิภายในลูปมีค่าพารามิเตอร์ที่เท่ากันและทำงานที่อุณหภูมิเดียวกันแล้ว จะทำให้วงจรไม่ถูกรบกวนจากอุณหภูมิรอบข้าง อีกทั้งให้ผลการทำงานที่ถูกต้องแม่นยำ (Greeneich, 1997)

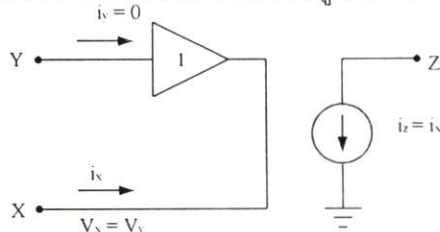


Figure 1 Equivalent circuit of CCII

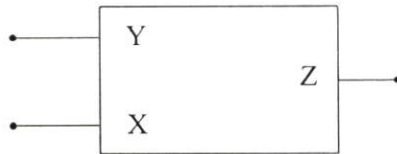


Figure 2 Symbol of CCII

วงจรขยายความนำที่ทำงานในโหมดกระแสที่ได้เสนอ

บล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายความนำที่มีการทำงานในโหมดกระแสที่ได้นำเสนอในบทความนี้แสดงตามรูปที่ 3

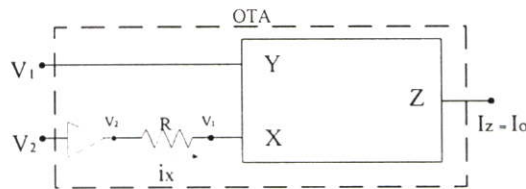


Figure 3 Principle of a proposed scheme.

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่3 เมื่อทำการวิเคราะห์ค่าความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าระหว่างค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตและค่ากระแสเอาต์พุต สามารถแสดงได้ตามสมการต่อไปนี้คือ

$$I_0 = \frac{V_2 - V_1}{R} \tag{2}$$

$$I_0 = g_m(V_2 - V_1) \tag{3}$$

โดย  $g_m = \frac{1}{R}$  คือค่าความนำ ( $\Omega^{-1}$ )

ซึ่งความสัมพันธ์ที่ได้จากการวิเคราะห์นี้พบว่าสอดคล้องกับสมการที่ได้จากวงจรรขยายความนำแบบเดิม แต่มีข้อได้เปรียบคือจะไม่มีผลจากอุณหภูมิรอบข้างมารบกวนค่าความนำ อีกทั้งสามารถปรับค่าความนำได้จากค่าความต้านทานภายนอกและจากโครงสร้างที่สร้างจากวงจรรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 นี้จะทำให้วงจรรขยายความนำที่ได้เสนอขึ้นมานี้มีช่วงการทำงานที่กว้างขึ้นสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่และมีความเป็นเชิงเส้นสูงกว่าโครงสร้างของวงจรรขยายความนำแบบเดิม

จากโครงสร้างของวงจรรขยายความนำแบบใหม่ในรูปที่ 3 ถูกนำมาออกแบบให้อยู่ในรูปของวงจรรวม โดยการเพิ่มวงจรรทรานส์ลีนีเยร์ทำหน้าที่เป็นโวลต์เดจบัพเฟอร์เข้าไปอีก 1 ชุดดังแสดงในรูปที่ 4

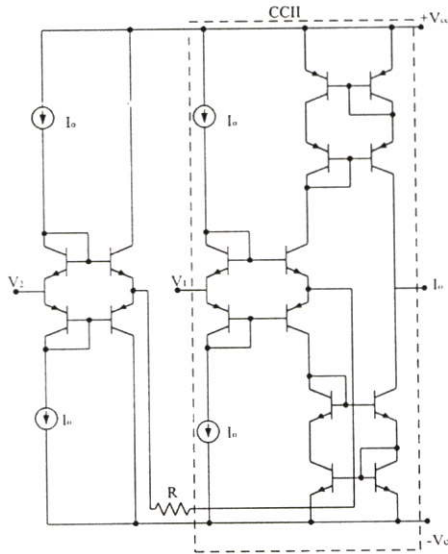


Figure 4 Schematic implementation.

### การประยุกต์ใช้งาน

จากวงจรรขยายความนำที่นำเสนอในหัวข้อที่ 2 เราได้นำมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรมิตทริกเกอร์ที่สามารถควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตและแรงดันเทรซโฮลได้โดยอิสระจากกัน แสดงตามรูปที่ 5 ซึ่งประกอบด้วยวงจรรขยายความนำ 2 ชุด ชุดแรกประกอบด้วย  $OTA_1$  และ  $R_A$  ส่วนชุดที่ 2 ประกอบด้วย  $OTA_2$  และ  $R_B$  โดยวงจรรขยายความนำทั้ง 2 ชุด นี้ต่อกันแบบป้อนกลับแบบบวก ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีการอ้อมตัวที่ค่าบวกหรือค่าลบค่าใดค่าหนึ่ง เพื่อที่จะได้มาซึ่งคุณสมบัติการถ่ายโอนระหว่างค่า  $V_o$  และ  $V_{in}$  สมมติให้ค่า  $V_o$  อยู่ที่ระดับของแรงดันอ้อมตัวค่าใดค่าหนึ่ง ณ.ที่นี้สมมติให้อยู่ณ.แรงดันอ้อมตัวด้านบวกที่ระดับ  $L^+$  โดยที่  $L^+ = R_1 I_1$  ดังนั้น ค่า  $V_{TH} = R_2 I_2$  ในขณะที่  $V_{in}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจาก 0 V พบว่าไม่มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น กระทั่งค่า  $V_{in}$  มีค่าเข้าใกล้  $V_{TH}$  ซึ่งจะมีค่าประมาณแรงดันไฟลอปที่ป้อนให้กับวงจร เมื่อ  $V_{in}$  มีค่ามากกว่า  $V_{TH}$  ค่า  $V_o$  จะเปลี่ยนเป็นแรงดันอ้อมตัวด้านลบ  $L^-$  และแรงดันเอาต์พุตจะยังคงรักษาระดับแรงดันอยู่ที่ค่านี้ ตราบเท่าที่  $V_{in}$  มากกว่า  $V_{TH}$

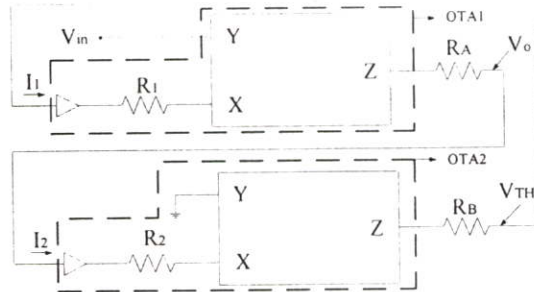


Figure 5 Threshold and output voltage controllable Schmitt Trigger.

และท้ายที่สุดแล้วที่แรงดันอินพุตด้านลบ  $L'$  ค่า  $V_o = -R_1 I_1$  และ  $V_{TH} = -R_2 I_2$  จะเห็นได้ชัดว่าค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถควบคุมได้จากค่า  $R_1$  ในขณะที่ค่าคัททาทเรซโวลสามารถควบคุมได้จากค่า  $R_2$  ซึ่งต่างก็เป็นอิสระต่อกันและสามารถที่จะควบคุมได้โดยตรงจากค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ภายนอก และถ้าหากต้องการวงจรชมิทริกเกอร์ที่มีค่าฮิสเทอรีซิส (hysteresis) แบบทวนเข็มนาฬิกา ก็สามารถที่จะทำได้ง่าย โดยการเปลี่ยนขั้วของอุปกรณ์ให้เป็นชนิดตรงข้ามกับที่ได้นำเสนอ

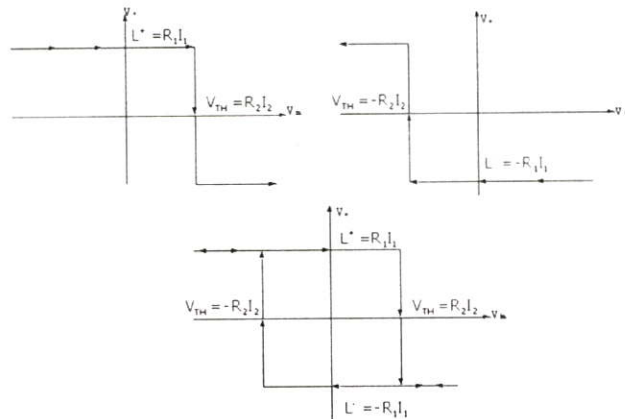
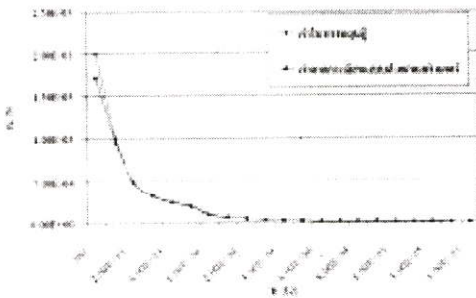


Figure 6 Transfer characteristic of Schmitt trigger.

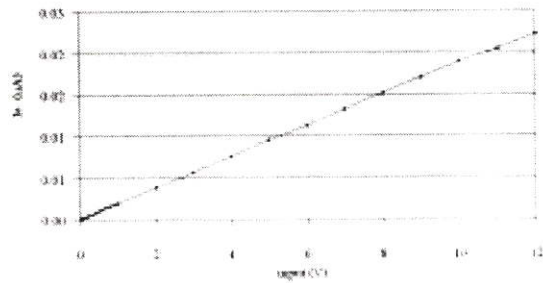
ผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์

เพื่อยืนยันการวิเคราะห์ตามทฤษฎี จึงได้จำลองการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์โดยใช้วงจรขยายความนำที่ประกอบขึ้นจากวงจรทรานส์อิลีนีเยร์และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่2 แสดงตามรูปที่ 4 โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ PR100 และ NR100 กระแสไบอัส (Io) ของวงจรมีค่า 600  $\mu A$  (Fabre and Mustapha.,1997., Fabre และคณะ, 1996) และไฟเลี้ยง  $\pm 15 V$  โดยป้อน  $V_2$  เป็นสัญญาณไซน์ขนาด 500 mV ความถี่ 100 kHz และ  $V_1$  เป็นไฟตรง 0 v เมื่อวัดค่าความนำในทางทฤษฎีและค่าที่ได้จากการเลียนแบบด้วยคอมพิวเตอร์แสดงได้ตามรูปที่7และแสดงการทำงานของวงจรที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงได้โดยการป้อนอินพุตที่มีขนาดตั้งแต่ 5  $\mu V$  ถึง 12 V แสดงผลตามรูปที่ 8 นอกจากนี้เพื่อที่จะยืนยันว่าอุณหภูมิรอบข้างไม่มีผลต่อค่าความนำของวงจร จึงทำการเปลี่ยนอุณหภูมิตั้งแต่ 20°-120°C แสดงผลได้ตามรูปที่ 9 และรูปที่ 10 แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของวงจรที่มีผลการตอบสนองทางความถี่ที่กว้างโดยเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมสไปซ์

จากวงจรในรูปที่ 11 เพื่อที่จะจำลองการทำงานของวงจรมิตทริกเกอร์ ที่สามารถควบคุมค่าแรงดันเทรซโฮลและค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยอิสระแยกจากกันที่ได้นำเสนอทำได้โดยการกำหนดค่า  $R_A=R_B$  มีค่า 1 k $\Omega$  เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด 8 V ความถี่ 100 kHz วัดค่าแรงดันเอาต์พุตและแรงดันเทรซโฮล ได้ตามรูปที่ 12 และเมื่อกำหนดให้ค่า  $R_2 = 1\text{kHz}$  และเปลี่ยนค่า  $R_1$  จาก 500 $\Omega$  ถึง 20k $\Omega$  และทำนองเดียวกันโดยการกำหนดให้  $R_1$  คงที่เท่ากับ 1 kHz และเปลี่ยนค่า  $R_2$  จาก 500 $\Omega$  ถึง 20k $\Omega$  จะให้ความสัมพันธ์แสดงได้ตามรูปที่ 13 และ 14 ตามลำดับ จากการทดลองนี้แสดงให้เห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตและค่าแรงดันเทรซโฮลของวงจรมิตทริกเกอร์ สามารถควบคุมได้โดยอิสระแยกจากกันโดยการปรับที่ค่า  $R_1$  และ  $R_2$  ตามดับ



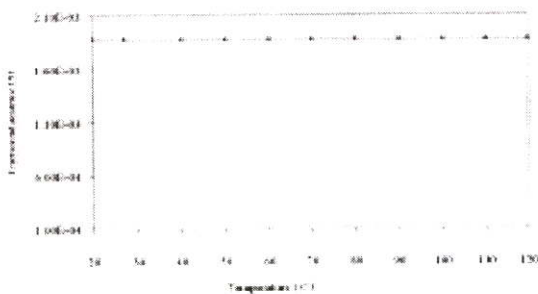
(a)



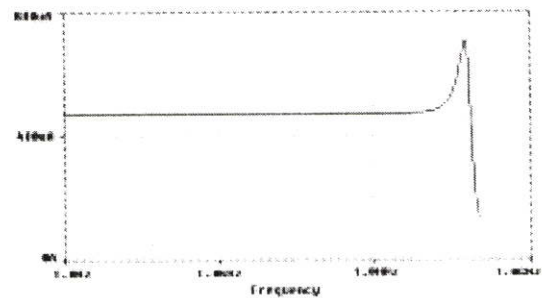
(b)

(a) Figure 7 Theoretical and simulated values for transconductance.

(b) Figure 8 Plot of voltage against current. Showing the linearity of propose schematic



(c)



(d)

(c) Figure 9 Variation of transconductance against temperature.

(d) Figure 10 Frequency response

สาขาวิศวกรรมศาสตร์

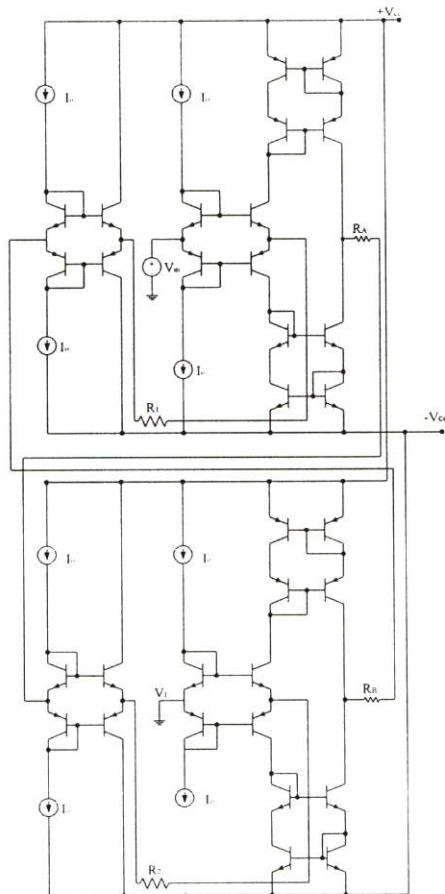
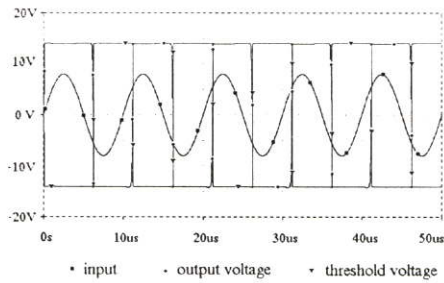
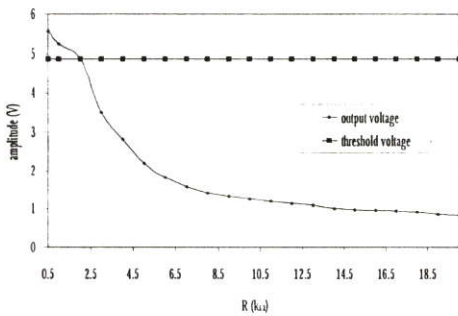


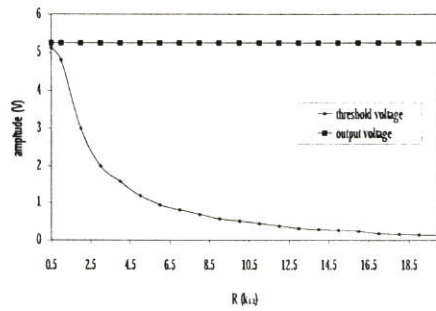
Figure 11 Complete circuit diagram of the proposed Schmitt Trigger.



(e)



(f)



(g)

(e) Figure 12 Measured threshold, output voltage of Fig. 11 for 100 kHz sinewave input.

(f) Figure 13 Measured threshold, output voltage against resistance. (fixed  $R_2$ , varied  $R_1$ )

(g) Figure 14 Measured threshold, output voltage against resistance. (fixed  $R_1$ , varied  $R_2$ )

## สรุป

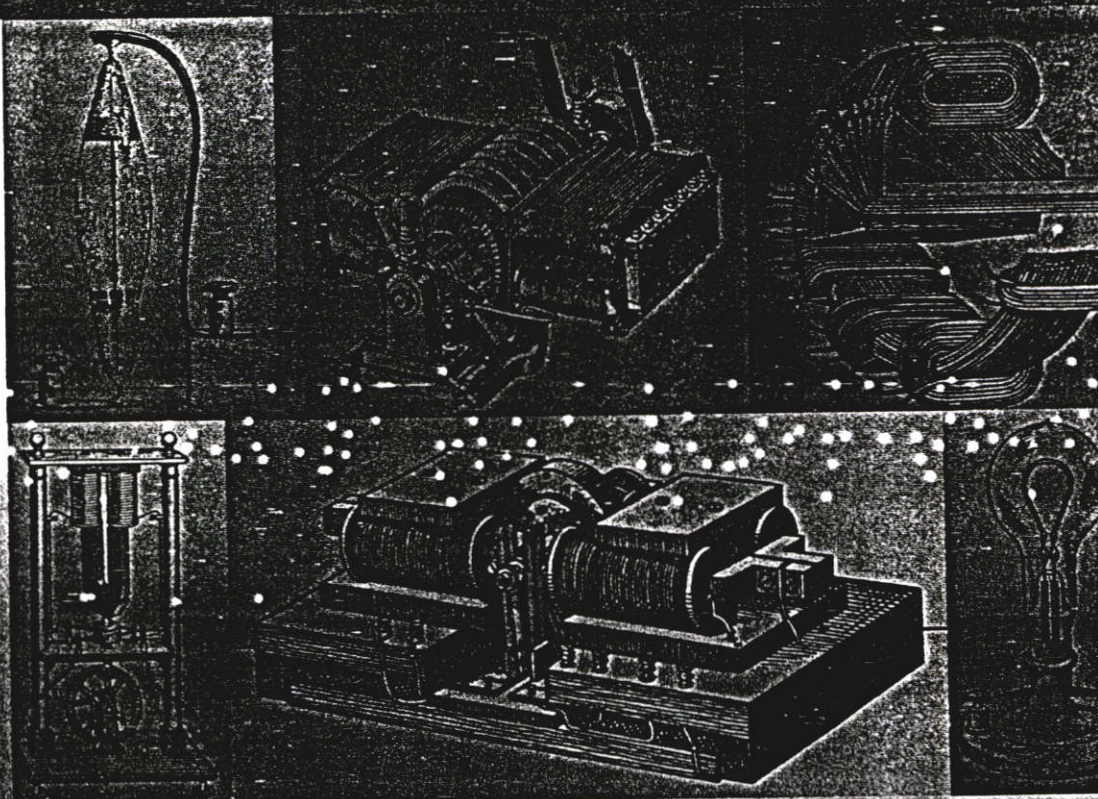
บทความนี้ได้นำเสนอวงจรรขยายความนำในโหมดกระแสโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ที่มีพื้นฐานบนหลักการของทรานส์ลิเนียร์ วงจรรขยายความนำที่ได้นี้มีค่าความนำที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิรอบข้าง, มีช่วงความถี่ในการใช้งานตลอดย่านความถี่และมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้าง ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบที่เหนือกว่าวงจรรขยายความนำที่มีใช้กันโดยทั่วไปในปัจจุบันและสำหรับค่าความนำของวงจรรสามารถที่จะปรับได้จากค่าความต้านทานภายนอก วงจรที่นำเสนอนี้สามารถประยุกต์ใช้เป็นวงจรมิตทริกเกอร์ที่สามารถควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตและแรงดันเทรชโฮลได้โดยอิสระจากกัน ผลการจำลองการทำงานโดยโปรแกรมสไปซ์ ให้ผลการวิเคราะห์สอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีด้วยดี

## เอกสารอ้างอิง

- Chugn, W. S. ,H. W. Cha, and K. H. Kim. 1990. Temperature stable VCO based on operational transconductance amplifiers. *Electron Lett.* 26:1990-1991.
- Fabre, A., A. Mustapha.,1997. A precise Macromodel for Second Generation Current Conveyors. *IEEE trans on CAS.* 44:639-642.
- Fabre, A., A. Mustapha, B. Alaouiand, and A. Bouhdada. 1997. Two new temperature compensated current sources. *IEEE trans on CAS.* 44:1071-1074.
- Fabre, A.,O.Saaid, W. Francisand, and B. Christopher. 1996. High frequency applications based on a new current controlled conveyor. *IEEE trans on CAS.* 43:82-91.
- Greeneich, E. W. , 1997. Analog integrated circuit, Chapman & Hall, New York.
- Karybakas, C.A., C. Kosmatopoulos and, and Th. Lapoulos. 1992. Improve temperature compenasion of OTAs. *Electron. Lett.* 28:763-764.
- Kim, K.,H.W. Cha, and W.S. Chung. 1997. OTA – R Schmitt trigger with independently controllable threshold and output voltage levels. *Electron Lett.* 33:1103-1105.
- Seevinck, E. and R.J. Wiegierink. 1991. Generalized translinear circuit principle. *IEEE solid state circuits.* 26:1098-1092.
- Surakamponorn, W., V. Riewruja, K. Kumwachara and, and C. Surawatpanya. 1999. Temperature Insensitive voltage to current converter and it's applications. *IEEE trans on Instrumentation and Measurement.* 48:1270-1277.
- Surakamponorn, W., V.Riewruja, K. Kumwachara, and C. Fongsamut. 1998. Temperature compensation of translinear current conveyor and OTA. *Electron. Lett.* 34:707-709.
- Toumazou, C., F.G.Lidgey, and B. Wilson. 1990. Current-mode analogue signal processing. *IEE Proc.* 137:61-62.
- Toumazou, C.,F.G. Lidgey, and D.G. Haigh. 1990. Analog IC design : the current mode approach. Peter Peregrinus, London.
- Wilson, B. 1990.Recent developments in current conveyors and current-mode circuits. *IEE Proc.* 137:63-67.

# การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

## 24<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference (EECON-24)



Volume 2

บทความ  
ไฟฟ้ากำลัง (PW)  
อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)  
ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)  
งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ  
วิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

**ลาดกระบัง**

สนับสนุนโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

22-23 พฤศจิกายน 2544

โทร : 0-2739-2359 โทรสาร : 0-2326-9965  
<http://www.ladkrabang.com>

# การควบคุมค่าแอมพลิจูดด้วยผลการตอบสนองบังคับแบบง่ายสำหรับวงจรรอสซิลเลเตอร์ในโหมดกระแส

## A Simple Amplitude Control by Force Response for Current Mode Oscillator

เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ<sup>1</sup> ปราโมทย์ วาดเขียน<sup>1</sup> และ ธงชัย มณีชูเกตุ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

<sup>2</sup>ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนครสวรรค์ อ.เมือง จ.พิษณุโลก 65000

โทร (02)3269901 Email : s2061030@kmitl.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นนำเสนอแนวความคิดและวิธีการในการควบคุมขนาดของสัญญาณไซน์ซอซคอลลของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีการทำงานในโหมดกระแส โดยอาศัยการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นให้กับวงจรรอสซิลเลเตอร์ซึ่งจะไม่กระทบต่อเงื่อนไขของเสถียรภาพและความถี่ที่เกิดการอสซิลเลต ในการควบคุมขนาดของสัญญาณทำได้โดยการป้อนสัญญาณไฟตรงเข้าไปบังคับให้เกิดเป็นผลตอบสนองบังคับ ซึ่งผลการตอบสนองบังคับนี้จะเป็นตัวกำหนดค่าเงื่อนไขในการอสซิลเลตสัญญาณไซน์ซอซคอลลเอาต์พุตที่ได้อยู่ในรูปของผลตอบสนองธรรมชาติและผลการตอบสนองบังคับโดยที่สามารถควบคุมขนาดของสัญญาณได้จากสัญญาณไฟตรงที่ป้อนให้กับวงจร ผลการเขียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE ให้ผลสอดคล้องกับกรวิเคราะห์ความถี่หลัก การในทางทฤษฎีด้วยดี

### Abstract

A Technique for amplitude control of the current mode oscillator by using dc output response to discipline initial condition is proposed. The scheme obtains , amplitude and frequency of oscillation are independently and they don't affect to condition of oscillation. Initial condition of oscillation is set up by force response which controlled by a dc current source. Simulation results show good agreement with analytical predictions.

**Keywords :** amplitude control , oscillator ,current mode oscillator

### 1. บทนำ

วงจรรอสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่สามารถให้กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณรายคาบ (periodic signal) โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณอินพุตให้กับวงจร ซึ่งวงจรรอสซิลเลเตอร์นี้เป็นวงจรที่มีความสำคัญวงจรมีการใช้งานอย่างกว้างขวาง ในงานด้านสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์และงานในด้านเครื่องมือวัด จึงเป็นที่นิยมในการคิดค้น

และพัฒนา ซึ่งในการพัฒนานั้นโดยส่วนใหญ่แล้วจะมุ่งเน้นให้วงจรมีเสถียรภาพ มีการเปลี่ยนค่าความถี่และขนาดของสัญญาณที่เกิดจากการอสซิลเลตได้อีกทั้งมีความพยายามในการลดขนาดของวงจรและจำนวนของอุปกรณ์ที่ใช้ สำหรับการปรับเปลี่ยนขนาดของสัญญาณที่ได้จากการอสซิลเลตนั้น พบว่าวิธีการที่ได้มีการนำเสนอไปก่อนหน้านี้มีอยู่ด้วยกันหลายวิธี [1-9] เช่น ใช้การคูณสัญญาณ [5] ใช้การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นให้แก่วงจร [7-9] ล้วนแล้วแต่เป็นการปรับเปลี่ยนขนาดของวงจรที่มีการทำงานในโหมดกระแสคั่นทั้งสิ้น สำหรับการปรับเปลี่ยนขนาดของสัญญาณของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสคั่นนั้นยังไม่มีมีการนำเสนอมากนัก [10-11]

ในบทความนี้จึงได้นำเสนอเทคนิคในการควบคุมขนาดของสัญญาณไซน์ซอซคอลลที่ได้จากวงจรรอสซิลเลเตอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแส โดยใช้การป้อนสัญญาณควบคุมที่เป็นสัญญาณไฟตรง ( $I_{DC}$ ) เข้าไปในตำแหน่งที่เหมาะสม เพื่อไปกำหนดให้เป็นการตอบสนองแบบบังคับ ซึ่งผลการตอบสนองบังคับนี้จะไปควบคุมค่าเริ่มต้นของกรอสซิลเลตอีกครั้งหนึ่ง โดยที่สัญญาณไฟตรงที่ใส่เข้าไปนี้จะไม่กระทบต่อเงื่อนไขในการอสซิลเลต ทำให้วงจรมีเสถียรภาพในการทำงาน นอกจากนั้นแล้วยังได้ชี้ให้เห็นถึงการเลือกจุดที่นำสัญญาณออกไปใช้งานอย่างเหมาะสม ซึ่งก็จะได้สัญญาณไซน์ซอซคอลลที่ไม่รวมค่าไฟตรงเข้าไปด้วย

### 2. หลักการและวงจร

โดยทั่วไปแล้วในการอธิบายถึงเงื่อนไขและการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์ สามารถทำได้โดยใช้สมการอนุพันธ์อันดับที่ 2 และเมื่อพิจารณาถึงกระบวนการในการหาผลเฉลย พบว่าสัญญาณไซน์ซอซคอลลนั้นปรากฏในส่วนของผลเฉลยที่เป็นผลการตอบสนองธรรมชาติ และเพื่อที่จะหาเงื่อนไขและความถี่ที่เกิดการอสซิลเลตนั้นทำได้โดยไม่ต้องอาศัยกระบวนการในการหาผลเฉลยของสมการอนุพันธ์ แต่สำหรับการหาขนาดของสัญญาณเพื่อที่จะควบคุมให้ได้นั้นหากพิจารณาโดยใช้สมการอนุพันธ์ก็สามารถที่จะทำได้ แต่พบว่ายังไม่ได้มีการกล่าวถึงมากนักสำหรับการหาค่าและควบคุมขนาดของสัญญาณไซน์ซอซคอลลโดยใช้

สมการอนุพันธ์

เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของการปรับเปลี่ยนขนาดของสัญญาณไขว้ของคอลชันอยู่กับการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของวงจร จึงจะกล่าวถึงการพิจารณาสมการอนุพันธ์อันดับที่ 2 ซึ่งให้ค่าผลเฉลยของสมการเป็นฟังก์ชันไขว้ของคอล

$$a_0x''(t) + a_1x'(t) + a_2x(t) = 0 \tag{1}$$

โดยที่ (") และ (') แสดงอนุพันธ์อันดับที่ 2 และ 1 ตามลำดับ จากสมการ ที่ (1) เมื่อกำหนดให้  $a_1 = 0$  จะได้ว่า

$$a_0x''(t) + a_2x(t) = 0 \tag{2}$$

และถ้าให้  $\omega = \sqrt{a_2/a_0}$  จะได้ค่าผลเฉลยของสมการที่ (2) คือ

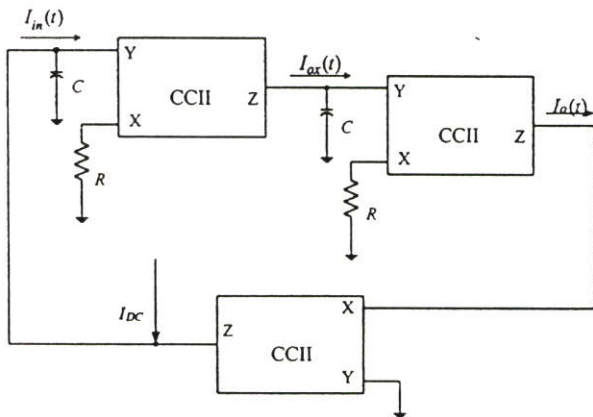
$$x(t) = A \cos(\omega t) + B \sin(\omega t)$$

หรือ

$$x(t) = \sqrt{A^2 + B^2} \cos(\omega t + \tan^{-1} \frac{B}{A}) \tag{3}$$

จากผลเฉลยซึ่งแสดงในสมการที่ (3) พบว่าขนาดของสัญญาณไขว้ของคอล ( $\sqrt{A^2 + B^2}$ ) ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของค่าเริ่มต้นซึ่งก็คือค่า  $x(0)$

เพื่อให้เห็นผลในทางปฏิบัติจึงจะนำหลักการที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นมาประยุกต์ใช้กับวงจรควอดรเวอร์จอร์ออกสซิลเลเตอร์ที่มีการทำงานในโหมดกระแสแสดงตามรูปที่ 1



รูปที่ 1 วงจรออกสซิลเลเตอร์ที่มีการป้อนสัญญาณไฟตรงเพื่อปรับเปลี่ยนขนาดของสัญญาณไขว้ของคอลที่ได้นำเสนอ

เนื่องจากวงจรที่ได้นำเสนอในที่นี้ ประกอบไปด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (Second Generation Current Conveyor : CCII) ดังนั้น

ก่อนที่จะวิเคราะห์การทำงานและอธิบายถึงกลไกในการควบคุมขนาดของสัญญาณไขว้ของคอลนั้น จะขอกล่าวถึงคุณลักษณะของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 พอสั่งเป

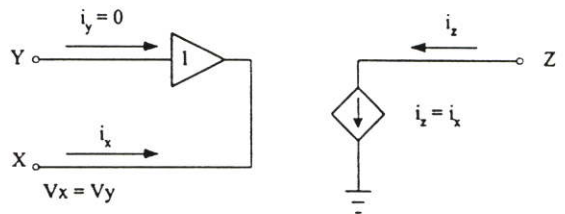
2.1 หลักการโดยทั่วไปของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 เป็นอุปกรณ์แบบ 3 ขั้ว ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ด้วยความสัมพันธ์เชิงเมทริกซ์ของตัวแปรไฟฟ้าต่างๆ ได้ดังนี้ [12]

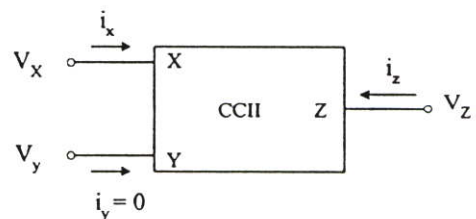
$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{4}$$

จากสมการที่ (4) อธิบายได้ว่า ขั้ว  $y$  มีลักษณะเป็นขั้วที่มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูง (high input impedance) ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขั้วนี้ แรงดันที่ตกคร่อมที่ขั้ว  $y$  จะมีค่าเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมขั้ว  $x$  และเมื่อมีกระแสไหลที่ขั้ว  $x$  จะเกิดการนำพา (convey) กระแสให้ไปปรากฏที่ขั้ว  $z$  ด้วยปริมาณที่เท่ากัน โดยเครื่องหมาย  $\pm$  นั้นจะแทนทิศทางการไหลของกระแสที่ขั้ว  $x$  และขั้ว  $z$  ในการพิจารณาสำหรับการไหลของกระแสที่มีทิศทางเดียวกันไม่ว่าจะเป็นการไหลเข้า หรือไหลออกจากขั้วจะแทนด้วยเครื่องหมาย + เรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบบวกเขียนแทนด้วย CCII+ และเมื่อทิศทางของกระแสไหลในทิศตรงกันข้ามจะแทนด้วยเครื่องหมาย - เรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 แบบลบ และเขียนแทนด้วย CCII-

และสามารถแสดงวงจรสวมมูลและสัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 ได้ตามรูปที่ 2 และรูปที่ 3 ตามลำดับ



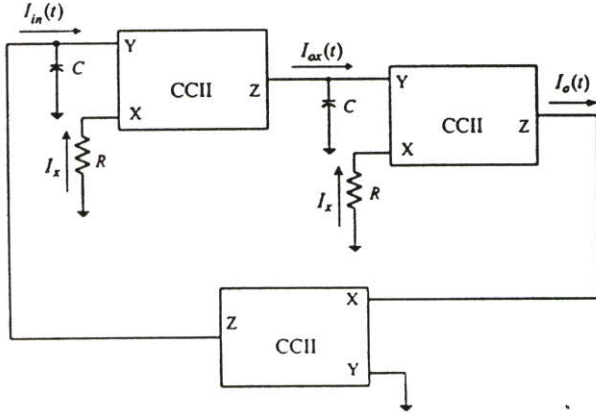
รูปที่ 2 วงจรสวมมูลของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2



รูปที่ 3 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2

2.2 วิเคราะห์การทำงาน

ก่อนที่จะกล่าวถึงกลไกและวิธีการควบคุมขนาดของสัญญาณไขว้ขอยคอดที่ได้จากวงจรควอดคราเจอร์อสซิลเลเตอร์ ตามหลักการและแนวคิดที่ได้นำเสนอนั้น ในเบื้องต้นจะเริ่มด้วยการวิเคราะห์วงจรในกรณีที่ยังไม่มีการป้อน  $I_{DC}$  ซึ่งแสดงตามรูปที่ 4



รูปที่ 4 วงจรควอดคราเจอร์อสซิลเลเตอร์ที่ไม่มีป้อน  $I_{DC}$  เพื่อควบคุมขนาดของสัญญาณไขว้ขอยคอด

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 4 จะได้ความสัมพันธ์

$$I_x(t) = \frac{I_{in}(t)}{RCs} \tag{5}$$

$$I_o(t) = \frac{I_{ox}(t)}{RCs} \tag{6}$$

และ  $I_o(t) = -I_{in}(t) \tag{7}$

จากสมการที่ (5),(6) และ (7)

$$(RC)^2 s^2 I_o(t) + I_o(t) = 0 \tag{8}$$

หรือ  $(RC)^2 I_o''(t) + I_o(t) = 0 \tag{9}$

ซึ่งผลการตอบสนองทางธรรมชาติ  $I_o(t)$  ที่เกิดขึ้นจากการหาค่าคำตอบสมการที่ (9) จะได้ว่า

$$I_o(t) = A \cos\left(\frac{1}{RC}t\right) + B \sin\left(\frac{1}{RC}t\right) \tag{10}$$

และเพื่อที่จะปรับเปลี่ยนขนาดของสัญญาณไขว้ขอยคอดจากวงจรควอดคราเจอร์อสซิลเลเตอร์ตามแนวคิดที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ทำได้

โดยการป้อนสัญญาณควบคุมที่เป็นไฟตรง  $I_{DC}$  ณตำแหน่งที่เหมาะสมแสดงในวงจรในรูปที่ 1

และจากวงจรในรูปที่ 1 เมื่อทำการวิเคราะห์หาค่ากระแส  $I_o(t)$  สามารถแสดงความสัมพันธ์ในรูปของสมการเชิงอนุพันธ์ได้ตามสมการที่ (11)

$$(RC)^2 I_o''(t) + I_o(t) = -I_{DC} \tag{11}$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (11) เพื่อหาคำตอบ จะพบว่าคำตอบที่สมบูรณ์จะแบ่งออกเป็นสองส่วน คือเป็นผลการตอบสนองทางธรรมชาติ (natural response :  $I_{on}(t)$ ) และผลการตอบสนองบังคับ (force response :  $I_{of}(t)$ ) หรือเขียนแทนความสัมพันธ์ได้ว่า ผลการตอบสนองบริบูรณ์  $I_o(t)$  จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$I_o(t) = I_{on}(t) + I_{of}(t) \tag{12}$$

เพื่อที่จะหาผลการตอบสนองบังคับของสมการที่ (11) สามารถทำได้โดยการสมมติให้  $I_{of}(t) = K$  โดยที่  $K$  นี้เป็นค่าคงที่ จากนั้นแทนค่าลงในสมการที่ (11) และทำการหาค่าอนุพันธ์ซึ่งจะได้ว่า

$$K = -I_{DC} \tag{13}$$

ในขณะที่ผลการตอบสนองทางธรรมชาติ

$$I_{on}(t) = A \cos\left(\frac{1}{RC}t\right) + B \sin\left(\frac{1}{RC}t\right) \tag{14}$$

ดังนั้นผลตอบสนองเอาต์พุตบริบูรณ์จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$I_o(t) = A \cos(\omega t) + B \sin(\omega t) - I_{DC} \tag{15}$$

สำหรับค่า  $A$  และ  $B$  นั้นหาได้จากค่าเงื่อนไขเริ่มต้น คือ

$$I_o(0) = 0, I_o'(0) = 0 \text{ ซึ่งจะได้ว่า}$$

$$A = I_{DC} \tag{16}$$

และ

$$B = 0 \tag{17}$$

ดังนั้นผลการตอบสนองเอาต์พุตบริบูรณ์คือ

$$I_o(t) = I_{DC} [\cos(\omega t) - 1] \tag{18}$$

นั่นคือจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า เราสามารถที่จะควบคุมขนาดของสัญญาณไขว้ขอยคอลลได้จากสัญญาณ  $I_{DC}$  ที่ป้อนให้กับวงจร แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุต  $I_o(t)$  มีองค์ประกอบของสัญญาณไฟตรงอยู่ด้วย เราจึงสามารถเลือกใช้สัญญาณ ณ.ตำแหน่งอื่นที่ปราศจากไฟตรงได้ตามต้องการ ซึ่งในที่นี้เลือก ณ.ตำแหน่ง  $I_{ox}(t)$  สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณไซน์เนื่องจากเฟสที่ต่างกัน 90 องศาเมื่อเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต  $I_o(t)$

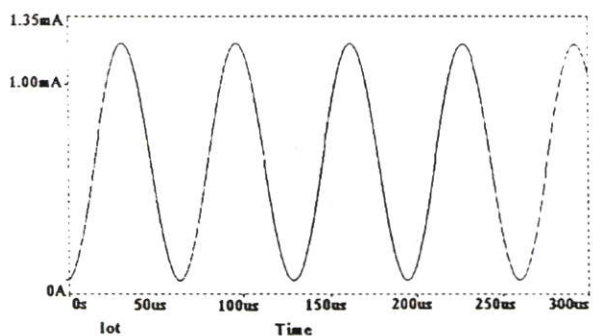
3.การเลียนแบบการทำงานของวงจร

จากหลักการที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นเพื่อเป็นการทดสอบแนวความคิดที่ได้นำเสนอ จึงทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 1 โดยใช้โปรแกรม PSPICE สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้ประกอบไปด้วย AD844 ซึ่งเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 คู่ร่วมกับค่าความต้านทาน และ ตัวเก็บประจุที่มีขนาด  $1\text{ k}\Omega$  และ  $0.01\ \mu\text{F}$  ตามลำดับ ใช้ไฟเลี้ยงวงจรที่  $\pm 5\text{ V}$  โดยออกแบบความถี่ในการออสซิลเลตไว้ที่  $15\text{ kHz}$  มีผลการเลียนแบบการทำงานแสดงตามรูปที่ 5

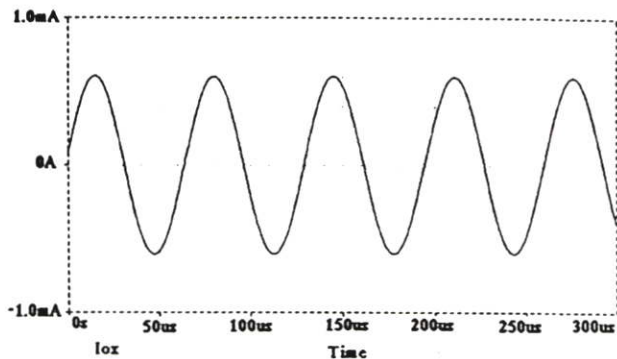
4.สรุปและวิเคราะห์

จากการนำเสนอการวิเคราะห์และเทคนิคในการควบคุมขนาดของสัญญาณไขว้ขอยคอลลของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแส โดยใช้วิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นในการออสซิลเลตด้วยผลการขอบสนองบังคับ ทำให้ในทางปฏิบัติสามารถที่จะควบคุมขนาดของสัญญาณไขว้ขอยคอลลได้โดยการป้อนกระแสไฟตรงเข้าไปในตำแหน่งที่เหมาะสม เพื่อใช้เป็นผลตอบสนองบังคับของวงจร

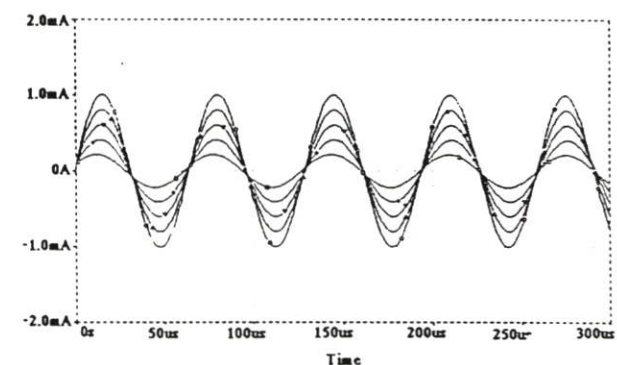
ผลจากการเลียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE จึงให้เห็นถึงความสอดคล้องกันระหว่างผลการวิเคราะห์และผลเลียนแบบการทำงาน จากแนวความคิดและวิธีการที่ได้นำเสนอนี้ทำให้สามารถควบคุมขนาดของสัญญาณได้โดยวิธีการง่ายๆ และยังไม่ส่งผลกระทบต่อภาพของวงจรอีกด้วย



รูปที่ 5 สัญญาณ  $I_o(t)$  ที่มีความถี่ในการออสซิลเลต  $15\text{ kHz}$  เมื่อป้อน  $I_{DC} = 0.6\text{mA}$

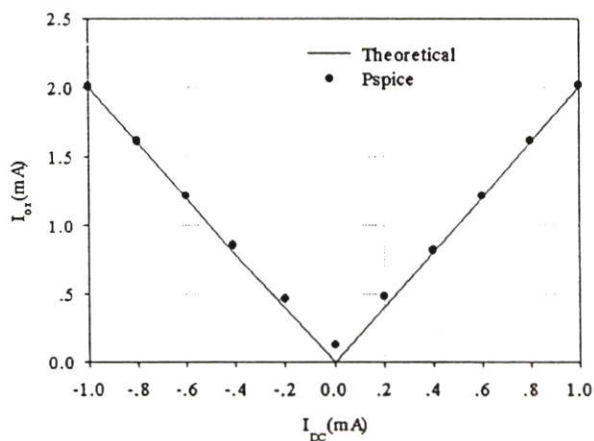


รูปที่ 6 สัญญาณ  $I_{ox}(t)$  ที่มีความถี่ในการออสซิลเลต  $15\text{ kHz}$  เมื่อป้อน  $I_{DC} = 0.6\text{mA}$

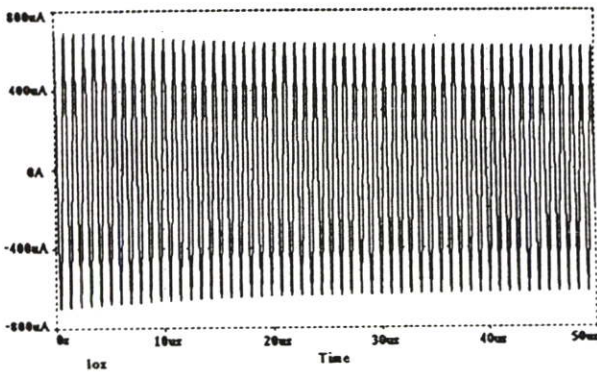


□  $I_{DC} = 0.2\text{mA}$    ◇  $I_{DC} = 0.4\text{mA}$    ▽  $I_{DC} = 0.6\text{mA}$    △  $I_{DC} = 0.8\text{mA}$    ○  $I_{DC} = 1.0\text{mA}$

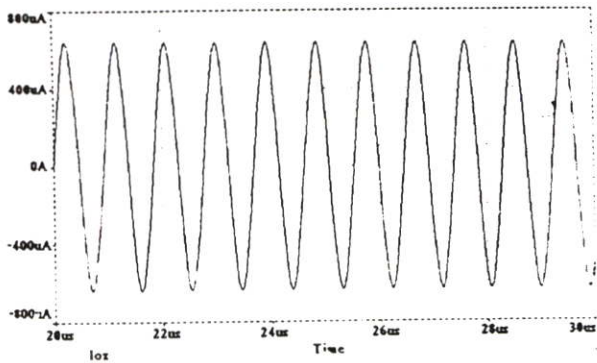
รูปที่ 7 การออสซิลเลตของวงจรเมื่อเปลี่ยน  $I_{DC}$



รูปที่ 8 ผลการเลียนแบบควบคุมขนาดสัญญาณของวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ความถี่  $15\text{ kHz}$  ตามรูปที่ 1



รูปที่ 9 การออสซิลเลชันของวงจรมีความถี่ในการออสซิลเลชันที่ความถี่ 1.5 MHz



รูปที่ 10 การออสซิลเลชันในสภาวะคงที่ความถี่ 1.5 MHz

เอกสารอ้างอิง

[1] ปราโมทย์ วาดเขียน, ชัยรัตน์ วงษ์สุวรรณ และ ธงชัย มณีชูเกตุ, "การควบคุมแอมพลิจูดไซน์ซอซโคลออสซิลเลเตอร์ด้วยผลการตอบสนองบังคับแบบง่าย", การประชุมวิชาการทางไฟฟ้า ครั้งที่ 23 มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, 2543, หน้า 645-648.

[2] J.I. Osa, A.Carlosena, "MOSFET-C sinusoidal oscillator with variable frequency and amplitude", Circuits and Systems, 2000. Proceedings. ISCAS 2000 Geneva. The 2000 IEEE International Symposium on, vol 2, 2000, pp. 725 -728

[3] Tsung-Sum Lee, Kun-Yui Chen, Hsein-Yu Pan, "A fully integrated MOSFET-C oscillator with precision amplitude control and self start-up", Circuits and Systems, 1997. ISCAS '97., Proceedings of 1997 IEEE International Symposium on, vol 1, 1997, pp.273-276.

[4] I.M. Filanovsky, "A sinusoidal VCO with control of frequency and amplitude", Proceedings of the 32nd Midwest Symposium on, vol.1, 1990, pp. 446-449.

[5] I.M. Filanovsky, Qin Shui-Sheng and G. Kothapalli, "Sinusoidal oscillator with voltage controlled frequency and amplitude", Int.J. Electronics., vol.68, 1990, pp. 95-112.

[6] S.Pookaiyaudom, K.Saivichit, "RC Phase-shifter variable sinusoidal oscillators using initial conditions-restoration amplitude control", IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement, vol.39, 1990, pp.1038-1044.

[7] I.M. Filanovsky, "Oscillators with amplitude control by restoration of capacitor initial conditions", IEE proceedings, vol.134, pt.G., 1987, pp.31-37.

[8] I.M. Filanovsky and K.A. Stronismoe, "Amplitude control in a twin-T bridge RC-oscillator using a window comparator" Int.J. Electronics, vol.61, 1986, pp. 197-206.

[9] I.M. Filanovsky, "A wien bridge RC oscillator with fast amplitude controll" Int.J. Electronics, vol.58, 1985, pp. 817-826.

[10] S.Pookaiyaudom, V.Prasong; A.Voraphichet, "Tunable CMOS current-mode sinusoidal oscillator with inherent automatic amplitude control", Electron. Lett, vol.33, 11, 1997, pp. 954-955.

[11] S.Pookaiyaudom.; A.Thanachayanont,R. Sitdhikom, "Current amplitude control circuits suitable for current-mode oscillators" Electron Lett, vol 33, 1, 1997, pp. 2-3.

[12] C.Toumazou, F.G.Lidgey, and B.Wilson, "Analog IC Design : The current mode Approach", Peter Peregrinus, London, 1990.



เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังเมื่อปี 2540 ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาโท บัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



ปราโมทย์ วาดเขียน สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์ จากมหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ พิชญโลก ปี 2529 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตและวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (สจล.) เมื่อปี 2533 และ 2540 ตามลำดับ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล. รับผิดชอบงานสอนและวิจัยทางด้านวิศวกรรมสื่อสารทั้งระบบอนาล็อกและดิจิทัล การประมวลผลสัญญาณอนาล็อกและดิจิทัล วงจรรวมแบบอนาล็อก



**ธงชัย มณีชูเกตุ** สำเร็จการศึกษาระดับ  
 ปริญญาตรีวิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์ จาก  
 มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ พิชญโลก ปี 2531  
 และ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต จากสถาบัน  
 เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 (สจล.) เมื่อปี 2539 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาฟิสิกส์  
 คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น พิชญโลก รับผิดชอบงานสอน  
 และวิจัยทางด้านการออกแบบวงจรรีเลย์ทรอนิกส์

## ประวัติผู้เขียน

นางสาวเบญจวรรณ ธรรมวุฒิ เกิดเมื่อวันที่ 2 มีนาคม พ.ศ.2519 ที่จังหวัดชุมพร สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2540 และในปีการศึกษา 2542 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับบัณฑิตศึกษา หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

1. เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ และ ปราโมทย์ วาดเขียน “วงจรรขยายความนำที่เป็นอิสระจากอุณหภูมิรอบข้าง” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ (สาขาวิศวกรรมศาสตร์) ครั้งที่39 , หน้า279-286.
2. เบญจวรรณ ธรรมวุฒิ, ปราโมทย์ วาดเขียน และ ชงชัย มณีชูเกตุ “การควบคุมค่าแอมพลิจูดด้วยผลการตอบสนองบังคับแบบง่ายสำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์ในโหมดกระแส.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่24,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 22-23 พฤศจิกายน, 2544, หน้า 1018-1023.