

การประยุกต์ใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส
เพื่อสร้างวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์
และวงจรสแตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ

IMPEDANCE INVERTER AND
TEMPERATURE COMPENSATED ASTABLE MULTIVIBRATOR
BASED ON SECOND GENERATION CURRENT CONTROLLED CONVEYORS

อธิภู มงคลชาจิต
ATHIPU MONGKOLKACHIT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1102-7

การประยุกต์ใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส
เพื่อสร้างวงจรถัปก่าอิมพีแดนซ์
และวงจรอะสเตเบิลดีไวเบรเตอร์ที่มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ

IMPEDANCE INVERTER AND
TEMPERATURE COMPENSATED ASTABLE MULTIVIBRATOR
BASED ON SECOND GENERATION CURRENT CONTROLLED CONVEYORS



อธิภู มงคลขจิต

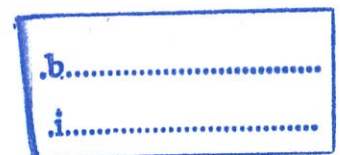
ATHIPU MONGKOLKACHIT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....52454
วัน,เดือน,ปี.....14 ก.ย. 2547

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1102-7



**IMPEDANCE INVERTER AND
TEMPERATURE COMPENSATED ASTABLE MULTIVIBRATOR
BASED ON SECOND GENERATION CURRENT CONTROLLED CONVEYORS**

ATHIPU MONGKOLKACHIT

**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**

2004

ISBN 974-15-1102-7

COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การประยุกต์ใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสเพื่อสร้างวงจร
กลับค่าอิมพีแดนซ์ และวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ
IMPEDANCE INVERTER AND TEMPERATURE COMPENSATED ASTABLE
MULTIVIBRATOR BASED ON SECOND GENERATION CURRENT
CONTROLLED CONVEYORS


ชื่อนักศึกษา นายอภิภู มงคลขจิต

รหัสประจำตัว 42061156

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ปราโมทย์	วาดเขียน	
รศ.ดร.วิภา	แสงพิสิทธิ์	
รศ.ดร.จรรยา	วงศ์เตชธรรม	
ศ.ดร.วิวัฒน์	กิรานนท์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ 19 พฤษภาคม 2547 เวลา 14.15-16.15 น.

สถานที่สอบ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-403)


บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(ผศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่...23...เดือน...กรกฎาคม...พ.ศ. 2547....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การประยุกต์ใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส เพื่อสร้างวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์และวงจรอะสเตเบิลมัลติ-ไวเบรเตอร์ที่มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ
นักศึกษา	นายอภิภู มงคลขจิต
รหัสประจำตัว	42061156
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ศาสตราจารย์ ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการนำวงจร CCCII ไปประยุกต์สร้างเป็นวงจรอะสเตเบิลมัลติ-ไวเบรเตอร์และวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ โดยวงจรอะสเตเบิลมัลติ-ไวเบรเตอร์ มีโครงสร้างของวงจรประกอบขึ้นจากการนำวงจร CCCII ไปแทนที่ตัวต้านทานในวงจรสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมแบบซิมิตริกเกอร์ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมและรูปสามเหลี่ยม ที่สามารถปรับค่าความถี่ของรูปคลื่นได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII อีกทั้งยังได้ลดผลกระทบของอุณหภูมิต่อค่าความถี่ลงด้วยการกำจัดค่าตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิออก และสำหรับวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์นั้นมีโครงสร้างของวงจรประกอบด้วยวงจร CCCII สามตัวและอุปกรณ์พาสซีฟที่ต้องการกลับค่าเพียงหนึ่งตัว คุณสมบัติของวงจรสามารถกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ออยู่กับกราวด์ให้เสมือนเป็นอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวได้ และสามารถปรับค่าของอิมพีแดนซ์ที่ได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร การเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการปฏิบัติกับวงจรจริง ได้ผลสอดคล้องกับหลักการและทฤษฎีที่นำเสนอเป็นอย่างดี

Thesis Title	Impedance Inverter and Temperature Compensated Astable Multivibrator based on Second Generation Current Controlled Conveyors
Student	Mr. Athipu Mongkolkachit
Student ID	42061156
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Professor Dr. Wiwat Kiranon

ABSTRACT

This thesis presents new designs of astable multivibrator and impedance inverter based on CCCIs. The astable multivibrator is built from replacing resistors with CCCII in traditional astable multivibrator based on Schmitt trigger circuit. It gives rectangular and triangular output signal, which can change frequency of the output waveform by adjusting CCCII bias current. Furthermore, the output frequency does not depend on temperature because the variable related to temperature is rejected. The other new design circuit is impedance inverter. The circuit structure is composed of three CCCIs and only one passive device, which we designed to invert its impedance. The circuit inverts the grounded impedance to virtual floating impedance. The simulations as well as the experiment results agree well with the theoretical analysis.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จได้ผู้เขียนต้องกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์วิวัฒน์ กิรานนท์ เป็นอย่างสูง สำหรับความห่วงใย ความเอาใจใส่ ตลอดจนประสิทธิประสาทความรู้ทั้งทางด้านวิชาการและคุณธรรม แก่ศิษย์ อาจารย์จรรยา วงศ์เดชธรรม ผู้ให้แนวทาง แรงกระตุ้น และความเอื้ออาทรต่อศิษย์ อาจารย์วิภา แสงพิสิทธิ สำหรับความห่วงใย กำลังใจ และข้อเตือนใจทุกอย่าง ซึ่งความปรารถนาดีต่าง ๆ เหล่านี้ ทำให้ศิษย์ซาบซึ้งอย่างยิ่ง

ขอบคุณพี่น้องร่วมห้องวิจัยทุกท่านที่ได้ให้ทั้งความรู้ทางวิชาการ ความผูกพัน และบรรยากาศการทำงานที่อบอุ่นมีความจริงใจให้แก่กัน จนยากที่จะหาพบได้ในสังคมยุคปัจจุบัน

ขอบคุณอาจารย์แสงระวี ตั้งกุลบริบูรณ์ สำหรับความช่วยเหลือและกำลังใจในการทำงานเสมอมา

ขอบคุณอาจารย์นรฤทธิ์ สุนทรสารทูล และเพื่อนร่วมงานฝ่ายระบบเครือข่ายคอมพิวเตอร์ สำนักวิจัยและบริการคอมพิวเตอร์ สำหรับความห่วงใย และกำลังใจต่าง ๆ ที่มีต่อผู้เขียน

กราบขอบพระคุณมารดาบิดาผู้เป็นพระพรหมของลูก คุณแม่ พี่สาว น้องชาย ที่ได้ติดตามและให้กำลังใจในการทำงานกับผู้เขียนตลอดมา

และสุดท้ายผู้เขียนสำนึกในพระคุณของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่เป็นแหล่งความรู้ให้กับข้าพเจ้า ตั้งแต่ระดับชั้นปริญญาตรีจนถึงปัจจุบัน

อธิฏ มงคลขจิต

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	4
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	5
บทที่ 2 หลักการทฤษฎีสลีนีเยร์และวงจรสายพานกระแส.....	7
2.1 กล่าวนำ.....	7
2.2 วงจรสะท้อนกระแส.....	7
2.3 หลักการทฤษฎีสลีนีเยร์.....	9
2.4 วงจรสายพานกระแส.....	13
2.4.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง.....	13
2.4.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง.....	15
2.4.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.....	18
2.5 การวิเคราะห์วงจรรอบทฤษฎีสลีนีเยร์.....	20
2.5.1 การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ภายในวงจรรอบทฤษฎีสลีนีเยร์.....	20
2.5.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝงในวงจรรอบทฤษฎีสลีนีเยร์.....	22
2.6 สรุป.....	25
บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการที่ใช้ออกแบบวงจระะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์.....	26
3.1 บทนำ.....	26
3.2 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน.....	26
3.3 วงจรขมิตทริกเกอร์.....	29

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4 การสร้างสัญญาณจากวงจรหมิตริกเกอร์.....	34
3.5 อัตราสลัว.....	38
3.6 สรุป.....	39
บทที่ 4 ทฤษฎีและหลักการที่ใช้ออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์.....	40
4.1 บทนำ.....	40
4.2 อุปกรณ์สองพอร์ต.....	40
4.3 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์.....	44
4.3.1 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวก.....	44
4.3.2 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบ.....	49
4.4 สรุป.....	51
บทที่ 5 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้.....	52
5.1 กล่าวนำ.....	52
5.2 การออกแบบวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์.....	52
5.3 การวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนเนื่องมาจากอัตราสลัว.....	57
5.4 ผลการทดลอง.....	61
5.4.1 การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	62
5.4.2 การทดลองจากวงจรจริง.....	68
5.5 สรุป.....	75
บทที่ 6 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบใหม่.....	76
6.1 กล่าวนำ.....	76
6.2 การออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์.....	76
6.2.1 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัว.....	76
6.2.2 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์.....	80
6.3 ผลการทดลอง.....	83
6.3.1 การเลียนแบบวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	83
6.3.2 การทดลองจากวงจรจริง.....	90
6.4 สรุป.....	93

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 7 สรุป	94
เอกสารอ้างอิง.....	96
ภาคผนวก.....	98
ภาคผนวก ก. ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานของวงจร.....	98
ภาคผนวก ข. รายละเอียดของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	99
ภาคผนวก ค. บทความที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์.....	104
ประวัติผู้เขียน.....	117

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 การเชื่อมต่อวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์เข้ากับอิมพีแดนซ์ในลักษณะต่าง ๆ.....	47

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบง่าย.....	8
2.2 อุปกรณ์ทรานส์ลิเนียร์เมื่อนำมาต่อเป็นวงรอบ.....	10
2.3 วงจรต้นแบบของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI).....	14
2.4 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง.....	14
2.5 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง.....	15
2.6 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง.....	16
2.7 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดบวก (CCII+).....	17
2.8 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดลบ (CCII-).....	17
2.9 วงจรสมมูลระหว่างพอร์ต X และพอร์ต Y ของวงจร CCCII.....	18
2.10 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.....	19
2.11 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสชนิดบวก (CCCII+).....	19
2.12 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสชนิดลบ (CCCII-).....	20
2.13 วงรอบทรานส์ลิเนียร์.....	21
2.14 วงรอบทรานส์ลิเนียร์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์หาความต้านทาน R_x	22
3.1 วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบง่าย.....	26
3.2 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน.....	27
3.3 เอาต์พุตที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบแรงดันเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์.....	28
3.4 วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่มีค่าแรงดันอ้างอิงไม่เป็นศูนย์.....	28
3.5 เอาต์พุตจากวงจรเปรียบเทียบแรงดันที่มีค่าแรงดันอ้างอิงไม่เป็นศูนย์.....	29
3.6 วงจรชmittทริกเกอร์.....	30
3.7 วงรอบฮิสเตอร์ซิสของวงจรชmittทริกเกอร์ชนิดกลับขั้วสัญญาณ.....	30
3.8 เอาต์พุตที่ได้จากวงจรชmittทริกเกอร์แบบกลับขั้วสัญญาณ.....	32
3.9 ฮิสเตอร์ซิสของวงจรชmittทริกเกอร์แบบไม่กลับขั้วสัญญาณ.....	33
3.10 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่สร้างขึ้นจากวงจรชmittทริกเกอร์.....	34
3.11 สัญญาณที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์.....	35
3.12 รูปแบบการต่อวงจรออปแอมป์ เพื่อใช้วัดค่าอัตราส่ว.....	38
3.13 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เนื่องจากอัตราส่ว.....	38

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.14 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เมื่อเกิดอัตราสลับ.....	39
4.1 สัญลักษณ์แทนอุปกรณ์สองพอร์ต.....	40
4.2 อุปกรณ์สองพอร์ตแบบกลุ่มพารามิเตอร์ y (y -parameter).....	41
4.3 รูปแบบการต่อวงจรเพื่อใช้วัดค่าแอดมิตแตนซ์ y_{11}	42
4.4 รูปแบบการต่อวงจรเพื่อใช้วัดค่าแอดมิตแตนซ์ y_{12}	42
4.5 รูปแบบการต่อวงจรเพื่อใช้วัดค่าแอดมิตแตนซ์ y_{21}	43
4.6 รูปแบบการต่อวงจรเพื่อใช้วัดค่าแอดมิตแตนซ์ y_{22}	43
4.7 วงจรสมมูลของอุปกรณ์สองพอร์ตของกลุ่มพารามิเตอร์ y	43
4.8 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์.....	44
4.9 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่แปลงการเชื่อมต่อแบบอนุกรมให้เสมือนเป็นแบบขนาน.....	46
4.10 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่แปลงการเชื่อมต่อแบบขนานให้เสมือนเป็นแบบอนุกรม.....	46
4.11 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์.....	49
4.12 ทิศทางกระแสที่ไหลผ่านค่าอิมพีแดนซ์	49
4.13 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบ.....	50
4.14 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบแบบลงกราวด์.....	50
5.1 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่มีโครงสร้างพื้นฐานจากวงจรชmittริกเกอร์.....	52
5.2 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่นำเสนอ.....	53
5.3 สัญญาณเอาต์พุตรูปสามเหลี่ยมและรูปสี่เหลี่ยมจากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์.....	54
5.4 เอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมและรูปสามเหลี่ยมของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ในทางปฏิบัติ.....	57
5.5 สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์หาค่าความชัน.....	59
5.6 รูปพาราโบลาที่จะวิเคราะห์หาค่าสมการ.....	60
5.7 ค่าความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจากอัตราสลับ.....	61
5.8 ค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจร CCCII เมื่อเปลี่ยนกระแสไบอัสเป็นค่าต่าง ๆ.....	62
5.9 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ใช้เลียนแบบการทำงานของวงจร.....	63
5.10 สัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์.....	63
5.11 สัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์.....	64
5.12 สัญญาณที่ขาอินพุตของออปแอมป์ และสัญญาณเอาต์พุตของ วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII กับค่าความถี่เอาต์พุต.....	65
5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัสกับค่าความถี่เอาต์พุต บนสเกลเชิงลอการิทึม.....	65
5.15 ค่าความถี่เอาต์พุตของวงจร เมื่อใช้ค่าตัวเก็บประจุ 100 พิโคฟารัด 680 พิโคฟารัด 5 นาโนฟารัด และ 0.1 ไมโครฟารัด.....	66
5.16 ค่าความถี่เอาต์พุตที่อุณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส 40 องศาเซลเซียส และ 70 องศาเซลเซียส.....	67
5.17 ค่าความถี่เอาต์พุตที่อุณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส 40 องศาเซลเซียส และ 70 องศาเซลเซียส บนสเกลเชิงลอการิทึม.....	67
5.18 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ใช้ในการปฏิบัติจริง.....	68
5.19 สัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์.....	68
5.20 สัญญาณเอาต์พุตรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่ได้จาก วงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์.....	69
5.21 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตรูปสามเหลี่ยม.....	69
5.22 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยม.....	70
5.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII กับค่าความถี่เอาต์พุต.....	70
5.24 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัสกับค่าความถี่เอาต์พุต บนสเกลเชิงลอการิทึม.....	71
5.25 ค่าความถี่เอาต์พุตที่ได้เมื่อใช้ค่าตัวเก็บประจุ 100 พิโคฟารัด 680 พิโคฟารัด 5 นาโนฟารัด และ 0.1 ไมโครฟารัด.....	72
5.26 ค่าความถี่เอาต์พุตที่อุณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส 40 องศาเซลเซียส	72
5.27 ค่าความถี่เอาต์พุตที่อุณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส 40 องศาเซลเซียส บนสเกลเชิงลอการิทึม.....	73
5.28 วงจรที่ใช้ในการทดลองการกำจัดค่าตัวแปรเชิงอุณหภูมิ.....	73
5.29 ค่าความถี่ที่ได้จากวงจรรูปที่ 5.28 บนสเกลเชิงเส้น.....	74
5.30 ค่าความถี่ที่ได้จากวงจรรูปที่ 5.28 บนสเกลเชิงลอการิทึม.....	74
6.1 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวที่นำเสนอ.....	77
6.2 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบลอยตัวชนิดลบ.....	79
6.3 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์.....	80
6.4 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์แบบลบ.....	82
6.5 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวที่นำเสนอ.....	83
6.6 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้กับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทาน.....	84

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันที่อินพุตกับค่ากระแสที่อินพุต เมื่อเปลี่ยน ค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII เป็นค่าต่าง ๆ	84
6.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันกับค่ากระแสอินพุตของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ เปรียบเทียบกับค่าในทางทฤษฎี.....	85
6.9 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มาใช้ในวงจรเรโซแนนต์แบบอนุกรม.....	85
6.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่และค่ากระแสของวงจรเรโซแนนต์แบบอนุกรม.....	86
6.11 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซเนเตอร์แบบขนาน.....	86
6.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่และค่ากระแสของวงจรเรโซแนนต์แบบขนาน.....	87
6.13 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์.....	87
6.14 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์มาใช้ในวงจรเรโซเนเตอร์แบบอนุกรม.....	88
6.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่และค่ากระแสของวงจรเรโซแนนต์แบบอนุกรม.....	88
6.16 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์แบบลบไปกลับค่าความต้านทาน.....	89
6.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันกับค่ากระแสที่อินพุตของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ ชนิดลงกราวด์แบบลบเปรียบเทียบกับค่าในทางทฤษฎี.....	89
6.18 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซเนเตอร์แบบอนุกรม.....	90
6.19 ผลการทดลองจากการนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซเนเตอร์แบบอนุกรม.....	90
6.20 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซเนเตอร์แบบขนาน.....	91
6.21 ผลการทดลองเมื่อนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มาประกอบเป็นวงจรเรโซแนนต์แบบขนาน.....	91
6.22 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซแนนต์แบบขนานชนิดลงกราวด์.....	92
6.23 ผลการทดลองเมื่อนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซเนเตอร์แบบอนุกรม.....	92

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทำงานในโหมดกระแส กำลังได้รับความนิยมเพิ่มมากขึ้นในปัจจุบัน เนื่องจากจุดเด่นที่เหนือกว่าวงจรที่ทำงานในโหมดแรงดัน คือใช้กระแสจากแหล่งจ่ายไฟน้อย มีผลทำให้วงจรประหยัดพลังงานได้มากกว่า มีช่วงความถี่ในการทำงานที่กว้าง (wide bandwidth) ใช้จำนวนอุปกรณ์ที่น้อยกว่า จึงทำให้รูปแบบของวงจรซับซ้อนน้อยลง อีกทั้งมีความเร็วในการปฏิบัติการ และมีความแม่นยำสูง [1] จากคุณสมบัติเหล่านี้ จึงมีผู้วิจัยนำวงจรที่ทำงานเป็นอุปกรณ์ในโหมดกระแส มาประยุกต์ใช้กับงานต่าง ๆ กันอย่างแพร่หลาย [2] เช่นเดียวกับวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทำการศึกษาวงจรที่ทำงานเป็นอุปกรณ์ในโหมดกระแสรูปแบบหนึ่ง คือวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second generation current controlled conveyor) ซึ่งนิยมเรียกตามอักษรย่อว่าวงจร CCCII วงจรนี้เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดสามพอร์ต ออกแบบมาเพื่อให้ความสัมพันธ์ทางไฟฟ้าระหว่างพอร์ตทั้งสามนี้มีความเหมาะสมที่จะสามารถประยุกต์นำไปสร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีประสิทธิภาพสูงได้ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอวิธีการนำวงจร CCCII ไปสร้างเป็นวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์และวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์อันเป็นวงจรที่เป็นประโยชน์มากในอีกรูปแบบหนึ่ง ซึ่งมีแนวคิดในการออกแบบวงจรดังนี้

วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในวงจรด้านการสื่อสาร วงจรเครื่องมือวัด และวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณนาฬิกา เพื่อควบคุมจังหวะการทำงานของระบบวงจร รวมทั้งนำไปใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับวงจรเครื่องมือวัด [3] ซึ่งหน้าที่เหล่านี้ล้วนเป็นส่วนสำคัญที่มีผลต่อความถูกต้องแม่นยำในการทำงานของเครื่องมือ และปัจจัยหนึ่งที่มีความสำคัญต่อวงจรก็คือผลกระทบของอุณหภูมิที่มีต่อวงจร เมื่อวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์มีการทำงาน อุณหภูมิของอุปกรณ์และของสภาพแวดล้อมก็จะเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งจะมีผลต่อไปถึงการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของวงจร คือเมื่อนำวงจรไปใช้งานอยู่ที่อุณหภูมิใด ๆ ค่าหนึ่ง วงจรก็จะผลิตสัญญาณเอาต์พุตออกมาที่หนึ่งค่าความถี่ แต่เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไป ค่าความถี่นั้นก็เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย เพราะค่าความถี่จะสัมพันธ์กับค่าตัวแปรทางไฟฟ้า เช่นกระแสหรือแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ ซึ่งเป็นสถานะที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ ปรากฏการณ์นี้จะเกิดกับอุปกรณ์แอกทีฟต่าง ๆ อย่างเห็นได้ชัด ตัวอย่างเช่นในทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นอุปกรณ์พื้นฐานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ที่นำมาใช้เป็นส่วนประกอบในวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ด้วย [4] ในทรานซิสเตอร์นั้นค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์มีค่าสัมพันธ์กับอุณหภูมิดังสมการ [5]

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$

โดยในที่นี้ I_C คือค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของทรานส์ซิสเตอร์มีหน่วยเป็นแอมแปร์ ในขณะที่ I_S เป็นค่ากระแสอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์นั้น ซึ่งปรกติแล้วจะมีค่าขึ้นกับโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีค่าในหน่วยประมาณ 10^{-12} แอมแปร์ และ V_{BE} เป็นค่าแรงดันระหว่างเบสและอีมีเตอร์มีค่าประมาณ 0.6 โวลต์ โดยที่ V_T เป็นค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิมีหน่วยเป็นโวลต์ ซึ่งสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ $V_T = \frac{kT}{q}$ เมื่อ k คือค่าคงที่ของโบลซ์แมน (Boltzmann's constant) มีค่า 1.38×10^{-23} จูล/เคลวิน และ T แทนอุณหภูมิในหน่วยเคลวิน ในขณะที่ q แทนประจุของอิเล็กตรอนมีค่า 1.6×10^{-19} คูลอมป์ จากสมการดังกล่าวข้างบนนั้นเมื่อคำนวณค่ากระแส I_C โดยใช้ค่า I_S เท่ากับ 10^{-12} แอมแปร์ ที่อุณหภูมิต่าง ๆ กัน จะมีค่าแตกต่างกันไปดังแสดงในตารางดังนี้

อุณหภูมิ (องศาเซลเซียส)	ค่ากระแสคอลเลกเตอร์ (มิลลิแอมแปร์)	ค่ากระแสคอลเลกเตอร์เปรียบ เทียบกับที่อุณหภูมิ 30 องศา
30	9.35	100 เปอร์เซ็นต์
31	8.67	92.72 เปอร์เซ็นต์
32	8.04	85.98 เปอร์เซ็นต์
40	4.49	48.02 เปอร์เซ็นต์

จากตารางพบว่าเมื่ออุณหภูมิมีค่าเพิ่มขึ้น ค่ากระแสคอลเลกเตอร์จะมีแนวโน้มลดลง และเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น 10 องศาเซลเซียส คือเพิ่มจาก 30 องศาเซลเซียส เป็น 40 องศาเซลเซียส ค่ากระแสจะมีปริมาณน้อยลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งเท่านั้น ซึ่งแสดงให้เห็นได้ชัดเจนว่าอุณหภูมินั้นมีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรรีเลย์ทรานซิสเตอร์ที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์อย่างแน่นอน เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป ค่ากระแสก็ย่อมจะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ทำให้สถานะการทำงานต่าง ๆ ของวงจรมันแตกต่างกันไป ดังนั้นถ้าสามารถออกแบบวงจรที่ลดอิทธิพลของอุณหภูมิที่เกี่ยวข้องลงได้ เราก็จะได้วงจรที่มีการทำงานซึ่งมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิสูง ซึ่งจะเป็นข้อดีทำให้อุปกรณ์ที่ใช้งานกับวงจรมันต่าง ๆ มีการทำงานที่เที่ยงตรงและแม่นยำมากขึ้น

จากการศึกษาบทความที่มีผู้วิจัยเผยแพร่ออกมาพบว่า มีบทความที่ปรับปรุงวงจรมิตต์ทริกเกอร์เพื่อสร้างเป็นวงจระสแตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ [6] ที่มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิได้อยู่หลายวิธีด้วยกัน เช่น วิธีการนำอุปกรณ์มอสเฟตมาแทนที่ตัวต้านทานป้อนกลับของวงจรมิตต์ทริกเกอร์เดิม [7] ซึ่งเมื่อเปลี่ยนค่าแรงดันที่ขาเกตก็จะทำให้สามารถควบคุมค่าความถี่ให้เปลี่ยนแปลงได้ อันทำให้เราสามารถปรับปรุงเสถียรภาพของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ได้มากขึ้น [8] แต่อย่างไรก็ดีความถี่เอาต์พุตที่ได้จากวิธีนี้ จะไม่เปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นกับ

ค่าแรงคั่นอินพุต จึงได้มีวิธีการสร้างเสถียรภาพของวงจรด้วยวิธีการนำอุปกรณ์โอทีเอมาทำหน้าที่ช่วยควบคุมการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ [9,10] ทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงแบบเป็นเชิงเส้นกับค่าแรงคั่นอินพุตมากขึ้นได้ แต่ก็ยังมีปัญหาในเรื่องความไม่สมดุลระหว่างกระแสที่ไหลเข้าและออกที่เอาต์พุตของโอทีเออยู่ [8] ทำให้สัญญาณที่ได้ผิดเพี้ยนจากปัญหาดังกล่าวทำให้เกิดประเด็นในการทำวิทยานิพนธ์นี้ โดยจะนำเสนอถึงวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ในอีกรูปแบบหนึ่งที่สามารถแก้ไขข้อด้อยต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วลงได้อย่างดี

นอกจากการนำเสนอถึงวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ดังกล่าวมาแล้ว ในอีกส่วนหนึ่งวิทยานิพนธ์นี้ยังได้นำเสนอถึงการนำวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์อีกด้วย ซึ่งวงจรนี้จะทำหน้าที่กลับค่าอิมพีแดนซ์ Z ของอุปกรณ์พาสซีฟให้มีค่ากลายเป็น $1/Z$ พร้อมทั้งยังสามารถปรับค่าเกณฑ์การขยายของวงจรได้โดยง่าย ซึ่งวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์นี้สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้อย่างกว้างขวางทั้งในงานด้านสาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และสาขาวิชาโทรคมนาคมต่าง ๆ [10, 11] ในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์นั้นอาจนำไปใช้ในการช่วยออกแบบวงจรรวมซึ่งในการออกแบบวงจรรวมนั้นมีเงื่อนไขเกี่ยวกับการสร้างอุปกรณ์พาสซีฟที่จะต้องใช้พื้นที่บนวงจรรวมมากกว่าอุปกรณ์แอคทีฟมาก [12] ดังนั้นการสร้างอุปกรณ์พาสซีฟที่มีค่ามาก ๆ ก็ต้องใช้พื้นที่มากตามไปด้วย การใช้งานวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มาช่วย จะทำให้สามารถกลับค่าอุปกรณ์ เช่น ค่าความต้านทานที่น้อย ๆ ให้เป็นค่าความต้านทานที่มากได้ หรือเงื่อนไขอีกข้อหนึ่งที่สำคัญคือการสร้างขดลวดเหนี่ยวนำบนวงจรรวมทำได้ยาก เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำนั้นมีโครงสร้างพื้นฐานเป็นขดลวดซึ่งมีขนาดใหญ่ [13] และในการใช้งานจะเกิดการเหนี่ยวนำไฟฟ้าทางกายภาพขึ้น ทำให้มีเส้นแรงแม่เหล็กมารบกวนอุปกรณ์ข้างเคียงอันเป็นลักษณะไม่พึงประสงค์ การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มาใช้จะทำให้สามารถกลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ ทำให้เกิดเสมือนเป็นขดลวดเหนี่ยวนำขึ้นมาแทนได้ นอกจากนี้ยังสามารถที่จะนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในระบบโทรคมนาคมเพื่อแก้ปัญหาที่พบในระบบสายส่งสัญญาณ [14] ได้ด้วยการลดค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่มีมากับระบบสายส่ง ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพในการรับส่งสัญญาณดีขึ้น ดังนั้นเป็นต้น ด้วยเหตุที่วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์นี้มีประโยชน์มาก ดังกล่าวมาแล้วนั้นจึงทำให้มีผู้วิจัยให้ความสนใจ และนำเสนอบทความเพื่อปรับปรุงอยู่หลายบทความ บทความในระยะเริ่มต้นนั้นมักจะเป็นการนำเสนอวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่มีพื้นฐานจากการใช้อุปกรณ์ออปแอมป์ [15] ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานในโหมดแรงดัน และต้องใช้อุปกรณ์พาสซีฟและแอคทีฟจำนวนมาก ต่อมา มีการปรับปรุงวงจรด้วยการใช้งานสายพานกระแส แต่ก็ยังคงต้องอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างอุปกรณ์พาสซีฟ ก็คือต้องกำหนดค่าของอุปกรณ์บางตัว ให้เป็นไปตามเงื่อนไขของการออกแบบวงจร [16-17] ซึ่งถ้าลดปัญหานี้ลงได้ก็น่าจะเป็นสิ่งที่ดี จากปัญหาที่กล่าวมาทำให้เกิดแนวคิดในการสร้างเป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์อีกรูปแบบหนึ่ง ซึ่งมีพื้นฐานบนวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส โดยลดข้อด้อยต่าง ๆ ที่กล่าวมาขึ้นในการทำวิทยานิพนธ์นี้อีกส่วนหนึ่ง

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มุ่งศึกษาที่จะนำวงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) มาใช้ในการออกแบบวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์และวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์รูปแบบใหม่ โดยจะใช้ข้อเด่นของวงจร CCCII ที่ทำงานในโหมดกระแสซึ่งสามารถปรับค่าได้ในทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้สะดวกในการนำไปใช้งานจริง ดังนั้นการนำวงจร CCCII ไปต่อร่วมเป็นวงจรสร้างสัญญาณที่มีพื้นฐานจากวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ควรจะทำให้สามารถสร้างวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แบบใหม่ที่มีคุณสมบัติที่พึงประสงค์ เช่น ให้ค่าเอาต์พุตเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมและรูปสี่เหลี่ยมได้ อีกทั้งยังสามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อีก และยังมีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตลงได้ด้วย ซึ่งประเด็นนี้เป็นสิ่งที่น่าสนใจมาก และสำหรับการสร้างวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์นั้นจะใช้วงจร CCCII ไปต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟเพื่อให้ได้วงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์แบบลอยตัว โดยใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่มีจำนวนน้อยที่สุด ก็จะใช้เพียงอุปกรณ์พาสซีฟที่ต้องการกลับค่าอิมพีแดนซ์เพียงหนึ่งตัวเท่านั้น อีกทั้งยังต้องการให้สามารถดัดแปลงวงจรให้เป็นวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่อลงกราวด์ให้ออกมาแล้วเหมือนกับลอยตัว รวมทั้งยังสามารถทำให้วงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ออกมาเป็นอิมพีแดนซ์ชนิดลบได้อีกด้วย โดยความประสงค์ทั้งหมดนี้มีประเด็นให้คุณลักษณะของวงจรที่ได้ไม่ซับซ้อนและใช้จำนวนอุปกรณ์น้อย เพื่อทำให้มีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมต่อไปได้อย่างดี

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในปัจจุบันมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ เผยแพร่ออกมามากมาย สาเหตุที่สำคัญเป็นเพราะว่าวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส มีข้อดีหลายด้านมากกว่าวงจรที่ทำงานในโหมดแรงดัน [1] เพราะฉะนั้นถ้าออกแบบให้วงจรสามารถทำงานอยู่ในโหมดกระแสได้ ก็จะได้จุดเด่นของการทำงานในโหมดกระแส ซึ่งเป็นผลดีกับวงจรต่าง ๆ ดังนั้นผู้วิจัยจึงเลือกทำการศึกษาวงจร CCCII ซึ่งเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสรูปแบบหนึ่งมาใช้เป็นส่วนประกอบหลักในวงจร นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่งของวงจร CCCII คือสามารถปรับค่าได้ในทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้ไม่ต้องปรับเปลี่ยนค่าของตัวอุปกรณ์ทางกายภาพโดยตรง แต่สามารถปรับเปลี่ยนได้โดยการเปลี่ยนค่าของกระแสไปอัสวงจร ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วสามารถทำได้อย่างสะดวกกว่า เมื่อนำวงจร CCCII ไปประยุกต์ใช้สร้างเป็นวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์โดยการนำวงจร CCCII วงจรเปรียบเทียบกับค่าแรงดัน และตัวเก็บประจุ มาประกอบกันในรูปแบบที่เหมาะสมจะทำให้เอาต์พุตจากวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และค่าแรงดันที่เกิดจากการเก็บและคายประจุที่ตัวเก็บประจุจะเป็นสัญญาณเอาต์พุตรูปสามเหลี่ยม ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนค่าของความถี่ได้

ทางอิเล็กทรอนิกส์ และมีข้อดีจากการกำจัดค่าตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิลง ทำให้วงจรอะสเตเบิลมัลติ-ไวเบรเตอร์ที่สร้างขึ้นนั้น มีค่าความถี่เอาต์พุตที่ไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิได้

สำหรับการนำวงจร CCCII ไปใช้ในการออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์รูปแบบใหม่นั้น สามารถจะทำให้โดยออกแบบใช้กระแสไหลเข้าและไหลออกจากวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ให้มีขนาดเท่ากัน ซึ่งเสมือนว่ากระแสไหลผ่านอุปกรณ์พาสซีฟ และทำการออกแบบให้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสและแรงดันที่พอร์ตต่าง ๆ ของวงจร CCCII มีความเหมาะสม ที่มีความสามารถเสมือนกับการกลับค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์พาสซีฟที่ต่ออยู่กับวงจรนั้นได้ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์นี้จะเป็นค่าอิมพีแดนซ์ของชุดอุปกรณ์พาสซีฟก็ได้ โดยไม่ต้องมีเงื่อนไขต้องทำการปรับค่าการสมพงค์ (matching) อื่น ๆ ของค่าอุปกรณ์ในวงจร ข้อเด่นอีกประการหนึ่งของวงจรมีความสามารถปรับค่าเกนของวงจรได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการศึกษาวงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส เพื่อจะนำมาสร้างเป็น วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ ซึ่งมีเนื้อหาทั้งหมดแบ่งออกเป็น 7 บท โดยบทที่ 1 จะเป็นบทนำ ที่กล่าวถึงปัญหาและภาพจน์รวมของงานวิจัยนี้ ส่วนเนื้อหาของบทที่ 2 ถึงบทที่ 4 เป็นหลักการและทฤษฎีต่าง ๆ ที่จะนำไปใช้ในบทที่ 5 และบทที่ 6 ซึ่งเป็นส่วนการออกแบบ ผลการเขียนแบบการทำงาน และการทดลองของวงจรที่นำเสนอ และในบทที่ 7 ท้ายสุดจะเป็นการสรุป โดยรายละเอียดตามบทต่าง ๆ มีดังนี้

- บทที่ 1 บทนำ จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ แนวความคิดที่นำมาใช้ และขอบเขตการวิจัยของวิทยานิพนธ์
- บทที่ 2 หลักการทรานส์ลิเนียร์และวงจรสายพานกระแส เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึง วงจรสะท้อนกระแส หลักการทรานส์ลิเนียร์ วงจรสายพานกระแสแบบต่าง ๆ ตั้งแต่วงจรสายพานกระแสร่นที่หนึ่ง วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง วงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส และสุดท้ายจะแสดงการวิเคราะห์ห้วงรอบทรานส์ลิเนียร์เพื่อหาความสัมพันธ์และหาความต้านทานแฝงในวงรอบทรานส์ลิเนียร์
- บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการที่ใช้ออกแบบวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ บทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้ มีเนื้อหาประกอบด้วย วงจรเปรียบเทียบแรงดัน วงจรชmittริกเกอร์ การสร้างสัญญาณจากวงจรมิตริกเกอร์ อัตราสลับ ซึ่งเนื้อหาที่ได้จากบทนี้จะป็นพื้นฐานนำไปสู่การออกแบบวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่นำเสนอ ในบทที่ 5 ต่อไป

- บทที่ 4 ทฤษฎีและหลักการที่ใช้ออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทั่วไปของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ อุปกรณ์สองพอร์ต วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวกและวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบ ซึ่งเนื้อหาที่ได้จากบทนี้จะจะเป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอในบทที่ 6 ต่อไป
- บทที่ 5 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้ บทนี้จะได้กล่าวถึงวิธีการออกแบบวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่สร้างขึ้นจากวงจร CCCII พร้อมทั้งวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนอันเนื่องมาจากอัตราสแควร์ และแสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ พร้อมทั้งผลการทดลองจริงที่ได้
- บทที่ 6 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ บทนี้จะได้กล่าวถึงวิธีการออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ ที่สร้างขึ้นจากวงจร CCCII การประยุกต์ใช้วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์เพื่อปรับเปลี่ยนค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ พร้อมทั้งแสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลการทดลองจริงที่ได้
- บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์

และในส่วนภาคผนวกมีเนื้อหาต่าง ๆ ดังนี้

- ภาคผนวก ก. ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการเลียนแบบการทำงานของวงจร
- ภาคผนวก ข. รายละเอียดของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง
- ภาคผนวก ค. ผลงานของผู้วิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทที่ 2

หลักการทรานส์ลิเนียร์และวงจรสายพานกระแส

2.1 กล่าวนำ

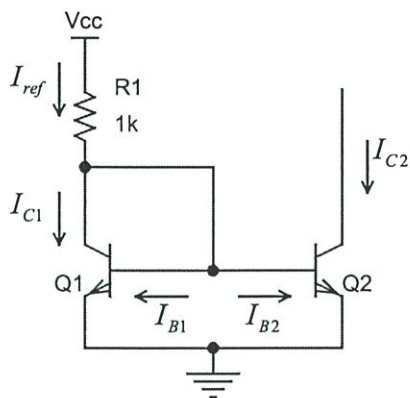
วงจรสายพานกระแสได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง นับแต่ปี 1968 ได้มีการคิดค้นและสร้างวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI) ขึ้นและต่อมาได้มีการปรับปรุงคุณสมบัติบางประการของวงจร CCI ให้เหมาะกับการใช้งานขึ้นทำให้เกิดเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) และเป็นผลพลอยได้ทำให้เกิดวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) ขึ้นในเวลาต่อมาตามลำดับวงจรสายพานกระแสเหล่านี้สามารถสร้างขึ้นจากอุปกรณ์พื้นฐานหลัก เช่น สร้างจากอุปกรณ์ออปแอมป์ หรือจากการนำทรานซิสเตอร์มาต่อเป็นวงรอบที่มีรูปแบบเฉพาะแบบหนึ่งๆ ที่เรียกว่าวงจรทรานส์ลิเนียร์ (translinear circuit) [18] ก็ได้ โดยแบบที่ประกอบขึ้นจากวงจรทรานส์ลิเนียร์จะมีคุณสมบัติที่ดีกว่าวงจรที่ประกอบขึ้นจากออปแอมป์ คือสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่กว้างขึ้น มีความเร็วและแม่นยำสูงกว่า และใช้พลังงานจากแหล่งจ่ายไฟน้อยกว่า [1] ด้วยเหตุผลดังกล่าว วิทยานิพนธ์นี้มุ่งจะนำเสนอเกี่ยวกับเรื่องการศึกษาวิจัยและการนำวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์มาใช้เป็นส่วนประกอบหลักของวงจร

เนื้อหาในบทที่ 2 นี้ เริ่มด้วยการอธิบายถึงวงจรสะท้อนกระแส ถัดมาคือหลักการทรานส์ลิเนียร์ จากนั้นจะอธิบายคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นต่าง ๆ และสุดท้ายจะได้อธิบายถึงความสัมพันธ์ภายในวงรอบทรานส์ลิเนียร์ และวิเคราะห์ความต้านทานแฝงภายใน

2.2 วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรที่นิยมใช้กันทั่วไปในวงจรรวมแบบอนาล็อก เพื่อช่วยในการตั้งค่าไบอัสกระแสให้กับอุปกรณ์ หรือใช้เป็นอุปกรณ์โหลดแบบแอคทีฟ (Active load) ให้กับภาคขยายสัญญาณ มีหลายชนิดได้แก่ วงจรสะท้อนกระแสแบบง่าย วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสเคด [19] เป็นต้น โดยแต่ละชนิดจะมีคุณสมบัติเฉพาะที่ปรับปรุงแตกต่างกันออกไป สำหรับในหัวข้อนี้จะอธิบายวงจรสะท้อนกระแสแบบง่าย ซึ่งเป็นชนิดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

ลักษณะของวงจรสะท้อนกระแสแบบง่าย ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์จำนวนสองตัวเชื่อมต่อกันดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีคุณสมบัติและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหมือนกัน ดังนั้นเมื่อบังคับให้ค่าความต่างศักย์ระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 มีค่าเป็นศูนย์ จะทำให้ทรานซิสเตอร์นั้นทำงานเป็นเหมือนไดโอด ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ในวงจรนั้นมีคุณสมบัติอยู่ในช่วงสถานะทำงานอยู่ได้ตลอดเวลา เนื่องจากทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าแรงดัน-



รูปที่ 2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบง่าย

ตกคร่อมระหว่างขาเบสและขาอีมีเตอร์ค่าเดียวกัน ซึ่งสถานการณ์นี้จะทำให้ค่ากระแสคอลเลกเตอร์ I_C ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน คือ

$$I_{C1} = I_{C2} \quad (2.1)$$

และเพราะผลรวมของกระแสที่เข้าสู่จุดใด ๆ จะมีค่าเป็นศูนย์เสมอจึงทำให้ผลรวมของกระแสที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 เขียนได้อยู่ในรูปสมการคือ

$$I_{ref} - I_{C1} - (I_{B1} + I_{B2}) = 0 \quad (2.2)$$

เนื่องจากค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีค่าเท่ากัน และทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหมือนกัน จึงทำให้มีค่าอัตราขยายกระแส (Forward current gain; β_F) เท่ากัน จึงสามารถแปลงรูปสมการ (2.2) ใหม่ได้ว่า

$$I_{ref} - I_{C1} - \frac{2I_{C1}}{\beta_F} = 0 \quad (2.3)$$

เมื่อจัดรูปสมการ (2.3) ใหม่จะได้

$$I_{C1} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} \quad (2.4)$$

โดยถ้า β_F มีค่ามาก ๆ ค่ากระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 จะมีค่าใกล้เคียงกับค่ากระแสอ้างอิง I_{ref} และจากสมการ (2.1) และสมการ (2.4) จะทราบว่า

$$I_{C1} = I_{C2} \cong I_{ref} \quad (2.5)$$

โดยที่เราจะสามารถคำนวณหาค่ากระแส I_{ref} ได้จาก

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R} \quad (2.6)$$

ด้วยเหตุที่กล่าวมาแล้วนั้นอุปกรณ์ Q_1 และ Q_2 ที่มีคุณสมบัติเหมือนกันจะทำให้ค่ากระแสเอาต์พุตและกระแสอ้างอิง I_{ref} ประมาณเท่ากัน เสมือนกับว่ากระแสอินพุตถูกสำเนาและสะท้อนเป็นกระแสเอาต์พุต วงจรนี้จึงถูกเรียกว่าวงจรสะท้อนกระแส (current mirror) ซึ่งเป็นวงจรที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ ได้อย่างมากมาย

2.3 หลักการทรานส์ลิเนียร์

หลักการทรานส์ลิเนียร์ (translinear principle) [18] นั้นเป็นการอธิบายวงจรรูปแบบหนึ่ง ที่ทำงานในโหมดกระแส ประกอบด้วยขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีชนิดของรอยต่อเป็นแบบพีเอ็น (PN junction) ต่อเป็นวงรอบปิด (closed loop) มีคุณสมบัติทำงานที่ดีที่สุดคือทำงานได้ในช่วงความถี่กว้าง ใช้พลังงานจากแหล่งจ่ายไฟต่ำ รูปแบบของวงจรมีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม การอธิบายหลักการทรานส์ลิเนียร์สามารถทำได้ โดยใช้ทฤษฎีลอการิทึม เพื่อแปลงค่ากระแสของอุปกรณ์ที่ต่อเป็นวงรอบให้อยู่ในรูปค่าผลคูณของกระแส ซึ่งสามารถแสดงการวิเคราะห์ได้ดังนี้

หลักการทรานส์ลิเนียร์ใช้ในการคำนวณและออกแบบวงจรนาฬิกา ที่มีอินพุตและเอาต์พุตอยู่ในรูปของกระแส และมีความสัมพันธ์ระหว่างค่าทรานส์คอนดักแตนซ์กับค่ากระแสเป็นแบบเชิงเส้น (transconductance linear with current) ซึ่งก็คือที่มาของคำว่าทรานส์ลิเนียร์ (translinear) นั่นเอง [20] สามารถเขียนความสัมพันธ์ในรูปสมการได้ว่า

$$g = \frac{dI}{dV} = aI \quad (2.7)$$

เมื่อกำหนดให้ g เป็นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ I เป็นค่ากระแส V เป็นค่าแรงดัน และ a เป็นค่าคงที่ของการแปรผันระหว่างค่าทรานส์คอนดักแตนซ์กับค่ากระแส จากนั้นทำการอินทิเกรตสมการ (2.7) จะได้ว่า

$$\int \frac{dI}{dV} = \int aI \quad (2.8)$$

จัดรูปสมการ (2.8) ใหม่ได้เป็น

$$\int \frac{1}{I} dI = a \int dV \quad (2.9)$$

ทำการอินทิเกรตสมการ (2.9) จะได้ว่า

$$\ln I = aV + c \quad (2.10)$$

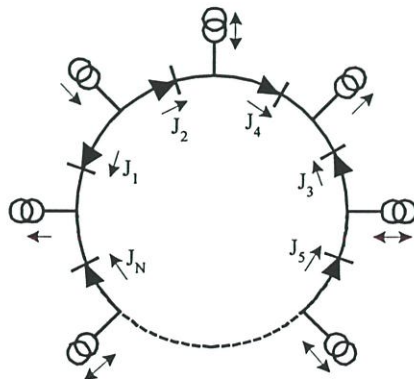
จากสมการ (2.10) แปลงรูปสมการ จะได้

$$I = b \exp(aV) \quad (2.11)$$

เมื่อ b เป็นค่าคงที่ของการอินทิเกรต โดยสมการ (2.11) นี้เป็นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ทรานส์ลิสเตอร์ เมื่อนำสมการนี้ไปเปรียบเทียบกับสมการค่ากระแสที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบสองรอยต่อ (bipolar junction transistor) ซึ่งแสดงได้ดังสมการ (2.12)

$$I_C = I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \quad (2.12)$$

โดยกำหนดให้ I_S เป็นค่ากระแสอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์ และ V_T เป็นค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ สังเกตได้ว่าค่าสมการ (2.11) และสมการ (2.12) มีรูปแบบสมการคล้ายคลึงกัน แสดงว่าเราสามารถที่จะใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ มาทำงานเป็นอุปกรณ์ทรานส์ลิสเตอร์ได้ ซึ่งต่อไปจะนำอุปกรณ์ทรานส์ลิสต์นี้มาเชื่อมต่อเป็นวงรอบปิด ดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยได้ใช้สัญลักษณ์ไดโอดแทนอุปกรณ์ทรานส์ลิสต์ สามารถแสดงที่มาของหลักการทรานส์ลิสต์ได้ดังนี้



รูปที่ 2.2 อุปกรณ์ทรานส์ลิสต์เมื่อนำมาต่อเป็นวงรอบ

สมมติให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละตัวนั้น มีค่าความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับแรงดันเป็นดังสมการ

$$J = J_S (\exp V/V_T - 1) \quad (2.13)$$

โดย J แทนค่าความหนาแน่นกระแส J_S แทนค่าความหนาแน่นกระแสอิ่มตัว จากการใช้กฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's voltage law; KVL) รอบวงรอบปิดดังรูปที่ 2.2 และสมการ (2.13) ได้ว่า

$$\sum_{n=1}^{N_1} V_{T2n} \ln\left(\frac{J_{2n}}{J_{S2n}} + 1\right) - \sum_{n=1}^{N-N_1} V_{T2n-1} \ln\left(\frac{J_{2n-1}}{J_{S2n-1}} + 1\right) = 0 \quad (2.14)$$

โดยกำหนดให้ J_{2n} ในอนุกรมส่วนแรกแทนค่าความหนาแน่นกระแสของอุปกรณ์ที่ไหลในทิศตามเข็มนาฬิกาลำดับที่ $2n$ และค่า J_{2n-1} ในอนุกรมส่วนหลังเป็นค่าความหนาแน่นกระแสไหลในทิศทวนเข็มนาฬิกา เมื่อ N แทนจำนวนอุปกรณ์ทั้งหมด และ N_1 แทนจำนวนอุปกรณ์ที่มีทิศทางกระแสไหลตามเข็มนาฬิกา ในที่นี้ได้สมมติให้อุปกรณ์ทุกชนิด ถูกผลิตที่กรรมวิธีและทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้สามารถกำจัด V_T ออกไปจากสมการ (2.14) ได้ และเมื่อกำหนดให้อุปกรณ์ที่นำมาประกอบขึ้นเป็นวงรอบทรานส์ไดโอดมีการไบอัสแบบฟอร์เวิร์ด (forward bias) ที่มากพอจะทำให้ค่าความหนาแน่นกระแสของอุปกรณ์ทุกตัวมีค่ามากกว่าค่าความหนาแน่นกระแสอิ่มตัวมาก ๆ จะทำให้สามารถจัดรูปสมการ (2.14) ได้ใหม่ดังสมการ

$$\sum_{n=1}^{N_1} \ln \frac{J_{2n}}{J_{S2n}} - \sum_{n=1}^{N-N_1} \ln \frac{J_{2n-1}}{J_{S2n-1}} = 0 \quad (2.15)$$

จากทฤษฎีลอการิทึม สามารถจัดรูปสมการ (2.15) ได้เป็น

$$\frac{\prod_{n=1}^{N_1} J_{2n}}{\prod_{n=1}^{N-N_1} J_{2n-1}} = \frac{\prod_{n=1}^{N_1} J_{S2n}}{\prod_{n=1}^{N-N_1} J_{S2n-1}} \quad (2.16)$$

เพื่อที่จะกำจัดตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับอทธิพลของอุณหภูมิและกระบวนการผลิต เนื่องจากอุปกรณ์ทุกตัวถูกผลิตที่กรรมวิธีเดียวกัน ทำให้ค่า J_S ทุกตัวในสมการมีค่าเท่ากัน ค่าเศษและส่วนเทอมทางขวามือของสมการ (2.16) สามารถหักล้างกันได้แต่ต้องอยู่ในเงื่อนไข

$$N_1 = N - N_1 \quad (2.17)$$

เมื่อจัดรูปสมการ (2.17) ใหม่จะได้ว่า

$$N_1 = N/2 \quad (2.18)$$

จากสมการ (2.18) หมายความว่า จำนวนอุปกรณ์ทุกตัวที่ต่อในทิศทางหนึ่งต้องมีจำนวนเท่ากับอุปกรณ์ที่ต่อในอีกทิศทางหนึ่ง ซึ่งยังมีความหมายได้อีกว่า จำนวนอุปกรณ์ที่ต่ออยู่ในวงรอบต้องเป็นจำนวนคู่เมื่อเป็นไปตามเงื่อนไขแล้ว เราไม่จำเป็นต้องให้ J_s มีค่าเท่ากันทุกตัว แค่เพียงให้อุปกรณ์ที่ต่อเป็นคู่ในวงรอบ มีค่า J_s เท่ากันก็เพียงพอแล้ว จากนั้นสามารถจัดรูปสมการ (2.16) ให้อยู่ในรูปแบบง่ายได้ว่า

$$\prod_{n=1}^{N/2} J_{2n} = \prod_{n=1}^{N/2} J_{2n-1} \quad (2.19)$$

สมการ (2.19) แสดงหลักการทรานส์ลิเนียร์ในรูปแบบสมการ โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณของกระแสในทิศทางเข็มนาฬิกา กับผลคูณของกระแสในทิศทางเข็มนาฬิกา สังเกตได้ว่าผลของอุณหภูมิและค่าของสัญญาณอินพุต ไม่ได้ปรากฏมาเกี่ยวข้อง ทำให้มีช่วงความถี่ในการทำงานที่กว้างขึ้นได้

เพื่อความสะดวกที่จะนำหลักการทรานส์ลิเนียร์มาใช้ในการวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจร จึงได้เขียนแทนความหนาแน่นกระแสในสมการ (2.19) ให้อยู่ในรูปค่ากระแสต่อพื้นที่อุปกรณ์รอยต่อแบบพีเอ็นซึ่งทำได้ว่า

$$\prod_{n=1}^{N/2} \frac{I_{2n}}{A_{2n}} = \prod_{n=1}^{N/2} \frac{I_{2n-1}}{A_{2n-1}} \quad (2.20)$$

หรือเมื่อกำหนดให้ λ มีค่าเป็น

$$\lambda = \prod_{n=1}^{N/2} \frac{A_{2n}}{A_{2n-1}} \quad (2.21)$$

สามารถจัดรูปสมการ (2.20) ได้ใหม่เป็น

$$\prod_{n=1}^{N/2} I_{2n} = \lambda \prod_{n=1}^{N/2} I_{2n-1} \quad (2.22)$$

โดยค่า λ ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างพื้นที่ของอุปกรณ์รอยต่อแบบพีเอ็น ค่านี้จะไม่มียูนิตและจะขึ้นอยู่กับขั้นตอนการผลิตอุปกรณ์ จะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิและฟังก์ชันการทำงาน และจากการอธิบายที่กล่าวมาแล้ว สมการ (2.22) นี้ก็คือความสัมพันธ์เป็นสมการหลัก ที่ใช้เป็นหลักการทรานส์ลิเนียร์นั่นเอง

จากที่กล่าวมาสามารถสรุปได้ว่าวงจรทรานส์ลิเนียร์ประกอบขึ้นจากการนำอุปกรณ์ทรานส์ลิเนียร์มาต่อเป็นวงรอบปิด ประกอบด้วยคู่อุปกรณ์ที่มีทิศทางกระแสตรงกันข้าม และมีความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสและค่าแรงดันเป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียล ผลคูณกระแสของอุปกรณ์ที่เชื่อมต่อกันในทิศทางหนึ่งและผลคูณกระแสของอุปกรณ์ที่ต่อในอีกทิศทางหนึ่งจะแปรผันตามกันอย่างคงที่ ซึ่งค่าคงที่ของการแปรผันนี้คืออัตราส่วนพื้นที่ของอุปกรณ์ที่มีรอยต่อแบบพีเอ็น โดยค่าคงที่นี้จะไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิและขนาดของกระแส อุปกรณ์ทั้งหมดนี้ต้องทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน และจะต้องมีค่าความหนาแน่นกระแส J มากกว่าค่าความหนาแน่นกระแสอิ่มตัว J_s มาก ๆ ซึ่งเป็นสถานะที่จะทำให้วงจรทรานส์ลิเนียร์นี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ ได้เป็นอย่างดี รวมถึงใช้เป็นส่วนประกอบหลักในวงจรสายพานกระแสซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

2.4 วงจรสายพานกระแส

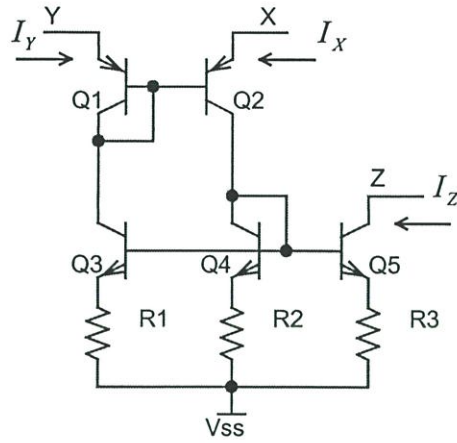
วงจรสายพานกระแสเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสที่กำลังได้รับความนิยมในการนำไปใช้งานต่าง ๆ อย่างแพร่หลาย เนื่องจากเป็นวงจรที่มีศักยภาพสูง นำไปใช้ในงานออกแบบวงจรได้ โดยรูปแบบของวงจรไม่ซับซ้อน และสามารถนำไปประยุกต์สร้างเป็นวงจรต่าง ๆ ได้หลายรูปแบบ เช่น ใช้ไปพัฒนาและปรับปรุงให้เกิดวงจรสายพานกระแสเป็นรุ่นต่าง ๆ ซึ่งมีคุณสมบัติของวงจรแตกต่างกัน ดังอธิบายต่อไปนี้

2.4.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (first generation current conveyor) หรือนิยมเรียกกันแบบย่อว่า วงจร CCI ได้ถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกโดย Smith และ Sedra เมื่อปี 1968 [21] โดยที่มาของวงจรเกิดขึ้นจากการปรับปรุงวงจรแปลงค่าแรงดันเป็นกระแส ซึ่งสามารถแสดงวงจรก่อนปรับปรุงได้ดังรูปที่ 2.3

ซึ่งวงจรรูปที่ 2.3 นี้เป็นวงจรต้นแบบของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI) สามารถดัดแปลงให้เป็นวงจร CCI ได้โดยสร้างวงจรต้นแบบรูปที่ 2.3 ขึ้นมาอีกชุดหนึ่งและเปลี่ยนทรานซิสเตอร์ทุกตัวจากชนิด P-N-P เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด N-P-N และในทำนองเดียวกันเปลี่ยนจากทรานซิสเตอร์ชนิด N-P-N เป็นชนิด P-N-P จากนั้นนำส่วนเดิมและส่วนที่ถูกดัดแปลงมาเชื่อมต่อกัน ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.4 จะได้อุปกรณ์สามพอร์ตที่ประกอบด้วยพอร์ต X พอร์ต Y และพอร์ต Z โดยวงจรที่ได้จะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

- แรงดันที่พอร์ต Y จะปรากฏที่พอร์ต X โดยค่าแรงดันที่พอร์ต X นี้จะเป็นอิสระจากกระแสที่พอร์ต X หรือเขียนในรูปสมการได้ว่า

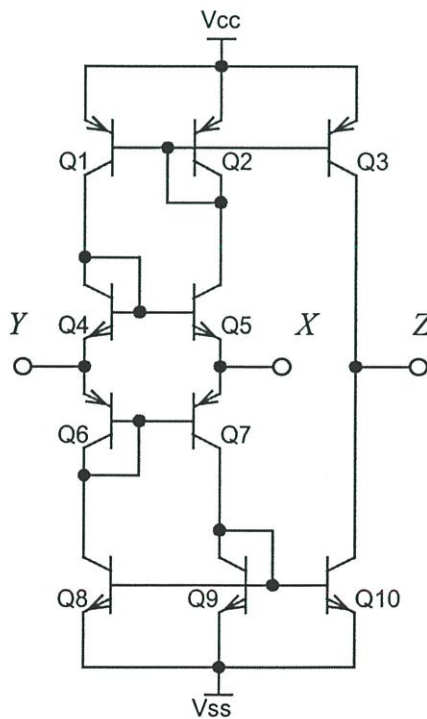


รูปที่ 2.3 วงจรต้นแบบของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI)

$$V_X = V_Y \quad (2.23)$$

- กระแสที่พอร์ต์ Y จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านพอร์ต์ X โดยค่ากระแสที่พอร์ต์ X จะเป็นอิสระจากแรงดันที่พอร์ต์ Y หรือเขียนในรูปสมการได้ว่า

$$I_Y = I_X \quad (2.24)$$



รูปที่ 2.4 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง

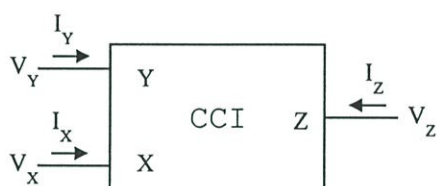
- กระแสไหลที่พอร์ต X จะถูกนำพา (convey) ไปที่พอร์ต Z ซึ่งเป็นพอร์ตที่มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงมาก หรือเขียนในรูปสมการได้ว่า

$$I_Z = I_X \quad (2.25)$$

สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและกระแสที่พอร์ตต่าง ๆ ในรูปสมการไฮบริดเมตริกซ์ได้ดังสมการ (2.26)

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

และนิยมใช้สัญลักษณ์แทนวงจรสายพานกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง

การประยุกต์ใช้งานวงจรร CCI นี้ในช่วงเริ่มต้น ถูกนำไปใช้เป็นเครื่องมือวัดกระแสแบบช่วงความถี่กว้าง (wideband current measuring device) วงจรแปลงค่าอิมพีแดนซ์แบบลบ (negative impedance converter) ต่อมาในปี 1970 คือหลังจากที่มีการนำเสนอวงจรร CCI ถัดมาสองปี Sedra ได้นำวงจรร CCI มาปรับปรุงและพัฒนาขึ้นเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

2.4.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second generation current conveyor) หรือที่นิยมเรียกแบบย่อว่าวงจรร CCII ถูกนำเสนอในปี 1970 [22] โดย Sedra ได้เพิ่มความสามารถให้กับวงจรร CCII ที่ต่างจากวงจรร CCI คือ

- ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต X จะไม่ถูกส่งมาที่พอร์ต Y ทำให้ในทางอุดมคติแล้วจะไม่มีกระแสไหลผ่านพอร์ต Y ส่วนพอร์ต X จะเป็นพอร์ตที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากับศูนย์ หรือเขียนในรูปสมการได้ว่า

$$I_Y = 0 \quad (2.27)$$

ส่วนคุณสมบัติที่วงจร CCII ยังคงมีลักษณะเหมือนกับวงจร CCI คือ

- แรงดันที่พอร์ต Y จะปรากฏที่พอร์ต X โดยที่พอร์ต Y จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงมาก เขียนในรูปสมการได้ว่า

$$V_X = V_Y \quad (2.28)$$

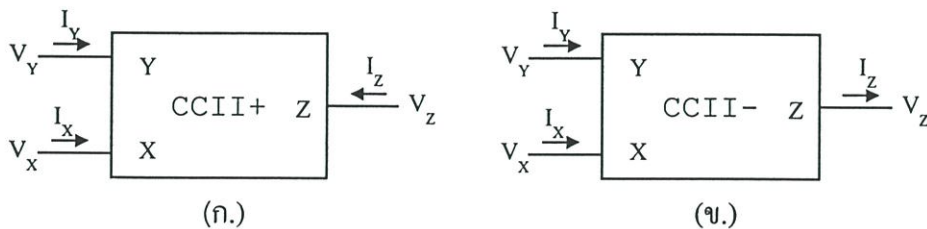
- กระแสที่ป้อนเข้าที่พอร์ต X จะถูกนำไปที่พอร์ต Z ซึ่งเป็นพอร์ตที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูงมาก เขียนในรูปสมการได้ว่า

$$I_Z = \pm I_X \quad (2.29)$$

สามารถเขียนความสัมพันธ์ของพอร์ตทั้งสามในรูปสมการไฮบริดเมตริกซ์ได้ดังสมการ (2.30)

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

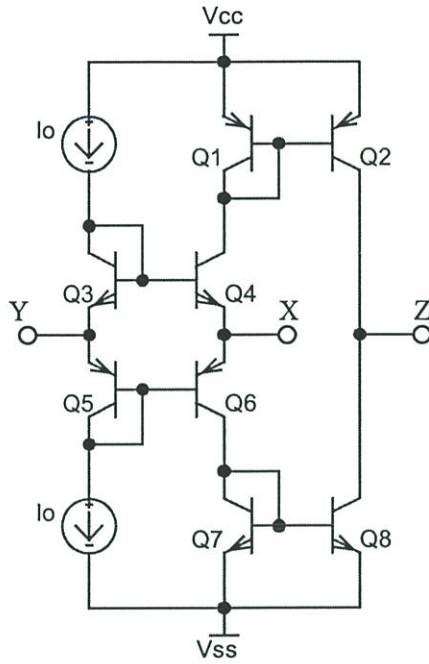
โดยสังเกตว่าค่า ± 1 ในสมการ (2.30) ถ้าเป็นบวกหมายความว่ากระแสที่พอร์ต Z จะมีทิศทางเดียวกันกับกระแสที่พอร์ต X ซึ่งวงจรที่มีลักษณะเช่นนี้คือวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวก (CCII+) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรดังรูปที่ 2.6 ก. และลักษณะของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 ถ้ามีค่าเป็นลบมีความหมายว่ากระแสที่พอร์ต Z จะมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแสที่พอร์ต X จะหมายถึงวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบลบ (CCII-) แสดงสัญลักษณ์ได้ดังรูปที่ 2.6 ข. ซึ่งสามารถแปลงวงจร CCII+ เป็นวงจร CCII- ได้ง่ายโดยการนำวงจรสะท้อนกระแสชนิดลบมาต่อเพิ่ม ซึ่งแสดงลักษณะของวงจร CCII- และทิศทางของกระแสได้ดังรูปที่ 2.8



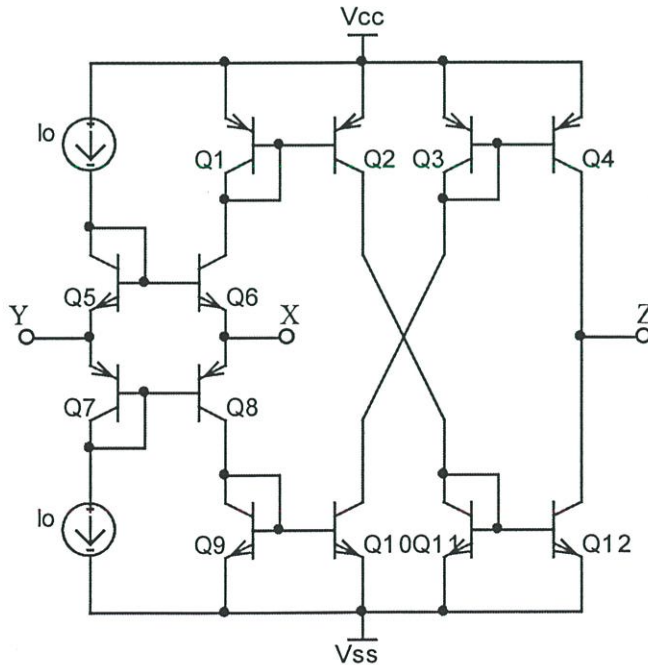
รูปที่ 2.6 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ก) ชนิดบวก ข) ชนิดลบ

วงจร CCII สามารถนำไปออกแบบเพื่อนำไปใช้ในงานต่าง ๆ และได้รับความนิยมนอย่างมาก ไม่ว่าจะเป็นงานวิจัยที่นำวงจรไปประยุกต์เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ วงจรแปลงค่าอิมพีแดนซ์ วงจรออสซิล-

เลเตอร์ และวงจรกรองความถี่ เป็นต้น และได้มีการปรับปรุงขึ้นเป็นวงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส ซึ่งจะแสดงรายละเอียดในหัวข้อต่อไป



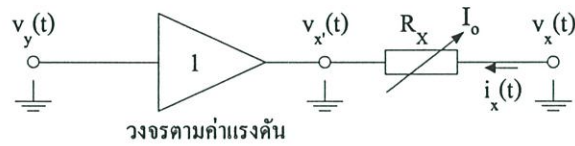
รูปที่ 2.7 วงจรสายพานกระแสร่นที่สองชนิดบวก (CCII+)



รูปที่ 2.8 วงจรสายพานกระแสร่นที่สองชนิดลบ (CCII-)

2.4.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (second generation current controlled conveyor) หรือที่เรียกแบบย่อว่าวงจร CCCII ถูกนำเสนอในปี 1995 โดย Fabre [23] และได้ใช้คุณสมบัติของวงจร CCII ทางกายภาพคือนำค่าความต้านทานที่แฝงอยู่ที่พอร์ต X มาใช้งานด้วย ซึ่งค่าความต้านทานนี้สามารถปรับได้โดยการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_o ที่ป้อนให้กับวงจร CCII ในรูปที่ 2.7 เมื่อพิจารณาเช่นนี้วงจรสมมูลระหว่างพอร์ต X และ Y ของวงจร CCII ที่มีค่าความต้านทาน R_x ซึ่งแฝงอยู่ที่พอร์ต X จะมีดังแสดงในรูปที่ 2.9 วงจร CCII ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวนี้ถูกตั้งชื่อว่าวงจร CCCII



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลระหว่างพอร์ต X และพอร์ต Y ของวงจร CCCII

คุณสมบัติของวงจร CCCII มีดังต่อไปนี้

- ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต X จะไม่ถูกส่งมาที่พอร์ต Y
- อิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y จะมีค่าเป็นอนันต์ เขียนในรูปสมการได้ว่า

$$I_y = 0 \quad (2.31)$$

- ค่าแรงดันที่พอร์ต X จะมีค่าเท่ากับแรงดันที่พอร์ต Y รวมกับค่าแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานแฝง R_x ที่พอร์ต X เขียนในรูปสมการได้ว่า

$$V_x = V_y + I_x R_x \quad (2.32)$$

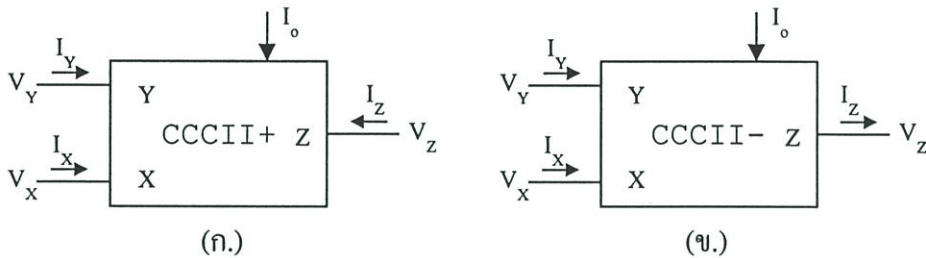
- กระแสที่พอร์ต X จะถูกนำไปที่พอร์ต Z ซึ่งเป็นพอร์ตที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูงมาก

$$I_z = \pm I_x \quad (2.33)$$

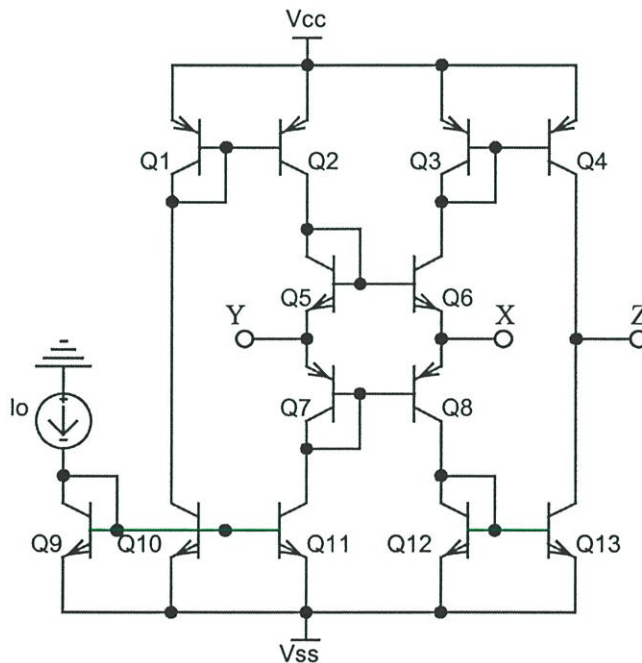
สามารถแสดงค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและกระแสที่พอร์ตต่าง ๆ ในรูปสมการไฮบริดเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

แสดงสัญลักษณ์และโครงสร้างของวงจร CCCII ชนิดบวก (CCCII+) ได้ดังรูปที่ 2.10 ก. และรูปที่ 2.11 ตามลำดับ และเราสามารถแปลงวงจร CCCII ชนิดบวก ให้เป็น CCCII ชนิดลบ (CCCII-) ได้ง่าย ด้วยการเพิ่มวงจรสะท้อนกระแสชนิดลบเข้าไปในวงจร ซึ่งสัญลักษณ์และโครงสร้างของวงจร CCCII ชนิดลบมีดังรูปที่ 2.10 ข. และรูปที่ 2.12 ตามลำดับ



รูปที่ 2.10 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส ก)ชนิดบวก ข)ชนิดลบ

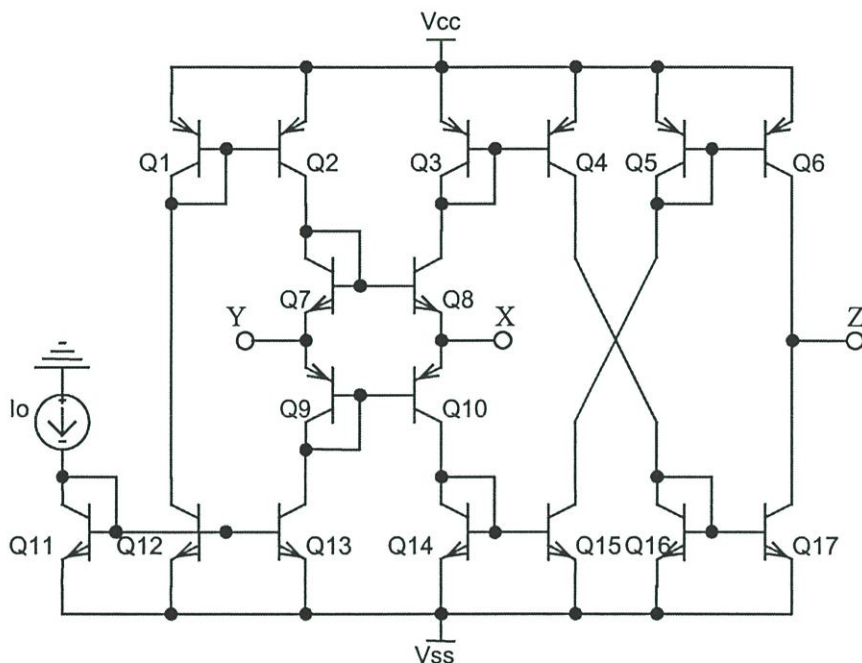


รูปที่ 2.11 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสชนิดบวก (CCCII+)

ซึ่งค่าความต้านทานแฝง R_x ที่พอร์ต X จะมีความสัมพันธ์กับกระแสไบอัส I_o ดังนี้คือ

$$R_x = \frac{V_T}{2I_o} \quad (2.35)$$

จากการพิจารณาสมการ (2.35) พบว่าเมื่อปรับค่ากระแส I_o ให้มีค่าเพิ่มมากขึ้น จะทำให้ค่า R_x ลดลง และเมื่อปรับให้ค่ากระแสไบอัสน้อยลงจะเป็นการปรับเปลี่ยนให้ค่า R_x มากขึ้น ซึ่งก็คือการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์นั่นเอง การคำนวณหาค่า R_x นี้จะแสดงการวิเคราะห์โดยละเอียดในหัวข้อต่อไป



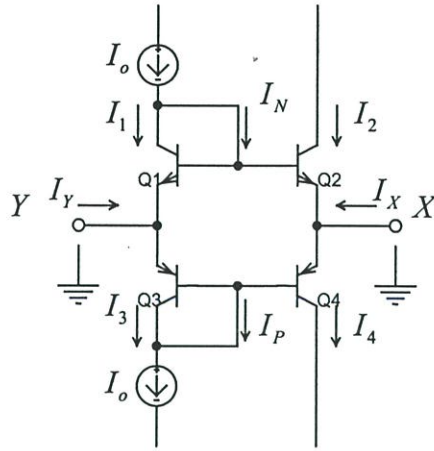
รูปที่ 2.12 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสชนิดลบ (CCCII-)

2.5 การวิเคราะห์วงรอบทรานส์ลิเนียร์

วงรอบทรานส์ลิเนียร์ (translinear loop) [24] เป็นส่วนประกอบหลักที่สำคัญในวงจรสายพานกระแส ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด P-N-P และ N-P-N ชนิดละสองตัว โดยทรานซิสเตอร์แต่ละชนิดจะต้องมีค่าพารามิเตอร์เดียวกัน มาต่อรวมกันเป็นวงรอบดังรูปที่ 2.13 ซึ่งเป็นไปตามหลักการทรานส์ลิเนียร์ โดยเชื่อมต่อขาคอลเลกเตอร์กับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 ในลักษณะของไดโอดทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 มีสถานะอยู่ในช่วงแอกทีฟตลอดเวลา และเป็นการไบอัสให้ Q_2 มีสถานะอยู่ในช่วงแอกทีฟด้วย ส่วนทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ต่อในลักษณะเช่นเดียวกันกับทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 สามารถวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ในวงรอบทรานส์ลิเนียร์ได้ดังนี้

2.5.1 การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ภายในวงรอบทรานส์ลิเนียร์

เริ่มต้นจากการวิเคราะห์จุกรวม โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchoff's current law, KCL) ที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 ได้ว่า



รูปที่ 2.13 วงจรทรานส์ลิเนียน์

$$I_o - I_1 - I_N = 0 \quad (2.36)$$

และ

$$I_o - I_3 - I_P = 0 \quad (2.37)$$

เมื่อกำหนดให้ I_N คือค่าผลรวมกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 และ I_P คือผลรวมของกระแสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 และจากสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเบสและกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ [5]

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (2.38)$$

เมื่อ β เป็นค่าอัตราขยายกระแสไฟตรง จากสมการ (2.38) สามารถเปลี่ยนรูปสมการ (2.36) และสมการ (2.37) ได้เป็น

$$I_o - I_1 - \left(\frac{I_1}{\beta_1} + \frac{I_2}{\beta_2} \right) = 0 \quad (2.39)$$

และ

$$I_o - I_3 - \left(\frac{I_3}{\beta_3} + \frac{I_4}{\beta_4} \right) = 0 \quad (2.40)$$

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์แต่ละคู่มีค่าพารามิเตอร์เดียวกัน ดังนั้นค่าอัตราขยายกระแส β ของทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ต้องมีค่าเท่ากัน จัดรูปสมการ (2.39) และสมการ (2.40) ได้ใหม่เป็น

$$I_o = I_1 + \left(\frac{I_1 + I_2}{\beta_1} \right) \quad (2.41)$$

และ

$$I_o = I_3 + \left(\frac{I_3 + I_4}{\beta_3} \right) \quad (2.42)$$

ซึ่งจากการพิจารณาสมการที่ (2.41) และ (2.42) พบว่า เมื่อ β มีค่ามาก จะทำให้กระแส I_1 และ I_3 มีค่าประมาณเท่ากับ I_o ซึ่งเขียนในรูปสมการได้ว่า

$$I_o \approx I_1 \quad (2.43)$$

และ

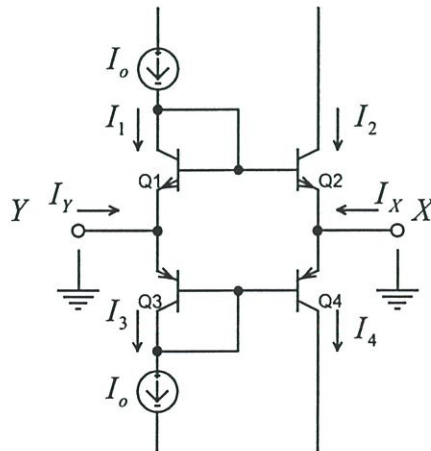
$$I_o \approx I_3 \quad (2.44)$$

และจากรูปที่ 2.13 เมื่อ I_1 และ I_3 มีค่าเท่ากัน จะมีผลทำให้กระแส I_Y ไม่สามารถไหลผ่านพอร์ต Y ได้ มีความหมายว่าที่พอร์ต Y มีค่าอิมพีแดนซ์สูงมาก แต่กระแส I_X ยังสามารถไหลเข้าที่พอร์ต X ได้ ลักษณะเช่นนี้จะสอดคล้องกับวงจรตามแรงดัน (voltage follower) ซึ่งแสดงวงจรสมมูลที่ได้ดังรูปที่ 2.9 โดยคุณสมบัติทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่พอร์ต X จะได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

2.5.2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝงในวงรอบทรานส์ลีนีเยร์

ค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจรคือค่าความต้านทานแฝง R_X นั้น สามารถทำการวิเคราะห์ได้ดังนี้

จากกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์กล่าวว่า ค่าแรงดันรอบวงรอบปิดมีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อนำไปใช้ในวงรอบทรานส์ลีนีเยร์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.14 จะได้ว่า



รูปที่ 2.14 วงรอบทรานส์ลีนีเยร์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทาน R_X

$$V_{BE2} = V_{BE1} + V_Y - V_X \quad (2.45)$$

โดยทั่วไปสามารถหาค่าแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเบสและขาอีมิเตอร์ [5] ได้จาก

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (2.46)$$

จากสมการ (2.46) สามารถหาค่ากระแสคอลเลกเตอร์ I_2 ได้ว่า

$$I_2 = I_S e^{(V_{BE2}/V_T)} \quad (2.47)$$

เมื่อนำสมการ (2.45) และสมการ (2.46) มาแทนในสมการ (2.47) จะแปลงรูปสมการได้เป็น

$$I_2 = I_S e^{\frac{[V_T \ln(I_O/I_S) + V_Y - V_X]/V_T}{V_T}} \quad (2.48)$$

จากการคำนวณโดยใช้ทฤษฎีของฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล สามารถแปลงสมการ (2.48) ได้ว่า

$$\begin{aligned} I_2 &= I_S e^{\ln(I_O/I_S)} e^{V_{YX}/V_T} \\ &= I_O e^{(V_{YX}/V_T)} \end{aligned} \quad (2.49)$$

ในการทำงานเดียวกันจะคำนวณหาค่า I_4 ได้เช่นเดียวกันกับการหาค่า I_2 เริ่มจากหาค่าแรงดันรอบวงรอบ-ปิดรูปที่ 2.14 เพื่อหาค่าแรงดันที่ตกคร่อมขาเบสและขาอีมิเตอร์ของ Q_4 ซึ่งหาได้ดังนี้

$$V_{BE4} = V_{BE3} + V_X - V_Y \quad (2.50)$$

เมื่อใช้วิธีเดียวกันกับการหา I_2 ดังสมการที่ (2.46) ถึงสมการ (2.48) หาค่ากระแส I_4 ได้คือ

$$I_4 = I_O e^{(-V_{YX}/V_T)} \quad (2.51)$$

จากรูปที่ 2.14 สามารถหากระแส I_X ได้จากผลต่างระหว่างค่า I_2 และ I_4 กล่าวคือ

$$I_X = I_4 - I_2 \quad (2.52)$$

จากนั้นนำสมการ (2.49) และสมการ (2.51) แทนลงในสมการ (2.52) จะได้

$$I_X = I_o e^{(-V_{YX}/V_T)} - I_o e^{(V_{YX}/V_T)} \quad (2.53)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (2.53) โดยเทียบเคียงความสอดคล้องกับสมการฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกรูปไซน์ (sinh hyperbolic) [25] คือ

$$\sinh m = \frac{e^m - e^{-m}}{2} \quad (2.54)$$

สมการ (2.53) สามารถแปลงให้อยู่ในรูปแบบเดียวกันกับสมการ(2.54) ได้เป็น

$$I_X(t) = -2I_o \sinh \left\{ \frac{V_{YX}}{V_T} \right\} \quad (2.55)$$

สมการ (2.55) นี้แสดงให้เห็นว่าค่ากระแสที่พอร์ต X จะเปลี่ยนตามค่าแรงดันตกคร่อมระหว่างพอร์ต Y และพอร์ต X ในรูปแบบฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกรูปไซน์ ซึ่งฟังก์ชันนี้จะมีค่าเป็นเชิงเส้นในช่วงสั้น ๆ เท่านั้น [25] เพื่อจะจัดรูปสมการ (2.55) ให้อยู่ในรูปแบบที่ง่ายในการนำไปใช้งาน โดยการกระจายสมการ (2.55) ให้อยู่ในรูปอนุกรมของเทย์เลอร์ (Taylor's series) [25] กล่าวคือ

$$\sinh m = m + \frac{m^3}{3!} + \frac{m^5}{5!} + \frac{m^7}{7!} + \dots \quad \text{เมื่อ } -\infty < m < \infty \quad (2.56)$$

ทำให้สามารถกระจายสมการ (2.55) ได้ดังนี้

$$I_X(t) = -2I_o \left\{ \frac{V_{YX}}{V_T} + \frac{1}{3!} \left(\frac{V_{YX}}{V_T} \right)^3 + \frac{1}{5!} \left(\frac{V_{YX}}{V_T} \right)^5 + \dots \right\} \quad (2.57)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (2.57) เมื่อค่า V_{YX} น้อยกว่าค่า V_T มาก ๆ จะเขียนใหม่ได้ว่า

$$-2I_o \sinh\left(\frac{V_{YX}}{V_T}\right) = -2I_o \frac{V_{YX}}{V_T} \quad \text{เมื่อ } \frac{V_{YX}}{V_T} \ll 1 \quad (2.58)$$

จากสมการ (2.58) สามารถแปลงสมการ (2.55) ได้ใหม่เป็น

$$I_X(t) = -2I_o \frac{V_{YX}}{V_T} \quad (2.59)$$

ซึ่งต้องอยู่ในเงื่อนไขว่า $\frac{V_{YX}}{V_T}$ จะต้องน้อยกว่าค่าหนึ่งมาก ๆ เมื่อจัดรูปสมการ (2.59) ใหม่ให้อยู่ในอัตราส่วนของค่าแรงดันต่อค่ากระแสซึ่งจะอยู่ในรูปของค่าความต้านทาน ซึ่งในที่นี้ก็คือค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X หรือค่า R_X นั่นเอง สามารถหาค่า R_X ได้จาก

$$\frac{V_{YX}}{-I_X(t)} = \frac{V_T}{2I_o} = R_X \quad (2.60)$$

จากการพิจารณาสมการ (2.60) พบว่าค่าความต้านทานแฝงนี้จะมีค่าขึ้นอยู่กับค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ V_T และค่ากระแสไบอัส I_o ของวงรบบทรานส์ลิเนียร์ ทำให้สามารถปรับเปลี่ยนค่า R_X ได้ โดยการเปลี่ยนค่ากระแส I_o ซึ่งเป็นการปรับเปลี่ยนด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ในทางปฏิบัติสามารถทำได้สะดวกกว่าการเปลี่ยนค่าตัวต้านทานที่เป็นอุปกรณ์จริงมาก รวมทั้งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานต่าง ๆ ได้เป็นอย่างดี โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะนำประโยชน์จากค่าความต้านทานแฝง R_X นี้มาใช้ต่อไป

2.6 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 2 นี้มีจุดประสงค์เพื่ออธิบายการทำงานของวงจรสายพานกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสซึ่งใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยแยกอธิบายเป็นหัวข้อต่าง ๆ เริ่มจากวงจรสายพานกระแสซึ่งเป็นส่วนประกอบสำคัญในวงจรสายพานกระแส ถัดมาคือหลักการทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งเป็นพื้นฐานนำไปใช้ในการวิเคราะห์วงจรสายพานกระแสและค่าความต้านทานแฝงภายในซึ่งอยู่ส่วนท้ายของบท นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นการพัฒนาของวงจรสายพานกระแสเป็นรุ่นต่าง ๆ ซึ่งแต่ละรุ่นจะมีคุณลักษณะของวงจรที่แตกต่างกัน ดังแสดงในหัวข้อวงจรสายพานกระแส

บทที่ 3

ทฤษฎีและหลักการที่ใช้ออกแบบวงจระสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

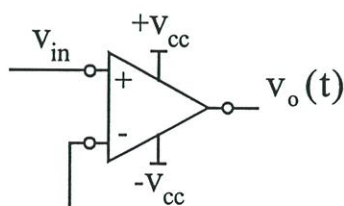
3.1 บทนำ

วงจระสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เป็นวงจรที่นิยมใช้งานทั่วไป ในการสร้างสัญญาณมีคาบรูปสี่เหลี่ยม เพื่อใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาควบคุมจังหวะการทำงานของวงจรให้มีความสอดคล้องกัน [3] มีการสร้างวงจรได้หลายรูปแบบ เช่น การใช้วงจรเกต ไอซีสำเร็จรูป รวมทั้งแบบที่มีพื้นฐานจากการใช้ออปแอมป์ ซึ่งทุกรูปแบบมีหลักการทำงานพื้นฐานที่เหมือนกันคืออาศัยตัวเก็บประจุในการประจุและคายประจุ เพื่อให้ได้ค่าแรงดันไปเป็นอินพุตให้วงจรเปรียบเทียบแรงดัน และนำเอาคัพุดที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบแรงดัน มาป้อนให้กับตัวเก็บประจุ ซึ่งจะได้อา่งค่าแรงดันไปเป็นอินพุตให้กับวงจรเปรียบเทียบแรงดันอีกครั้ง ซึ่งจะทำในลักษณะเช่นนี้เป็นวงรอบ ทำให้ได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่อง

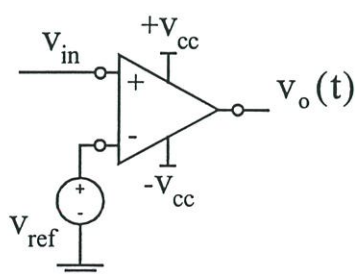
เนื้อหาในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงหลักการของวงจรพื้นฐานที่ใช้ในการออกแบบวงจระสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ ได้แก่ วงจรเปรียบเทียบแรงดัน วงจรขมิตทริกเกอร์ จากนั้นจะกล่าวถึงการสร้างสัญญาณจากวงจรขมิตทริกเกอร์ และเรื่องเกี่ยวกับอัตราส่ว ซึ่งจะนำหลักการเหล่านี้ไปใช้ออกแบบวงจระสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ในบทที่ 5 ต่อไป

3.2 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน

วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (voltage comparator) [26] ทำหน้าที่เปรียบเทียบค่าแรงดันอินพุตสองค่าที่ชั่วเวลาขณะหนึ่ง (instantaneous input voltage) วงจรนี้มีการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น เอาต์พุตที่ได้จะมีสองระดับคือค่าแรงดันอิมิตัวของอุปกรณ์ทางด้านบวกหรือด้านลบ โดยจะเป็นค่าใดนั้น ขึ้นกับค่าความแรงของสัญญาณที่ขาอินพุตทั้งสองว่าขาใดมีความแรงของสัญญาณมากกว่ากัน โดยทั่วไปวงจรเปรียบเทียบแรงดันสามารถสร้างขึ้นได้จากอุปกรณ์ออปแอมป์ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



(ก.)

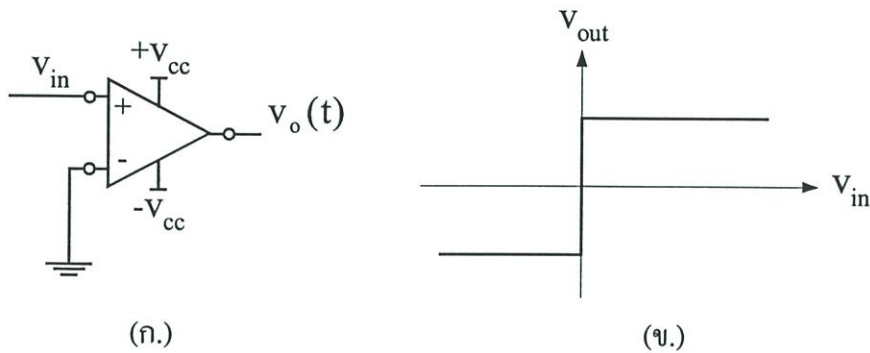


(ข.)

รูปที่ 3.1 วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบง่าย

ก) ชนิดค่าแรงดันอ้างอิงเป็นศูนย์ ข) ชนิดค่าแรงดันอ้างอิงไม่เป็นศูนย์

มีลักษณะเป็นวงรอบเปิด (open loop) เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันสามารถหาได้จากผลคูณระหว่าง อัตราขยายแรงดันวงรอบเปิด (open loop) กับค่าผลต่างของแรงดันระหว่างขาอินพุตทั้งสองขา (differential input voltage) ซึ่งโดยทั่วไปค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของออปแอมป์มีค่ามากเพียงพอ ที่จะทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนเป็นค่าแรงดันอิ่มตัวในทันที รูปวงจรและคุณลักษณะการถ่ายโอน (transfer characteristic) ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันมีแสดงดังรูปที่ 3.2 คือเมื่ออินพุตมีค่ามากหรือน้อยกว่าระดับอ้างอิงจะได้เอาต์พุตเป็นค่าระดับแรงดันอิ่มตัวทางด้านบวกหรือด้านลบ ด้านใดด้านหนึ่งในทันที



รูปที่ 3.2 วงจรเปรียบเทียบกับแรงดัน ก) ลักษณะของวงจร ข) คุณลักษณะการถ่ายโอน

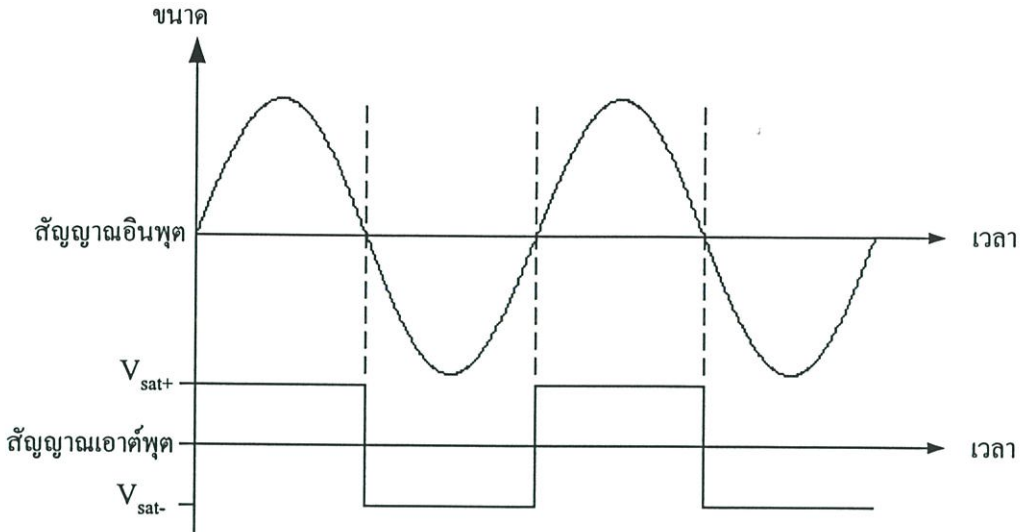
เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันสามารถแสดงในรูปสมการได้ว่า

$$V_o = A_o(V_{in+} - V_{in-}) = A_o\Delta V = V_{sat\pm} \quad (3.1)$$

โดยในที่นี้

- V_o แทนค่าแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์
- A_o แทนค่าอัตราขยายแรงดันรูปเปิด
- V_{in+} แทนค่าแรงดันอินพุตที่ขาบวกของออปแอมป์
- V_{in-} แทนค่าแรงดันอินพุตขาลบของออปแอมป์
- ΔV แทนค่าผลต่างของแรงดันระหว่างขาอินพุต
- $V_{sat\pm}$ แทนค่าแรงดันอิ่มตัวด้านบวกหรือด้านลบของออปแอมป์

อธิบายสมการ (3.1) ได้โดยสมมติให้แรงดัน V_{in+} มีค่ามากกว่าแรงดัน V_{in-} ค่าความแตกต่างของแรงดันระหว่างขาอินพุต ΔV จะมีค่าเป็นบวก เมื่อคูณกับค่าอัตราขยายแรงดันรูปเปิด A_o ซึ่งในทางอุดมคติจะมีค่าเป็นอนันต์ จะได้เอาต์พุตเป็นแรงดันอิ่มตัวทางด้านบวกของออปแอมป์ V_{sat+} ในทำนองเดียวกันเมื่อกำหนดให้แรงดัน V_{in+} มีค่าน้อยกว่าแรงดัน V_{in-} ค่า ΔV จะเป็นลบ ทำให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตเป็น V_{sat-}

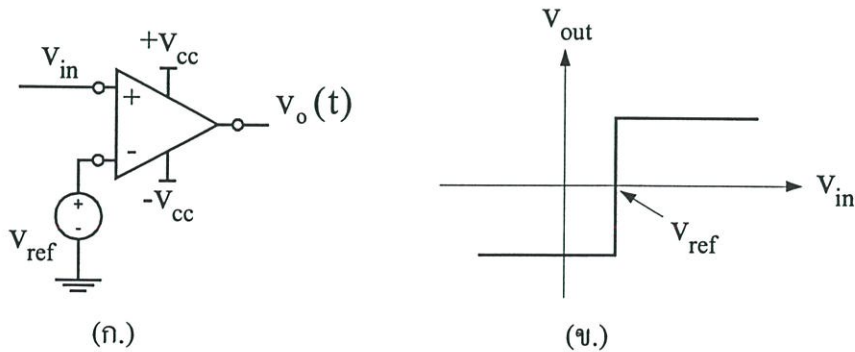


รูปที่ 3.3 เอาต์พุตที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบแรงดันเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์

และในกรณีที่แรงดันที่ขาอินพุตทั้งสองขามีค่าแรงดันเท่ากันจะได้ค่า ΔV เป็นศูนย์ แรงดันเอาต์พุตก็ควรจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะมีสัญญาณรบกวนหรือแรงดันค่าน้อย ๆ ที่ทำให้แรงดันที่อินพุตทั้งสองข้างมีขนาดไม่เท่ากัน ทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตเป็น V_{sat+} หรือ V_{sat-} ก็ได้

เมื่อป้อนอินพุตให้กับวงจรเปรียบเทียบแรงดันเป็นสัญญาณรูปไซน์ สามารถแสดงเอาต์พุตได้ดังรูปที่ 3.3 โดยเอาต์พุตที่ได้จะมีลักษณะเป็นสัญญาณดิจิทัล โดยมีสถานะสูงหรือแรงดันอิมพัลส์ด้านบวกเมื่ออินพุตมีระดับความแรงของสัญญาณมากกว่าศูนย์ และมีสถานะต่ำหรือแรงดันอิมพัลส์ด้านลบเมื่ออินพุตมีระดับความแรงของสัญญาณน้อยกว่าศูนย์ ซึ่งการทำงานของวงจรลักษณะนี้จะถูกเรียกว่าวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ (zero-level detector) นั่นเอง

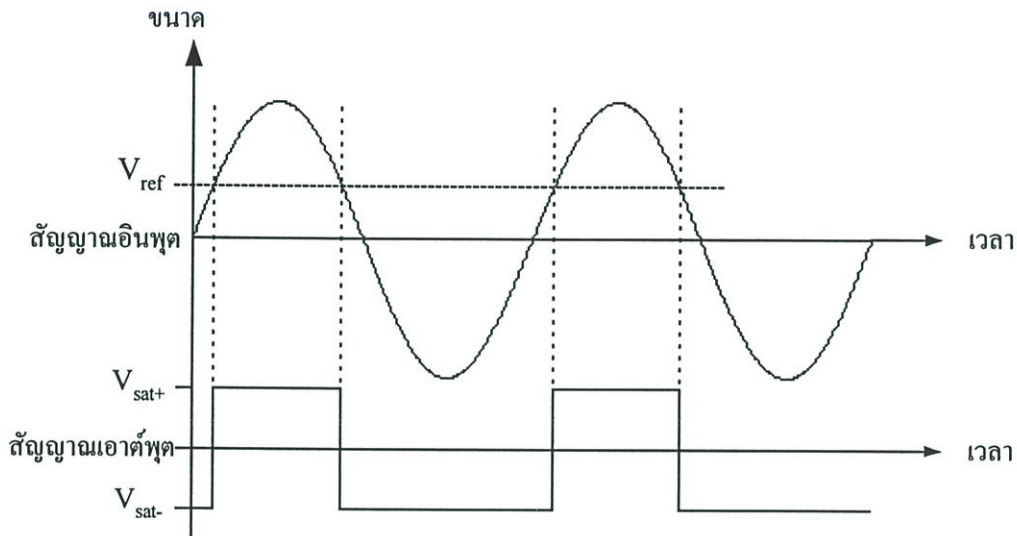
สำหรับวงจรเปรียบเทียบแรงดันที่มีค่าแรงดันอ้างอิงไม่เป็นศูนย์ คุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรจะมีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรที่มีค่าแรงดันอ้างอิงเป็นศูนย์ เพียงแต่มีค่าแรงดันอ้างอิงเพิ่มเข้ามา



รูปที่ 3.4 วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่มีค่าแรงดันอ้างอิงไม่เป็นศูนย์

ก) ลักษณะของวงจร ข) คุณลักษณะการถ่ายโอน

ซึ่งแสดงลักษณะของวงจรแบบง่ายและคุณลักษณะการถ่ายโอนได้ดังรูปที่ 3.4 คือเมื่อแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง จะได้เอาต์พุตเป็นแรงดันอิ่มตัวด้านบวก V_{sat+} เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าน้อยกว่าแรงดันอ้างอิงจะได้เอาต์พุตเป็นแรงดันอิ่มตัวด้านลบ V_{sat-} ซึ่งเรียกการทำงานของวงจรลักษณะนี้ว่าวงจรตรวจจับค่าแรงดัน (limit detector) โดยแสดงลักษณะเอาต์พุตของวงจรได้ดังรูปที่ 3.5

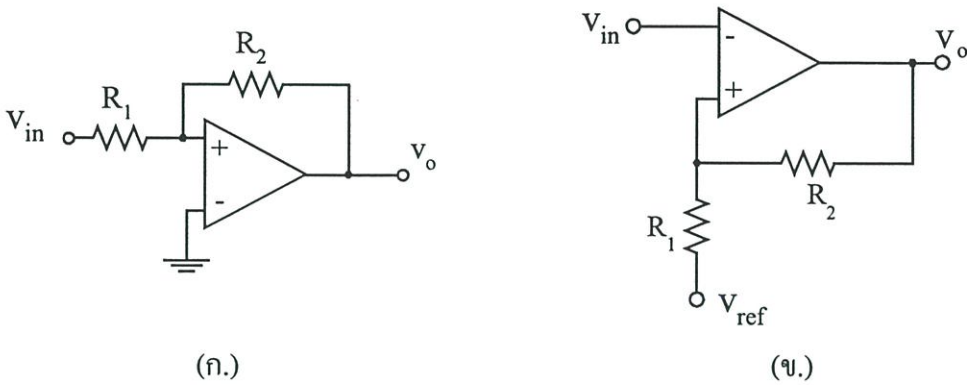


รูปที่ 3.5 เอาต์พุตจากวงจรเปรียบเทียบแรงดันที่มีค่าแรงดันอ้างอิงไม่เป็นศูนย์

วงจรเปรียบเทียบแรงดันสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ ได้มากมาย เช่น นำไปใช้ในอุปกรณ์เครื่องมือวัด วงจรนับ และเป็นพื้นฐานที่สำคัญของวงจรชmittทริกเกอร์ (Schmitt trigger) ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

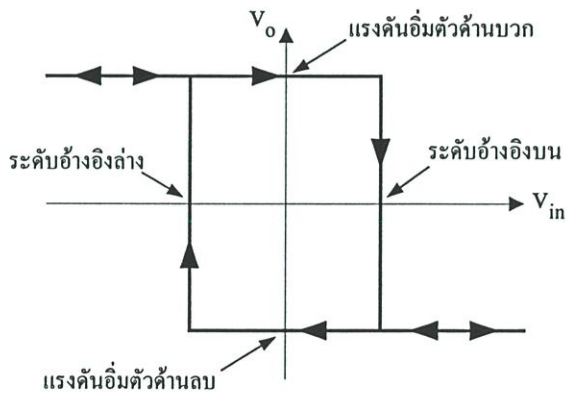
3.3 วงจรชmittทริกเกอร์

วงจรชmittทริกเกอร์ได้ถูกเรียกชื่อตามผู้ประดิษฐ์คือ Otto Schmitt [27] มีพื้นฐานมาจากวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ที่เพิ่มอุปกรณ์ป้อนกลับแบบบวกเข้าไปในวงจร เพื่อกำหนดค่าแรงดันอ้างอิง สำหรับการเปลี่ยนสถานะของเอาต์พุต สามารถแบ่งวงจรชmittทริกเกอร์ได้เป็นสองชนิดคือ ชนิดไม่กลับขั้วสัญญาณ (non-inverting Schmitt trigger) และชนิดกลับขั้วสัญญาณ (inverting Schmitt trigger) ซึ่งแสดงรูปวงจรได้ดังรูปที่ 3.6 สังเกตได้ว่าวงจรชmittทริกเกอร์แบบไม่กลับขั้วสัญญาณอินพุตจะถูกป้อนเข้าทางขา V_{in+} สำหรับวงจรชmittทริกเกอร์ชนิดกลับขั้วสัญญาณอินพุตจะถูกป้อนเข้าที่ขา V_{in-} ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรชmittทริกเกอร์ชนิดกลับขั้วสัญญาณเป็นอุปกรณ์พื้นฐาน อธิบายการทำงานได้ดังนี้



รูปที่ 3.6 วงจรขมิตทริกเกอร์ ก) แบบไม่กลับขั้วสัญญาณ ข) แบบกลับขั้วสัญญาณ

วงจรขมิตทริกเกอร์สร้างขึ้นได้จากการนำวงจรเปรียบเทียบแรงดันมาต่อร่วมกับอุปกรณ์ตัวต้านทานที่ทำหน้าที่เป็นวงจรแบ่งแรงดัน (voltage divider) ซึ่งวงจรแบ่งแรงดันนี้จะเป็นส่วนป้อนกลับแบบบวกให้กับวงจร สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเป็นลักษณะวงรอบฮิสเทอรีซิส (hysteresis loop) ได้ดังรูปที่ 3.7 โดยกำหนดให้แวนอนแทนค่าระดับแรงดันอินพุต แนวตั้งแทนค่าระดับแรงดันเอาต์พุต หัวลูกศรจะเป็นตัวบอกทิศทางการเพิ่มและลดขนาดของแรงดัน เมื่อสังเกตจากรูปพบว่า เส้นบนแสดงแรงดันอินพุตที่เพิ่มขึ้นและเส้นล่างแสดงอินพุตที่ลดลง ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้



รูปที่ 3.7 วงรอบฮิสเทอรีซิสของวงจรขมิตทริกเกอร์ชนิดกลับขั้วสัญญาณ

โดยเริ่มต้นกำหนดให้อินพุตมีค่าน้อยกว่าระดับอ้างอิงล่าง (lower trigger level; LTL) และเอาต์พุตอยู่ที่ระดับ V_{sat+} เมื่ออินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่ามากกว่าระดับอ้างอิงบน (upper trigger level; UTL) จะทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนมาอยู่ที่ระดับ V_{sat-} ในทันที และเอาต์พุตจะกลับมาอยู่ที่ระดับ V_{sat+} อีกครั้งก็ต่อเมื่อ แรงดันอินพุตมีค่าต่ำกว่าระดับอ้างอิงล่าง ซึ่งเป็นไปตามวงรอบฮิสเทอรีซิสแสดงดังรูปที่ 3.7

และจากรูปที่ 3.6 ข. สามารถคำนวณหาระดับอ้างอิงบน และระดับอ้างอิงล่างของวงจรมิต-
ทริกเกอร์ได้โดยอาศัยทฤษฎีการทับซ้อน (superposition theorem) [28] โดยเริ่มต้นสมมติให้เอาต์พุต
ของวงจรต่ออยู่กับกราวด์ สามารถหาค่าแรงดันที่ขา V_{in+} ได้ว่า

$$V_{in+} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} \quad ; V_{out} = 0 \quad (3.2)$$

จากนั้นเปลี่ยนเงื่อนไข โดยกำหนดให้เฉพาะขา V_{ref} ต่ออยู่กับกราวด์ สามารถหาแรงดันที่ขา V_{in+} ได้ว่า

$$V_{in+} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out} \quad ; V_{ref} = 0 \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.2) และสมการ (3.3) สามารถนำมาใช้ในการหาค่าแรงดัน V_{in+} ได้คือ

$$V_{in+} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat-} \quad (3.4)$$

วงรอบฮิสเตอร์ซิสตังแสดงในรูปที่ 3.7 บอกให้เราเห็นว่าเพื่อที่จะให้เอาต์พุตมีการเปลี่ยนสถานะจากระดับ
ต่ำเป็นระดับสูง ค่าแรงดันอินพุตที่ขา V_{in-} จะต้องลดลงจนมีค่าเท่ากับแรงดันที่ขา V_{in+} ซึ่งค่าแรงดันนี้คือ
ค่าระดับอ้างอิงล่างหรือค่า LTL ของวงรอบฮิสเตอร์ซิสตัง จากสมการ (3.4) สามารถคำนวณหาค่า LTL ได้
คือ

$$LTL = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat-} \quad (3.5)$$

ในทำนองเดียวกันเมื่อสมมติให้เอาต์พุตเป็นค่าแรงดันอิ่มตัวทางด้านบวก V_{sat+} อยู่ เราก็ยังสามารถใช้
สมการ (3.3) และ สมการ (3.4) มาหาค่าแรงดันที่ขา V_{in+} ได้ว่า

$$V_{in+} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat+} \quad (3.6)$$

เพื่อจะให้แรงดันเปลี่ยนสถานะจาก V_{sat+} เป็น V_{sat-} ค่าแรงดันที่ขา V_{in-} จะต้องมีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมี
ค่าแรงดันเท่ากับที่ขา V_{in+} ซึ่งก็คือค่าระดับอ้างอิงบนหรือค่า UTL ที่สามารถหาได้จากสมการ (3.4) คือ

$$UTL = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat+} \quad (3.7)$$

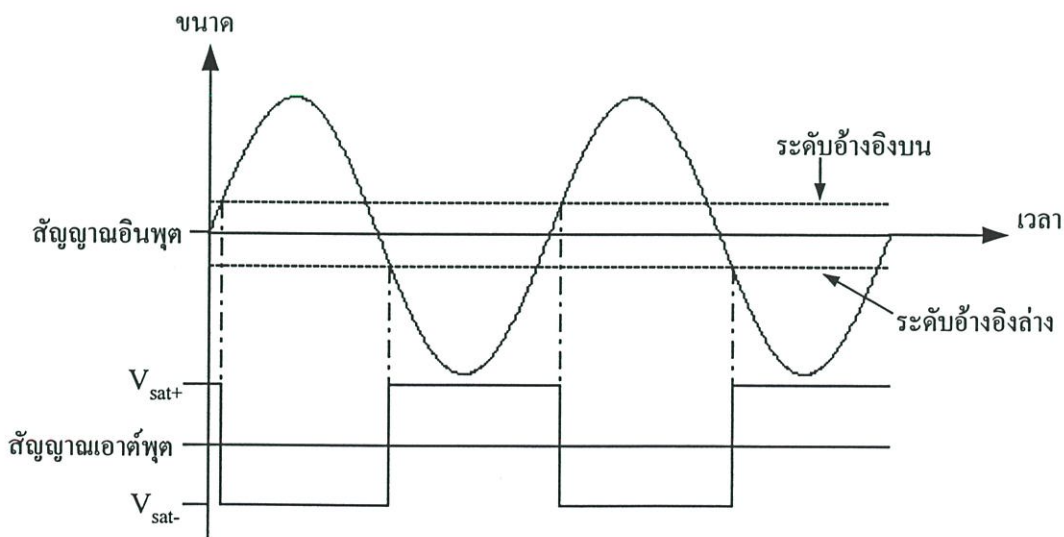
ช่วงฮีสเทอรีซิสของวงจรมิตทริกเกอร์ เป็นค่าความแตกต่างระหว่างระดับอ้างอิงบนและระดับอ้างอิงล่าง หาได้จากสมการ (3.5) และสมการ (3.7) ว่า

$$\begin{aligned} \text{ช่วงฮีสเทอรีซิส} &= UTL - LTL \\ &= \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) (V_{sat+}) - \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) (V_{sat-}) \\ &= \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot (V_{sat+} - V_{sat-}) \end{aligned} \quad (3.8)$$

จากสมการ (3.8) ถ้าแรงดันอินพุตด้านบวกและด้านลบมีค่าเท่ากันสามารถจัดรูปสมการ (3.8) ใหม่ได้ว่า

$$\text{ช่วงฮีสเทอรีซิส} = \frac{2R_1 V_{sat}}{R_1 + R_2} \quad (3.9)$$

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ให้กับวงจรมิตทริกเกอร์ เอาต์พุตที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.8 สังเกตได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรมิตทริกเกอร์แบบกลับขั้วสัญญาณจะ



รูปที่ 3.8 เอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิตทริกเกอร์แบบกลับขั้วสัญญาณ

ให้ค่าแรงดันที่มีขั้วสัญญาณตรงข้ามกับสัญญาณรูปไซน์ เอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเฟสเลื่อนออกไป และช่วงฮิสเตอร์ซิซสามารถหาได้จากช่วงระหว่างค่าระดับอ้างอิงบนกับระดับอ้างอิงล่าง

นอกจากวงจรขมิตทริกเกอร์แบบกลับขั้วสัญญาณดังกล่าวมา มีวงจรขมิตทริกเกอร์แบบไม่กลับขั้วสัญญาณอีกด้วย โดยมีหลักการทำงานคล้ายแบบกลับขั้วสัญญาณ สามารถแสดงรูปวงจรขมิตทริกเกอร์แบบไม่กลับขั้วสัญญาณได้ดังรูปที่ 3.6 ก. หากค่าระดับอ้างอิงบนและระดับอ้างอิงล่างของวงจรขมิตทริกเกอร์แบบไม่กลับขั้วสัญญาณได้ ด้วยวิธีการเดียวกันกับวงจรขมิตทริกเกอร์แบบกลับขั้วสัญญาณ สามารถหาได้ดังนี้

$$LTL = \frac{-R_1}{R_2}(V_{sat+}) \quad (3.10)$$

และ

$$UTL = \frac{R_1}{R_2}|V_{sat-}| \quad (3.11)$$

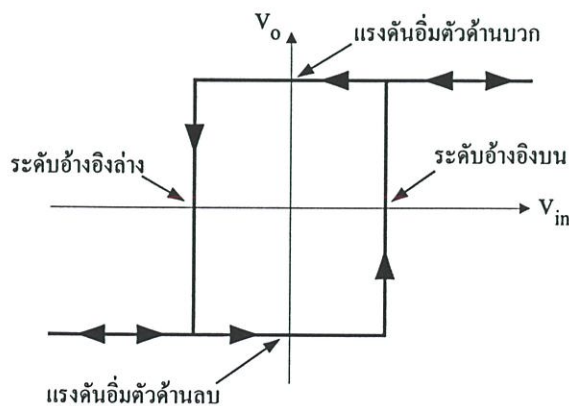
จากสมการ (3.10) และ (3.11) และสามารถหาช่วงฮิสเตอร์ซิซของวงจรขมิตทริกเกอร์แบบไม่กลับขั้วสัญญาณได้ว่า

$$UTL - LTL = \frac{R_1}{R_2}|V_{sat-}| + \frac{R_1}{R_2}(V_{sat+}) \quad (3.12)$$

เมื่อแรงดันอิมิตัวด้านลบและแรงดันอิมิตัวด้านบวกมีค่าเท่ากัน สามารถจัดรูปสมการ (3.12) และหาช่วงฮิสเตอร์ซิซได้ใหม่เป็น

$$UTL - LTL = \frac{2R_1V_{sat}}{R_2} \quad (3.13)$$

และแสดงวงรอบฮิสเตอร์ซิซของวงจรขมิตทริกเกอร์แบบไม่กลับขั้วสัญญาณได้ดังรูปที่ 3.9

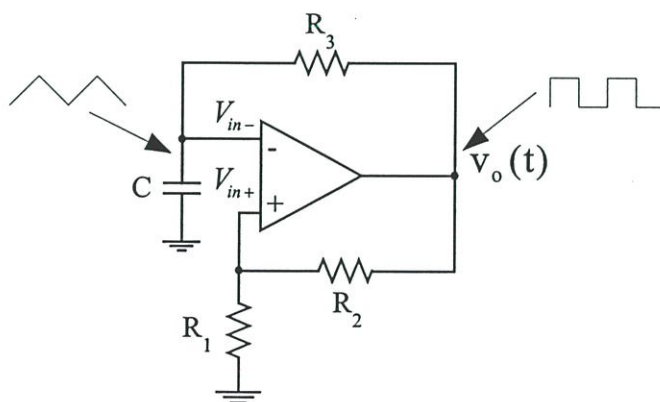


รูปที่ 3.9 ฮิสเตอร์ซิซของวงจรขมิตทริกเกอร์แบบไม่กลับขั้วสัญญาณ

เมื่อเปรียบเทียบวงจรสมิตทริกเกอร์กับวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะพบว่า วงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำหน้าที่เป็นวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ที่ไวมาก คือเมื่อแรงดันมีค่ามากหรือน้อยกว่าระดับแรงดันอ้างอิง จะเปลี่ยนสถานะของเอาต์พุตจากสถานะสูงเป็นต่ำ หรือจากสถานะต่ำเป็นสูงในทันที ดังนั้นแค่เพียงขนาดของสัญญาณรบกวนในหน่วยไมโครโวลต์ จะทำให้วงจรเปรียบเทียบแรงดัน มีค่าเอาต์พุตสลับไปมาระหว่างสถานะสูงกับต่ำอย่างต่อเนื่อง ทำให้เอาต์พุตที่ได้จะมีรูปร่างสัญญาณผิดเพี้ยนไป เมื่อแทนวงจรเปรียบเทียบแรงดันด้วยวงจรสมิตทริกเกอร์สามารถป้องกันปัญหาดังกล่าวได้ โดยอาศัยระดับการเปลี่ยนแปลงสองระดับของวงจรสมิตทริกเกอร์ คือเมื่ออินพุตมีค่าจนถึงระดับอ้างอิงแรก จึงจะทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนสถานะ และจะเปลี่ยนแปลงสถานะอีกครั้งเมื่ออินพุตมีค่าถึงระดับอ้างอิงอีกค่าหนึ่ง ซึ่งสามารถใช้ในการป้องกันไม่ให้สัญญาณเอาต์พุตผิดเพี้ยนเนื่องจากมีสัญญาณรบกวนที่อินพุตได้

3.4 การสร้างสัญญาณจากวงจรสมิตทริกเกอร์

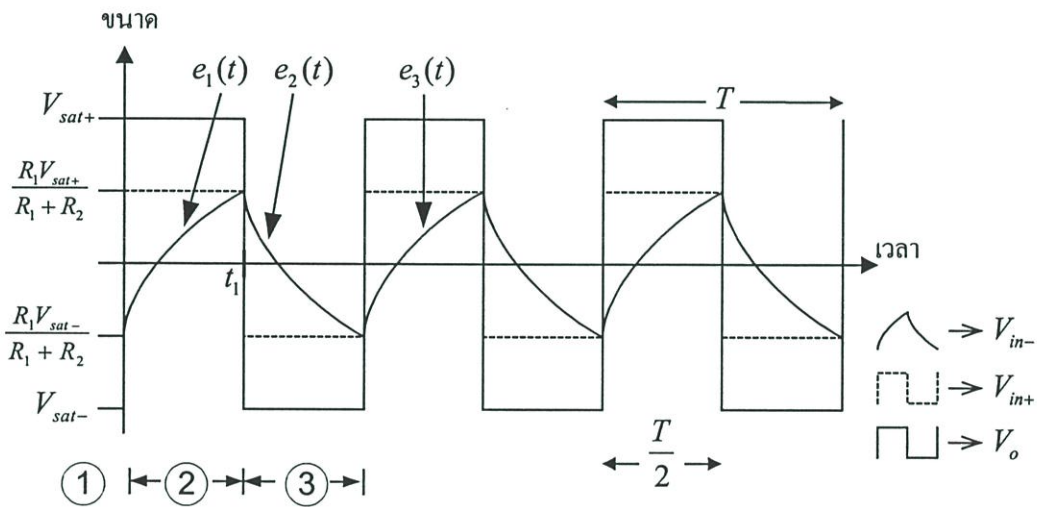
การสร้างวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์สามารถมีรูปแบบโครงสร้างของวงจรได้หลายรูปแบบ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ใช้รูปแบบพื้นฐานจากวงจรสมิตทริกเกอร์ โดยนำวงจรสมิตทริกเกอร์มาเพิ่มตัวเก็บประจุ C และตัวต้านทาน R_3 ดังแสดงในรูปที่ 3.10 และวงจรสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมได้ โดยเปรียบเทียบค่าแรงดันระหว่างขาอินพุต V_{in-} และ V_{in+} ว่าขาใดมีความแรงของสัญญาณมากกว่ากัน ซึ่งแรงดันอ้างอิงที่อินพุตขาบวก V_{in+} ได้มาจากตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ซึ่งต่ออยู่ในรูปแบบวงจรแบ่งแรงดัน ซึ่งทำหน้าที่ป้อนกลับแบบบวกให้กับวงจร และแรงดันที่ขาอินพุตลบ V_{in-} เกิดจากการประจุและคายประจุของอุปกรณ์ตัวเก็บประจุ C โดยอุปกรณ์ R_3 และ C จะเป็นอุปกรณ์กำหนดเวลา (timing circuit) ให้กับวงจร



รูปที่ 3.10 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่สร้างขึ้นจากวงจรสมิตทริกเกอร์

เพื่อความสะดวกจะแบ่งช่วงการอธิบายเป็น 4 ช่วง ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.11 โดยช่วงที่① เสมือนว่า ถัดวงจรตัวเก็บประจุลงกราวด์ และมีสัญญาณรบกวนค่าน้อย ๆ ในระบบ ซึ่งขณะนี้งจรทำหน้าที่เป็น วงจรเปรียบเทียบแรงดัน มีอัตราขยายแรงดัน A_o ค่านำมาก ๆ ขยายค่าแรงดันแตกต่าง (differential input voltage; ΔV) ระหว่างขาอินพุตของออปแอมป์ มีผลทำให้แรงดันเอาต์พุต V_o เป็นค่าที่ได้จาก ผลคูณระหว่างค่าแรงดันแตกต่าง ΔV และอัตราขยายแรงดัน A_o คือ

$$V_o = A_o \Delta V \quad (3.14)$$



รูปที่ 3.11 สัญญาณที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

และเนื่องจากวงจรแบ่งแรงดันทำให้แรงดันที่ขาอินพุตบวก V_{in+} มีค่าดังนี้

$$V_{in+} = A_o \Delta V \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.15)$$

ซึ่งค่าแรงดันที่ V_{in+} นี้จะเป็นอินพุตให้กับวงจรเปรียบเทียบแรงดันอีกครั้ง และถูกขยายด้วยอัตราขยาย A_o เป็นลักษณะวงรอบ จนกระทั่งค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับค่าแรงดันอิมิตัว โดยจะเป็นแรงดันอิมิตัว คำนบวกหรือลบด้านใดด้านหนึ่ง ขึ้นอยู่กับค่าผลต่างของแรงดันระหว่างขาอินพุตขณะนั้น ในที่นี้สมมติ ให้เป็นค่าแรงดันอิมิตัวด้านบวก V_{sat+} ซึ่งขั้นตอนนี้จะเกิดขึ้นอย่างทันทีทันใด และเนื่องจากวงจรแบ่ง แรงดันทำให้แรงดันที่ขา V_{in+} มีค่าเป็น

$$V_{in+} = V_{sat+} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.16)$$

จากนั้นจะเป็นช่วงที่② เสมือนว่าขดลวดการลัดวงจรตัวเก็บประจุ ตัวเก็บประจุ C เริ่มประจุกระแส ผ่านทางตัวต้านทาน R_3 ทำให้เกิดค่าแรงดันที่เปลี่ยนไปตามเวลา (time-varying voltage) มีลักษณะอยู่ในรูปแบบค่าคงตัวเวลาแบบเดี่ยว (single-time constant; STC) [5] ซึ่งนำมาใช้อธิบายวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน และวงจรที่มีตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำตัวใดตัวหนึ่ง มีรูปแบบสมการดังนี้

$$y(t) = y(\infty) + [y(0^+) - y(\infty)]e^{-t/\tau} \quad (3.17)$$

กำหนดให้ $y(t)$ เป็นค่ากระแสหรือแรงดัน $y(0^+)$ เป็นค่าเริ่มต้นของสัญญาณ $y(\infty)$ เป็นค่าสิ้นสุดของสัญญาณ และ τ เป็นค่าคงตัวทางเวลา (time constant)

จากรูปที่ 3.11 และสมการ (3.17) สามารถหาค่าแรงดันที่ขา V_{in-} ของช่วงที่② ซึ่งแทนด้วย $e_1(t)$ ได้ว่า

$$e_1(t) = V_{sat+} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat-} - V_{sat+}\right) e^{-t/R_3 C} \quad (3.18)$$

ค่าแรงดัน $e_1(t)$ นี้จะมีค่าเพิ่มขึ้นจากค่าลบไปจนมีค่ามากถึง $V_{in+} = V_{sat+} R_1 / (R_1 + R_2)$ จากนั้นเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันจะมีการเปลี่ยนสถานะจาก V_{sat+} เป็น V_{sat-} ซึ่งจะเป็นการเริ่มต้นของช่วงที่③ แรงดันที่ขา V_{in+} จะมีค่าดังนี้

$$V_{in+} = V_{sat-} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.19)$$

และตัวเก็บประจุ C จะคายประจุผ่านทาง R_3 ที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ และค่าความต้านทานที่เอาต์พุตของออปแอมป์ ซึ่งในทางอุดมคติแล้วค่าความต้านทานที่เอาต์พุตของออปแอมป์จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะลดลงในรูปแบบฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลจนมีค่าเป็นลบ แรงดันที่ขา V_{in-} จะอยู่ในรูปสมการดังนี้

$$e_2(t) = V_{sat-} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat+} - V_{sat-}\right) e^{-t/R_3 C} \quad (3.20)$$

ซึ่งค่าแรงดันนี้จะลดลง จนกระทั่งมีค่าเป็นลบ เมื่อค่าถึงระดับแรงดัน $V_{in-} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat-}$ แรงดันที่ขา V_{in-} มีค่าน้อยกว่าขา V_{in+} ทำให้เอาต์พุตกลับมายู่ที่ระดับแรงดันด้านบวกอีกครั้งหนึ่ง และตัวเก็บประจุ

จะเริ่มทำการคายประจุ โดยมีค่าแรงดันเป็นไปตามสมการ (3.18) อีกครั้ง ซึ่งก็จะหมุนเวียนลักษณะเช่นนี้ ทำให้ได้แรงดันที่ขาเอาต์พุตของออปแอมป์มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมต่อเนื่อง และสามารถคำนวณหาค่าคาบเวลาของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมได้ โดยจากรูปที่ 3.11 พบว่าช่วงเวลาครึ่งคาบหาได้จากช่วงเวลาศูนย์ถึง t_1 และที่เวลา t_1 ขา V_{in-} จะมีค่าแรงดัน $\frac{R_1 V_{sat+}}{R_1 + R_2}$ ดังนั้นจากสมการ (3.18) หาค่าคาบเวลาได้ว่า

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat+} = V_{sat+} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat-} - V_{sat+} \right) e^{-T/2R_3C} \quad (3.21)$$

และแรงดัน V_{sat+} มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{in-} จัดรูปสมการ (3.21) ใหม่ได้คือ

$$e^{T/2R_3C} = \frac{V_{sat+} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat-}}{V_{sat-} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat+}} \quad (3.22)$$

ใช้ทฤษฎีลอการิทึมเพื่อแก้สมการ จะได้เป็น

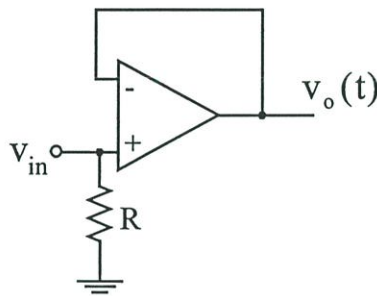
$$\begin{aligned} T &= 2R_3C \ln \left(\frac{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right) \\ &= 2R_3C \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \end{aligned} \quad (3.23)$$

คือคาบเวลาของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์นั่นเอง ซึ่งสามารถนำไปหาค่าความถี่ได้โดยตรง เมื่อพิจารณาสมการ (3.23) พบว่าการปรับค่าความถี่นั้นสามารถทำได้จากการปรับค่าคงที่ทางเวลา R_3C ได้ ซึ่งโดยทั่วไปนิยมปรับที่ค่า R_3 โดยใช้เป็นตัวต้านทานที่ปรับค่าได้

การวิเคราะห์วงจรที่แสดงไปนี้ เป็นสัญญาณที่ได้จากออปแอมป์ในทางอุดมคติ ในทางปฏิบัติแล้วจะเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเกิดขึ้น ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

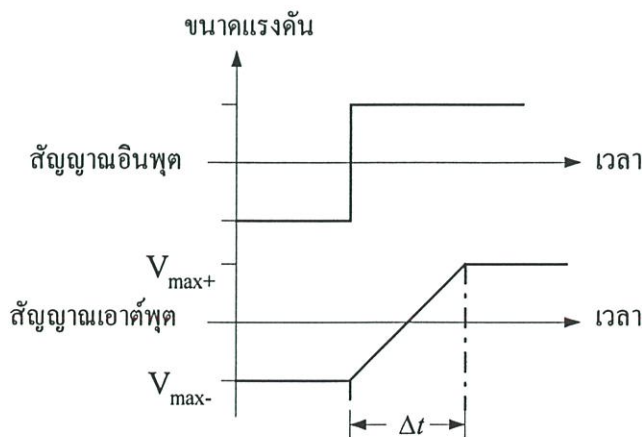
3.5 อัตราสลัว

จากหัวข้อ 3.4 ที่ผ่านมา เอาต์พุตที่ได้จากอุปกรณ์ออปแอมป์ จะเปลี่ยนสถานะระหว่างแรงดันอิมพัลส์ด้านบวกและแรงดันอิมพัลส์ด้านลบได้อย่างทันทีทันใด แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะเกิดปรากฏการณ์ที่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนในรูปแบบที่เรียกว่าความผิดเพี้ยนไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีค่ามาก ๆ ซึ่งสามารถวัดค่าคุณสมบัตินี้ได้ออกมาในรูปแบบของอัตราสลัว (slew rate) [29] โดยอัตราสลัวนี้คือความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของแรงดันเอาต์พุต ที่ตอบสนองต่อแรงดันอินพุตที่มีลักษณะแบบขั้นบันได (step input voltage) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของผลตอบสนองทางความถี่ของออปแอมป์ สามารถวัดค่านี้ได้โดยนำออปแอมป์มาต่อในลักษณะวงจรไม่กลับขั้วสัญญาณ (non-inverting circuit) และให้มีค่าอัตราขยายเป็นหนึ่ง (unity gain) ซึ่งจะได้ผลตอบสนองของออปแอมป์ในช่วงความถี่ที่กว้างได้มากที่สุด แสดงวิธีการต่อวงจรได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 รูปแบบการต่อวงจรออปแอมป์ เพื่อใช้วัดค่าอัตราสลัว

จากนั้นทำการป้อนสัญญาณแบบขั้นบันไดเป็นอินพุตให้กับออปแอมป์ โดยลักษณะของเอาต์พุตที่ได้จะมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.13

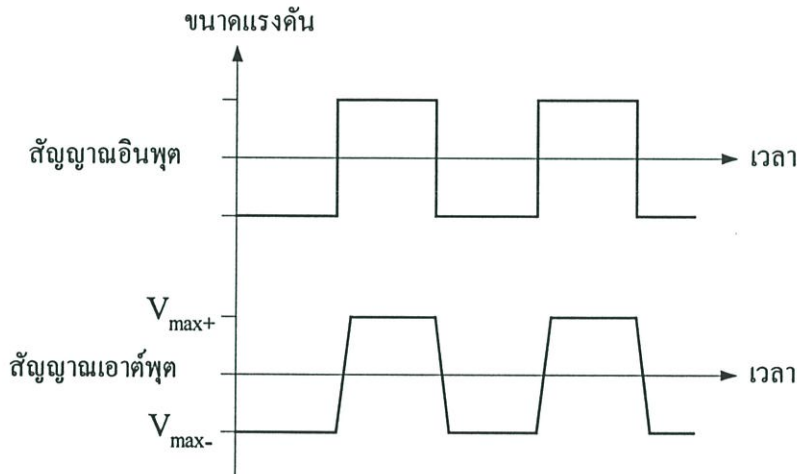


รูปที่ 3.13 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เนื่องจากอัตราสลัว

ค่า Δt ในรูปแสดงถึงช่วงเวลาที่เขาต์ฟุตใช้ในการเปลี่ยนสถานะจากระดับแรงดันต่ำสุด ไปสู่ระดับแรงดันสูงสุด โดยค่าอัตราส่วสามารถเขียนในรูปสมการได้ดังนี้

$$\text{อัตราส่ว} = \frac{V_{\max+} - V_{\max-}}{\Delta t} \quad (3.24)$$

เมื่อ $V_{\max+}$ และ $V_{\max-}$ แทนระดับแรงดันสูงสุดและต่ำสุดที่เปลี่ยนสถานะในช่วงเวลา Δt โดยหน่วยของอัตราส่วจะมีค่าเป็น โวลต์ต่อไมโครวินาที ($V/\mu s$) และเมื่อเกิดมีการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมแบบมีคาบ รูปของสัญญาณเอาต์พุตจะมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เมื่อเกิดอัตราส่ว

ซึ่งอัตราส่วนี้จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์มีความผิดเพี้ยนไป ค่าความผิดพลาดนี้จะมีค่ามากขึ้นเมื่อเอาต์พุตของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์มีค่าแรงดันมาก ๆ หรือมีค่าความถี่สูง ซึ่งสามารถป้องกันได้ โดยเลือกใช้อุปกรณ์ที่มีค่าอัตราส่วสูงมาก ๆ

3.6 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 3 ได้แสดงทฤษฎีและหลักการที่จะนำไปใช้ในการออกแบบวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ เริ่มต้นด้วยแสดงการทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เพื่อจะเป็นพื้นฐานไปสู่ความเข้าใจการทำงานของวงจรชmittริกเกอร์ให้ดียิ่งขึ้น จากนั้นจะนำวงจรชmittริกเกอร์มาออกแบบเพื่อใช้งานเป็นวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ให้กำเนิดรูปสัญญาณแบบมีคาบได้ แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะมีค่าความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณเกิดขึ้น ซึ่งเกิดจากข้อจำกัดเนื่องจากออปแอมป์แต่ละเบอร์มีผลตอบสนองต่อความถี่และขนาดของแรงดันที่แตกต่างกัน ซึ่งความผิดเพี้ยนนี้จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับว่าเลือกอุปกรณ์ที่มีค่าอัตราส่วได้เหมาะสมเพียงใด

บทที่ 4

ทฤษฎีและหลักการที่ใช้ออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์

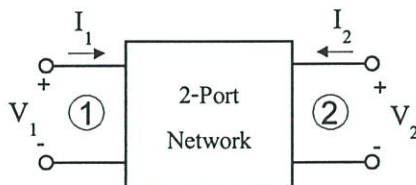
4.1 บทนำ

วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์เป็นวงจรที่สามารถนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์ได้อย่างหลากหลาย ทั้งการนำไปประยุกต์ใช้งานได้ในด้านที่เกี่ยวกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์และการสื่อสารโทรคมนาคม ตัวอย่างเช่น เมื่อนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ จะสามารถสร้างเป็น วงจรที่มีพฤติกรรมเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำขึ้นมาได้ ซึ่งมีประโยชน์อย่างมากในการสร้างวงจรรวม [11,12] ทำให้ไม่จำเป็นต้องสร้างตัวเหนี่ยวนำที่สร้างจากขดลวดจริงขึ้นมาใช้ เพราะตัวเหนี่ยวนำที่ สร้างจากขดลวดจะมีขนาดใหญ่ และก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นมารบกวนการทำงานของอุปกรณ์ ข้างเคียงได้ ทำให้ไม่สะดวกในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม หรืออีกตัวอย่างหนึ่งของการใช้งานก็คือ เราสามารถนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปปรับแต่งค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งซึ่งจะลดค่าความผิดเพี้ยน ที่จะเกิดมีเพิ่มมากขึ้นตามระยะทาง [14] ลงได้

โดยเนื้อหาในบทนี้จะเริ่มต้นอธิบายหลักการทางทฤษฎีของอุปกรณ์สองพอร์ต (two-port network) ของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ทั้งแบบบวกและแบบลบ และแสดงการนำวงจรกลับค่าอิมพี- แคนซ์มากลับค่าอุปกรณ์พาสซีฟที่อยู่ในรูปแบบต่าง ๆ ซึ่งจะเป็นแนวคิดพื้นฐานนำไปสู่การออกแบบ วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอในบทที่ 6 ต่อไป

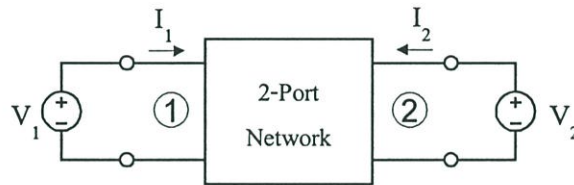
4.2 อุปกรณ์สองพอร์ต

อุปกรณ์สองพอร์ต [5] (two-port network) สามารถนำมาใช้เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ ของกระแสและแรงดันระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรที่อ้างอิงถึงในลักษณะต่าง ๆ ได้ สัญลักษณ์ ของอุปกรณ์สองพอร์ตแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 สัญลักษณ์แทนอุปกรณ์สองพอร์ต

โดยรูปสี่เหลี่ยมในสัญลักษณ์ใช้เสมือนแทนกล่องที่บรรจุชิ้นส่วนทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่เชื่อมต่อกันอยู่ภายในกล่องนั้นทั้งหมด และมีขั้วสัญญาณเชื่อมต่อออกมาสองคู่สายหรือที่เรียกกันว่าสองพอร์ต (4 ขั้ว) โดยสองขั้วแรกใช้เป็นพอร์ตอินพุต และสองขั้วที่เหลือเป็นพอร์ตเอาต์พุต มีค่าตัวแปรทางไฟฟ้าประจำพอร์ตอยู่ 4 ค่าคือ V_1 V_2 I_1 และ I_2 ดังแสดงในรูป โดย V_1 และ I_1 แทนค่าแรงดันและกระแสที่พอร์ตอินพุต ส่วน V_2 และ I_2 แทนค่าแรงดันและกระแสที่พอร์ตเอาต์พุตตามลำดับ ซึ่งจะใช้ค่าตัวแปร 2 ค่าเป็นตัวแปรอิสระ (independent variable) และใช้ตัวแปรอีก 2 ค่าเป็นตัวแปรตาม (dependent variable) โดยอุปกรณ์สองพอร์ตนี้มีกลุ่มพารามิเตอร์อยู่ 6 รูปแบบ แต่มีเพียง 4 รูปแบบที่พบกันอยู่เสมอ คือกลุ่มพารามิเตอร์ y (y -parameter) กลุ่มพารามิเตอร์ z (z -parameter) กลุ่มพารามิเตอร์ h (h -parameter) และกลุ่มพารามิเตอร์ g (g -parameter) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะได้นำวงจรสองพอร์ตไปใช้เพื่อแสดงคุณลักษณะของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบลอยตัว ที่มีค่าแรงดันเป็นตัวแปรอิสระ และค่ากระแสเป็นตัวแปรตาม ซึ่งจะสอดคล้องกับการใช้วงจรสองพอร์ตในรูปแบบกลุ่มพารามิเตอร์ y จึงขออธิบายเฉพาะเรื่องเกี่ยวกับการหาค่ากลุ่มพารามิเตอร์ y ของวงจรสองพอร์ตไว้เพียงเท่านั้น ดังนี้



รูปที่ 4.2 อุปกรณ์สองพอร์ตแบบกลุ่มพารามิเตอร์ y (y -parameter)

วงจรสองพอร์ตแบบกลุ่มพารามิเตอร์ y มีทิศทางกระแสและแรงดันของค่าตัวแปร V_1 V_2 I_1 และ I_2 แสดงได้ดังรูปที่ 4.2 โดยใช้ V_1 และ V_2 เป็นค่าตัวแปรอิสระ I_1 และ I_2 เป็นค่าตัวแปรตาม ทำให้เขียนความสัมพันธ์ในรูปสมการของวงจรสองพอร์ตนี้ได้ว่า

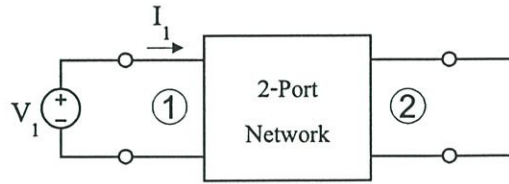
$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \quad (4.1)$$

และ

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \quad (4.2)$$

จากรูปสมการจะเห็นได้ว่าค่า y_{11} y_{12} y_{21} และ y_{22} เป็นค่าแอดมิตแตนซ์จึงเรียกว่าเป็นกลุ่มพารามิเตอร์ y ซึ่งจะหาค่าได้จากความสัมพันธ์ระหว่างสมการ (4.1) สมการ (4.2) และรูปที่ 4.2 ดังนี้

สมการ (4.1) สามารถนำมาใช้กำหนดหาค่า y_{11} ได้ว่าเป็นค่าแอดมิตแตนซ์ด้านอินพุตขณะถูกลัดวงจร (input short circuit admittance) ที่พอร์ตสอง ซึ่งจะทำให้แรงดัน V_2 มีค่าเป็นศูนย์ รูปวงจรที่ใช้ในการกำหนดค่า y_{11} จะเป็นดังรูปที่ 4.3

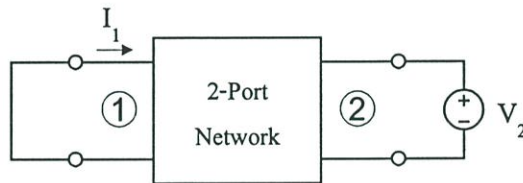


รูปที่ 4.3 รูปแบบการต่อวงจรเพื่อใช้วัดค่าแอดมิตแตนซ์ y_{11}

จากสมการ (4.1) เมื่อกำหนดหาค่า y_{11} จะได้ว่า

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (4.3)$$

การกำหนดค่า y_{12} ซึ่งเป็นคุณสมบัติการผ่านค่าแรงดันจากพอร์ตสองไปเป็นกระแสที่พอร์ตหนึ่ง กล่าวคือค่า y_{12} นี้จะเกิดเป็นส่วนป้อนกลับจากด้านเอาต์พุตมาที่ด้านอินพุต สามารถวัดค่า y_{12} ได้โดยการลัดวงจรที่พอร์ตหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่า V_1 ในสมการ (4.1) เป็นศูนย์ ซึ่งรูปวงจรที่ใช้ในการกำหนดวัดค่าเป็นได้ดังรูปที่ 4.4

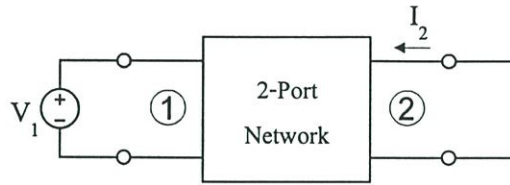


รูปที่ 4.4 รูปแบบการต่อวงจรเพื่อใช้วัดค่าแอดมิตแตนซ์ y_{12}

จากสมการ (4.1) นำมาหาค่า y_{12} ได้คือ

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (4.4)$$

ต่อไปจะเป็นการหาค่าของ y_{21} ซึ่งเป็นคุณสมบัติการผ่านค่าแรงดันจากด้านอินพุตไปเป็นกระแสที่ด้านเอาต์พุต นั่นคือเป็นค่าที่ใช้เพื่อแสดงค่าอัตราขยายของวงจร (forward gain) ได้ สามารถทำได้จากการลัดวงจรที่พอร์ตสอง เพื่อทำให้ค่า V_2 ในสมการ (4.2) เป็นศูนย์ ซึ่งมีรูปแบบวงจรที่ใช้ในการวัดค่าเป็นดังรูปที่ 4.5

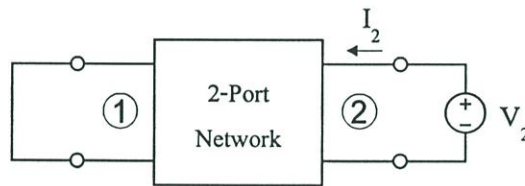


รูปที่ 4.5 รูปแบบการต่อวงจรเพื่อใช้วัดค่าแอดมิตแตนซ์ y_{21}

จากสมการ (4.2) สามารถกำหนดค่าแอดมิตแตนซ์ y_{21} ได้ว่า

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (4.5)$$

ค่าสุดท้ายที่จะต้องกำหนดคือค่าแอดมิตแตนซ์ y_{22} ซึ่งเป็นค่าแอดมิตแตนซ์ด้านเอาต์พุตขณะถูกลัดวงจร (output short circuit admittance) หาได้จากลัดวงจรพอร์ตหนึ่ง เพื่อให้แรงดัน V_1 ในสมการ (4.2) มีค่าเป็นศูนย์ แสดงวงจรที่ใช้ในการวัดค่าได้ดังรูปที่ 4.6

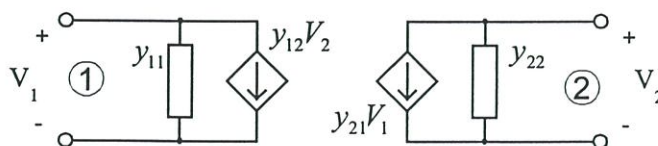


รูปที่ 4.6 รูปแบบการต่อวงจรเพื่อใช้วัดค่าแอดมิตแตนซ์ y_{22}

จากสมการ (4.2) สามารถกำหนดค่า y_{22} ได้คือ

$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (4.6)$$

จากค่าแอดมิตแตนซ์ในกลุ่มพารามิเตอร์ y ทั้งหมดที่กำหนดหาออกมา สามารถนำมาเขียนเป็นรูปวงจรสมมูลย์ (equivalent circuit) ของวงจรสองพอร์ตสำหรับกลุ่มพารามิเตอร์ y ได้ โดยนำคุณลักษณะของแอดมิตแตนซ์ y_{11} y_{12} y_{21} และ y_{22} มาเป็นตัวแสดงลักษณะของวงจรได้ดังในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 วงจรสมมูลย์ของอุปกรณ์สองพอร์ตของกลุ่มพารามิเตอร์ y

คุณสมบัติของวงจรสองพอร์ตนี้สามารถนำไปใช้เพื่ออธิบายคุณสมบัติของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ได้เป็นอย่างดี ซึ่งมีประโยชน์อย่างมากในการนำไปใช้วิเคราะห์และสังเคราะห์วงจร ซึ่งจะนำวงจรสองพอร์ตมาใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ ดังจะกล่าวถึงต่อไป

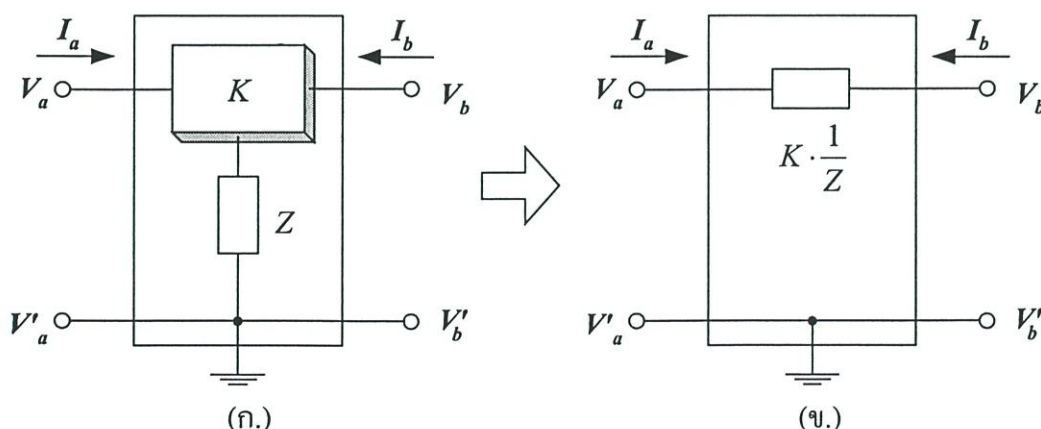
4.3 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์

โดยทั่วไปอิมพีแดนซ์สามารถแบ่งออกได้เป็นชนิดต่าง ๆ ตามลักษณะทิศทางการไหลของกระแสได้เป็นค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวกและชนิดลบ โดยอิมพีแดนซ์ชนิดบวกจะทำให้ค่ากระแสไฟฟ้าจะไหลจากจุดที่มีแรงดันสูงไปยังจุดที่มีแรงดันต่ำ แต่สำหรับอิมพีแดนซ์ชนิดลบจะให้ทิศทางการไหลของกระแสจากจุดที่มีแรงดันต่ำไปยังจุดที่มีแรงดันสูง นอกจากแบ่งชนิดได้ตามทิศทางการไหลของกระแสแล้ว ก็ยังมีวิธีการแบ่งได้ตามลักษณะการเชื่อมต่อตัวอิมพีแดนซ์นั้น ๆ ด้วยว่าเป็นอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัว (floating impedance) หรืออิมพีแดนซ์ชนิดต่อลงกราวด์ (grounded impedance) โดยอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวนั้น ขั้วของตัวอิมพีแดนซ์จะต้องเชื่อมต่อกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ ได้โดยไม่มีขั้วใดที่ถูกต่อลงกับกราวด์ เสมือนว่าตัวอิมพีแดนซ์นั้น ๆ ลอยตัวอยู่นอกกราวด์ แต่สำหรับอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์นั้นจะมีการใช้ขั้วของอิมพีแดนซ์ขั้วหนึ่งต่ออยู่กับกราวด์

วิทยานิพนธ์นี้จะได้นำเสนอวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่สามารถกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ออยู่กับกราวด์ให้เป็นอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวได้ และยังคงแปลงให้เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบได้อีกด้วย เนื้อหาในหัวข้อนี้จะเริ่มด้วยการกล่าวถึงพื้นฐานการทำงานของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

4.3.1 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวก

เนื้อหาในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการนำคุณสมบัติของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวก ไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ออยู่กับกราวด์ ให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ใหม่เป็นอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัว หรืออิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์ได้ ซึ่งมีเนื้อหาดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.8 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ ก) การเชื่อมต่อตัวอิมพีแดนซ์ ข) อิมพีแดนซ์เสมือนที่ได้

วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์จะทำหน้าที่กลับค่าอิมพีแดนซ์ Z ให้กลายเป็น $\frac{1}{Z}$ โดยมีค่า K เป็นอัตราขยายหรืออัตราการแปลงค่าของวงจร ในเรื่องนี้สามารถใช้หลักการของวงจรสองพอร์ตมาช่วยในการอธิบายได้ โดยรูปที่ 4.8 ก. แสดงวงจรสองพอร์ตที่เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ต่ออยู่กับอิมพีแดนซ์ที่ต้องการกลับค่า Z และรูปที่ 4.8 ข. แสดงอิมพีแดนซ์เสมือนที่ได้จากวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์

เพื่อให้วงจรทำงานเป็นวงจรลอยตัวของอิมพีแดนซ์ได้นั้นค่ากระแส I_a จะต้องมีขนาดเท่ากับกระแส I_b แต่มีทิศตรงข้ามกัน ซึ่งก็คือกระแสที่ไหลเข้าวงจรจะมีขนาดเท่ากับกระแสที่ไหลออกจากวงจรนั่นเอง สามารถแสดงคุณลักษณะของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์รูปที่ 4.8 ในรูปแบบกลุ่มพารามิเตอร์ y ได้ดังนี้

$$[Y] = \frac{Z}{K} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

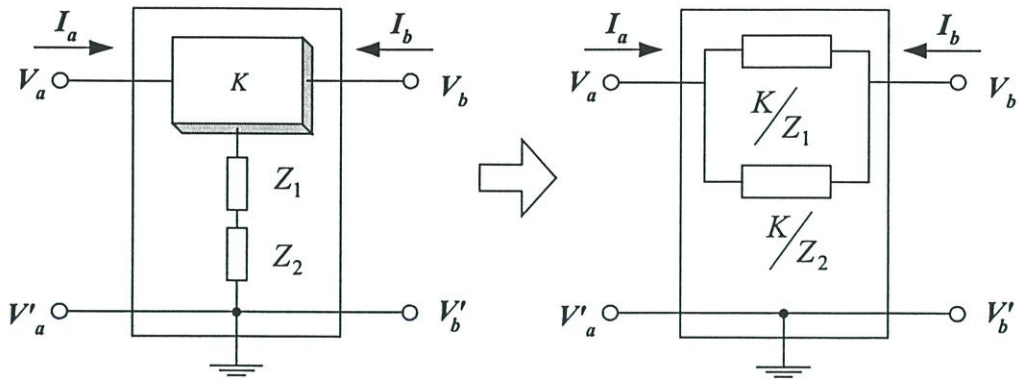
เป็นที่น่าสังเกตว่าเมื่อนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่อกันแบบอนุกรม จะทำให้เกิดอิมพีแดนซ์ใหม่ที่มีคุณสมบัติเป็นการเชื่อมต่อแบบขนาน ยกตัวอย่างเช่นต้องการกลับค่าอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 ที่ต่ออนุกรมกัน เมื่อนำไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ เขียนค่าอิมพีแดนซ์เสมือนในรูปสมการได้ว่า

$$\begin{aligned} Z_{new} &= K \cdot \frac{1}{Z_1 + Z_2} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{K/Z_1} + \frac{1}{K/Z_2}} \end{aligned} \quad (4.8)$$

ซึ่งก็คือเสมือนกับอิมพีแดนซ์ Z_{new} ที่เกิดขึ้นมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ $\frac{K}{Z_1}$ ต่อแบบขนานกับอิมพีแดนซ์ $\frac{K}{Z_2}$ นั่นเอง เมื่อแสดงการเชื่อมต่ออิมพีแดนซ์โดยสัญลักษณ์จะได้ดังแสดงในรูปที่ 4.9 ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์เสมือนที่เกิดจากการเชื่อมต่อแบบขนานตามรูปที่ 4.9 สามารถเขียนแสดงในรูปแบบกลุ่มพารามิเตอร์ y ได้คือ

$$[Y] = \frac{Z_1 + Z_2}{K} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

ในทำนองเดียวกันก็จะเห็นได้ว่าเราสามารถนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่เชื่อมต่อกันแบบขนานให้เสมือนเป็นการเชื่อมต่อแบบอนุกรมได้ ยกตัวอย่างเช่น เมื่อนำไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 ที่ต่อกันแบบขนานดังแสดงในรูปที่ 4.10 ซึ่งหาค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่อแบบขนานได้ดังนี้



รูปที่ 4.9 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่แปลงการเชื่อมต่อแบบอนุกรมให้เสมือนเป็นแบบขนาน

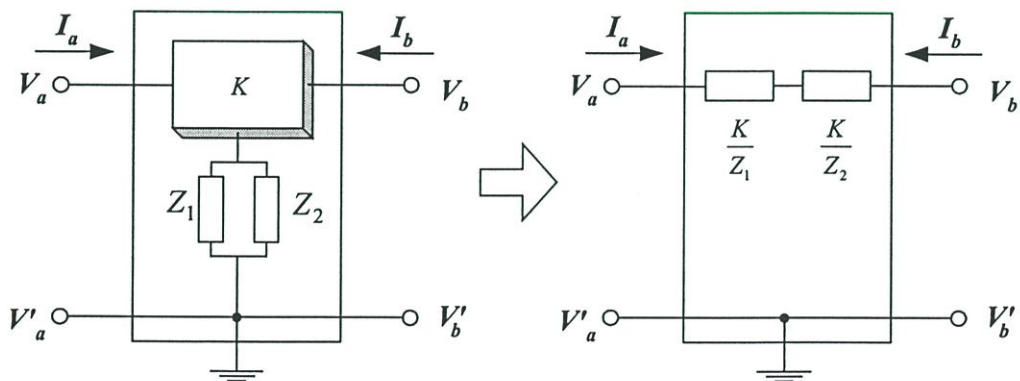
$$Z_{old} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}} \tag{4.10}$$

เมื่อนำอิมพีแดนซ์ที่ได้จากสมการ (4.10) ไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ จะได้อิมพีแดนซ์เสมือนคือ

$$\begin{aligned} Z_{new} &= K \cdot \frac{1}{Z_{old}} \\ &= K \cdot \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) \end{aligned} \tag{4.11}$$

จากสมการที่ได้เสมือนกับอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 ที่ต่อแบบขนานกันนั้น ถูกแปลงเป็นอิมพีแดนซ์ $\frac{K}{Z_1}$

และ $\frac{K}{Z_2}$ ที่เชื่อมต่อกันแบบอนุกรมนั่นเอง แสดงการเชื่อมต่ออิมพีแดนซ์ได้ดังรูปที่ 4.10



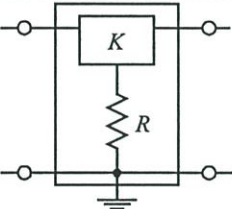
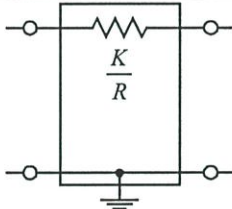
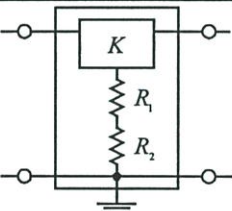
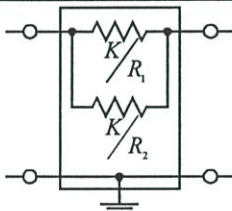
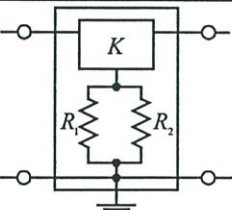
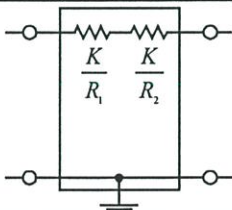
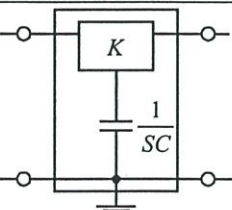
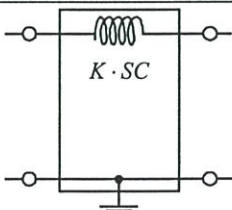
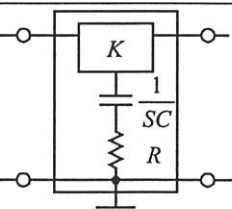
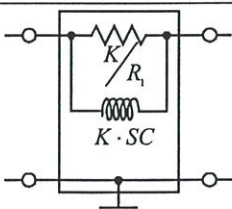
รูปที่ 4.10 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่แปลงการเชื่อมต่อแบบขนานให้เสมือนเป็นแบบอนุกรม

การแสดงค่าอิมพีแดนซ์ที่เสมือนเป็นการเชื่อมต่อแบบอนุกรมดังรูปที่ 4.10 เมื่อเขียนอยู่ในรูปแบบกลุ่มพารามิเตอร์ y จะได้ว่า

$$[Y] = K \cdot \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

จากคุณสมบัติที่กล่าวมาแล้วจะเห็นว่าวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์สามารถแปลงค่าอิมพีแดนซ์ที่เชื่อมต่อแบบอนุกรมให้ปรากฏเสมือนเป็นค่าใหม่ที่อยู่แบบขนาน และในทำนองเดียวกันวงจรก็จะทำการแปลงอิมพีแดนซ์ที่เชื่อมต่อแบบขนานให้เป็นแบบอนุกรมได้ ดังนั้นเมื่อนำวงจรไปใช้กับค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์พาสซีฟ ได้แก่ ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำที่นำมาต่อในลักษณะต่าง ๆ จะได้ค่าอิมพีแดนซ์ใหม่ดังแสดงผลในตารางดังนี้

ตารางที่ 4.1 การเชื่อมต่อวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์เข้ากับอิมพีแดนซ์ในลักษณะต่าง ๆ

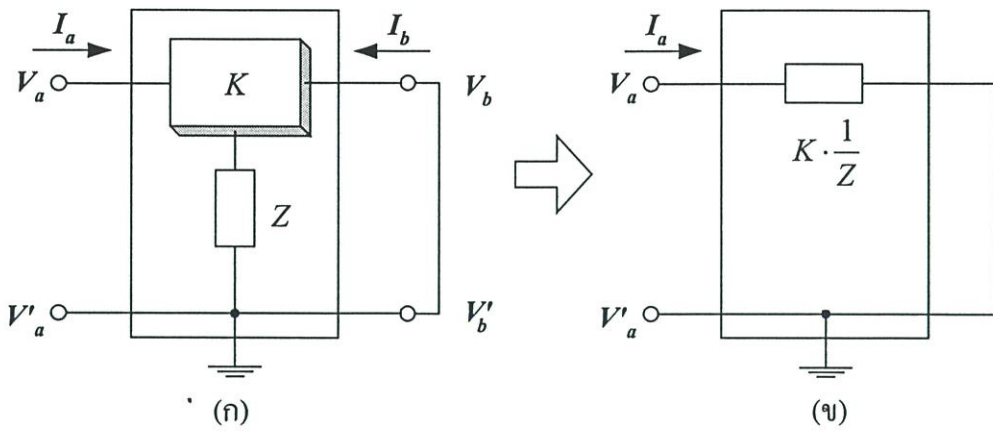
ลักษณะการเชื่อมต่ออิมพีแดนซ์	อิมพีแดนซ์เสมือนที่ได้	คุณลักษณะของวงจร ในรูปแบบพารามิเตอร์กลุ่ม y
		$[Y] = \frac{R}{K} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$
		$[Y] = \frac{R_1 + R_2}{K} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$
		$[Y] = \frac{1}{K} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$
		$[Y] = \frac{1}{K \cdot SC} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$
		$[Y] = \frac{1}{K} \left(R + \frac{1}{SC} \right) \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$

ตารางที่ 4.1 (ต่อ)

ลักษณะการเชื่อมต่ออิมพีแดนซ์	อิมพีแดนซ์เสมือนที่ได้	คุณลักษณะของวงจร ในรูปแบบพารามิเตอร์กลุ่ม y
		$[Y] = \frac{1}{K} \left(\frac{R}{1+RSC} \right) \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$
		$[Y] = \frac{SL}{K} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$
		$[Y] = \frac{R+SL}{K} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$
		$[Y] = \frac{1}{K} \left(\frac{R+SL}{R \cdot SL} \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$

จากตาราง 4.1 แฉวแรกทางด้านซ้ายมือแสดงการนำตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำมาเชื่อมต่อเข้ากับวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ในลักษณะต่าง ๆ ซึ่งสามารถปรับค่าอัตราขยายของวงจรได้ด้วยการปรับค่า K โดยแถวที่สองแสดงค่าอิมพีแดนซ์เสมือนที่ได้จากการกลับค่าอิมพีแดนซ์ของแถวแรก และแถวที่สามแสดงคุณลักษณะของวงจรในรูปแบบพารามิเตอร์กลุ่ม y ของวงจรสองพอร์ต สังเกตได้ว่าเมื่อกลับค่าอิมพีแดนซ์ของค่าตัวเหนี่ยวนำ อิมพีแดนซ์ที่ได้จะเกิดเสมือนเป็นอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุแบบลอยตัว ในทำนองเดียวกันเมื่อกลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ อิมพีแดนซ์ใหม่ที่ได้จะเกิดเสมือนเป็นอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัว ซึ่งมีประโยชน์อย่างมากในงานทางด้านสาขาอิเล็กทรอนิกส์ตามที่ได้เคยกล่าวมาแล้วข้างต้น

นอกจากนี้ จะเห็นได้ว่าวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวนี้ สามารถที่จะนำไปตัดแปลงวงจรให้เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์ได้โดยเชื่อมต่อพอร์ตด้านหนึ่งลงกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 4.11 ซึ่งวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์มีคุณสมบัติและมีการอธิบายวงจรคล้ายกับวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัว

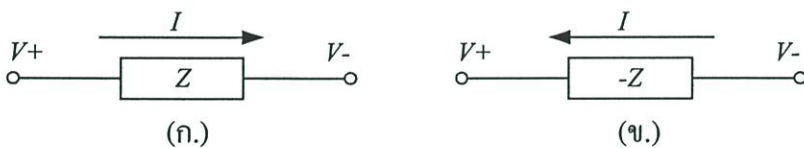


รูปที่ 4.11 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์ ก) การเชื่อมต่อตัวอิมพีแดนซ์ ข) อิมพีแดนซ์เสมือนที่ได้

ตามที่กล่าวมาแล้วเป็นคุณลักษณะของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวกทั้งหมด ซึ่งจะให้อิมพีแดนซ์เป็นค่าบวก นอกจากนี้ยังได้เสนอการทำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ให้อิมพีแดนซ์เป็นลบอีกด้วย ดังแสดงในหัวข้อถัดไป

4.3.2 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบ

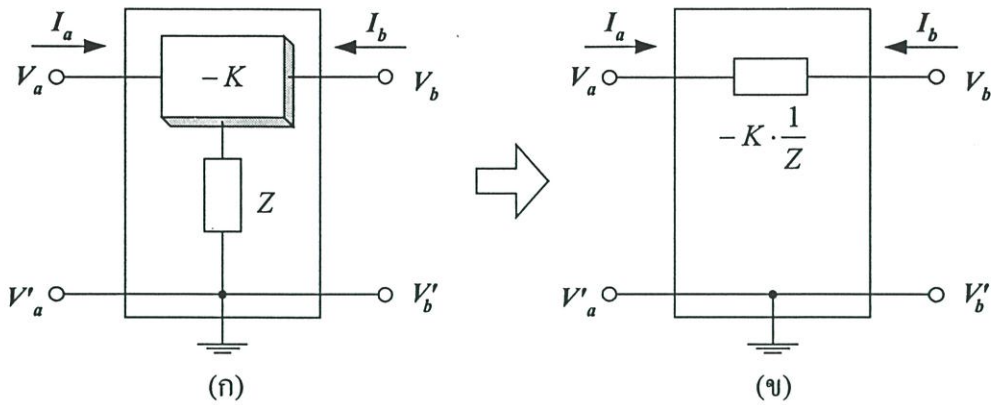
วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบมีลักษณะการทำงานคล้ายวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวก แต่ค่าอิมพีแดนซ์ใหม่ที่ได้จากวงจรจะมีค่าเป็นลบ ซึ่งอิมพีแดนซ์ชนิดลบจะมีข้อแตกต่างจากอิมพีแดนซ์ชนิดบวก คือทิศทางของกระแสที่ไหลผ่านตัวอิมพีแดนซ์ โดยสามารถแสดงทิศทางกระแสที่ไหลผ่านอิมพีแดนซ์ชนิดบวกและชนิดลบได้ดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 ทิศทางกระแสที่ไหลผ่านค่าอิมพีแดนซ์

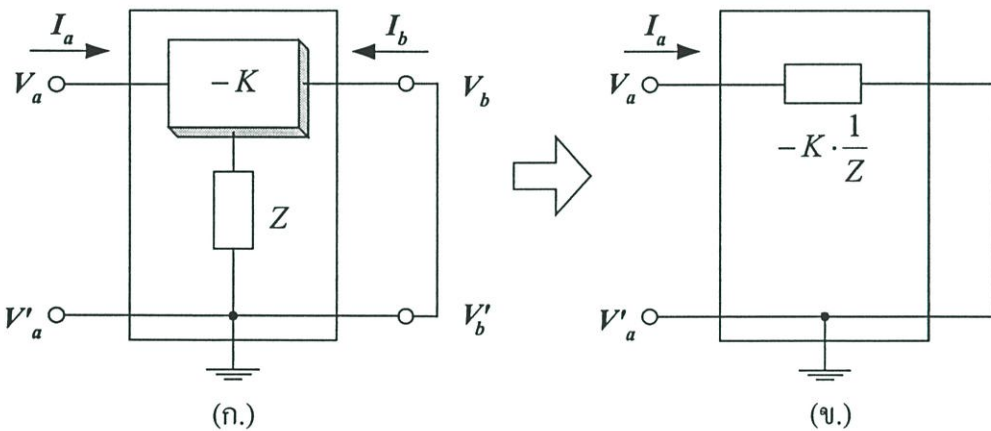
ก) อิมพีแดนซ์ชนิดบวก ข) อิมพีแดนซ์ชนิดลบ

อิมพีแดนซ์ชนิดบวกจะมีทิศทางกระแสไหลผ่านจากขั้วของอิมพีแดนซ์ด้านที่มีแรงดันสูงไปยังขั้วที่มีแรงดันต่ำ สำหรับอิมพีแดนซ์แบบลบจะมีทิศทางกระแสไหลจากขั้วของอิมพีแดนซ์ด้านที่มีแรงดันต่ำไปยังขั้วที่มีแรงดันสูง คือมีทิศทางตรงข้ามกับกระแสที่ไหลผ่านอิมพีแดนซ์ชนิดบวก เพราะฉะนั้นเราสามารถสังเคราะห์วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบได้ โดยทำให้ทิศทางของกระแสนั้นเกิดไหลตรงข้ามกับวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวก ซึ่งก็จะได้ค่าอิมพีแดนซ์ออกมาเป็นค่าลบนั่นเอง โดยสัญลักษณ์ของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบแสดงได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบ ก) การเชื่อมต่อตัวอิมพีแดนซ์ ข) อิมพีแดนซ์เสมือนที่ได้

รูปที่ 4.13 เป็นวงจรสัญลักษณ์แสดงแทนวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบแบบลอยตัว ซึ่งสามารถทำให้เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบแบบลงกราวด์ได้ โดยนำขั้วของวงจรต่อลงกราวด์หนึ่งขั้ว แสดงรูปวงจรได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบแบบลงกราวด์

ก) การเชื่อมต่อตัวอิมพีแดนซ์ ข) อิมพีแดนซ์เสมือนชนิดลบที่ได้

เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบนี้จะมีค่าอิมพีแดนซ์ออกมาเป็นลบ ดังนั้นจึงมักจะนำค่าลบนี้ไปหักล้างกับค่าอิมพีแดนซ์อื่นในระบบ เพื่อปรับแต่งค่าอิมพีแดนซ์ให้เป็นไปตามต้องการได้ ยกตัวอย่างเช่น การนำไปใช้ปรับแต่งค่าอิมพีแดนซ์ในวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบขนานและแบบอนุกรม หรือในระบบสายส่งที่มักจะมีค่าอิมพีแดนซ์แฝงมาในระบบด้วย เราสามารถนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบลบนี้อไปปรับแต่งให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต้องการได้

4.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 4 นี้ได้นำเสนอทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ ซึ่งจะนำไปใช้เป็นพื้นฐานก่อนเข้าสู่หัวข้อการออกแบบวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ในบทที่ 6 ต่อไป ลำดับของเนื้อหาในบทนี้เริ่มต้นจากหลักการของวงจรสองพอร์ต ที่จะนำไปใช้บอกคุณสมบัติของวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ จากนั้นก็ได้อธิบายถึงลักษณะของวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ทั้งชนิดบวกและชนิดลบ ที่สามารถนำไปใช้กับค่าอิมพีแดนซ์แบบลอยตัวและอิมพีแดนซ์แบบลงกราวด์ได้

บทที่ 5

วงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้

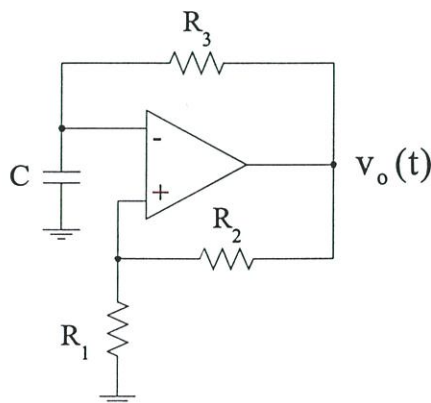
5.1 กล่าวนำ

วงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เป็นวงจระกำเนิดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ที่นำไปเพื่อใช้สำหรับการควบคุมจังหวะการทำงานของวงจระอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ให้ประสานไปพร้อมกันและใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับวงจระเครื่องมือวัด รวมทั้งใช้เป็นสัญญาณควบคุมจังหวะการรับส่งข้อมูลในวงจระการสื่อสาร ซึ่งวงจระต่าง ๆ เหล่านี้ล้วนต้องการผลลัพธ์ในการทำงานที่มีความถูกต้องแม่นยำเป็นอย่างยิ่ง ด้วยเหตุนี้จึงเห็นได้ชัดเจนว่าวงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์นั้นจัดเป็นส่วนสำคัญในการกำหนดความถูกต้องของการทำงานสำหรับวงจระต่าง ๆ ด้วยเหตุดังกล่าวนี้เอาต์พุตที่ได้จากวงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่จะนำไปใช้นั้นจึงควรที่จะต้องมีเสถียรภาพที่สูง เป็นอิสระไม่แปรเปลี่ยนไปตามอิทธิพลของอุณหภูมิที่แวดล้อมให้มากเท่าที่จะเป็นไปได้

วงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แบบใหม่ที่น่าเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ได้รับการปรับปรุงเพื่อให้เกิดการชดเชยผลของอุณหภูมิที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต และยังสามารถปรับค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้สามารถเพิ่มความสะดวกในการนำไปใช้งานจริง โดยรายละเอียดของวงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่น่าเสนอนี้จะประกอบด้วยหลักการออกแบบวงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ได้ทำการปรับปรุง การวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณอันเนื่องมาจากอัตราสุ่ว ผลการเลียนแบบวงจระด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และผลการทดลองจากการต่อวงจระจริงในทางปฏิบัติ

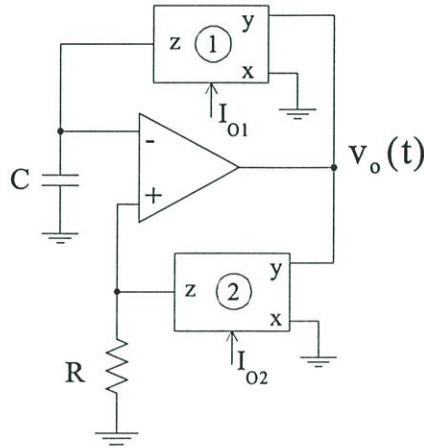
5.2 การออกแบบวงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

โดยทั่วไปสามารถสร้างวงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่มีพื้นฐานจากวงจระชมิทริกเกอร์นั้นจะได้จากการนำวงจระชมิทริกเกอร์มาเพิ่มอุปกรณ์ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังแสดงในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจระอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่มีโครงสร้างพื้นฐานจากวงจระชมิทริกเกอร์

วงจรนี้มีจุดบกพร่องที่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งการประจุค่าตัวเก็บประจุจะให้รูปสัญญาณเป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียล (exponential) ซึ่งอาจจะทำให้การสวิทช์ของวงจรคลาดเคลื่อนได้ง่าย เพื่อแก้ข้อบกพร่องเหล่านี้วิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอการปรับปรุงวงจรโดยการแทนที่ตัวต้านทาน R_2 และ R_3 ด้วยวงจร CCCII ดังแสดงรูปวงจรใหม่ในรูปที่ 5.2 ซึ่งวงจรที่ถูกปรับปรุงนี้จะให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณมีคาบรูปสี่เหลี่ยมและรูปสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 5.3 โดยสามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้



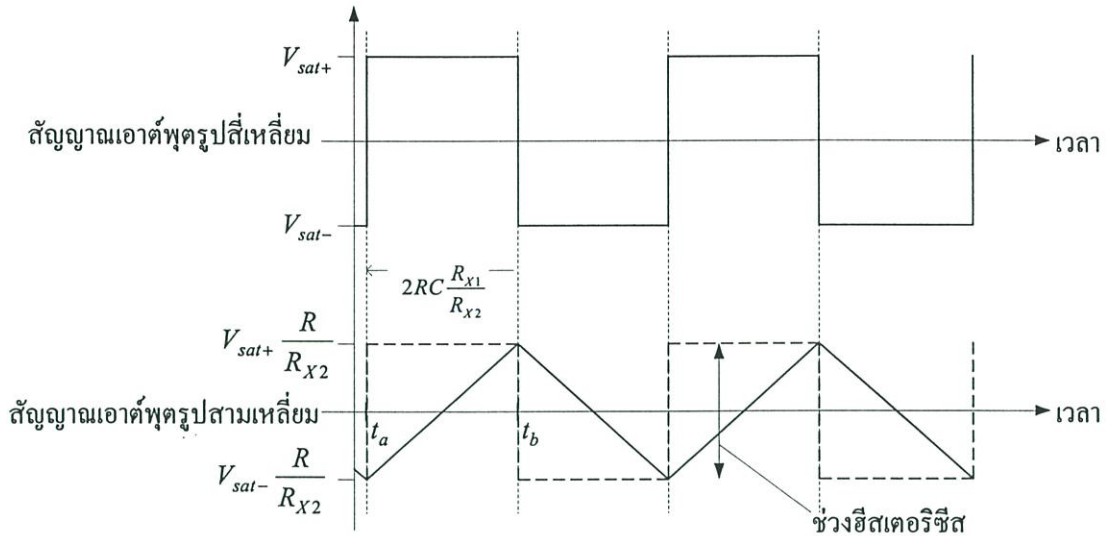
รูปที่ 5.2 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่นำเสนอ

จากรูปแบบการต่อวงจรของออปแอมป์จะทำให้เอาต์พุต V_o เป็นค่าแรงดันอิ่มตัวด้านบวก V_{sat+} เมื่อ $V_{in+} > V_{in-}$ หรือแรงดันอิ่มตัวด้านลบ V_{sat-} เมื่อ $V_{in+} < V_{in-}$ ด้านใดด้านหนึ่ง เพื่อความสะดวกในการคำนวณจะกำหนดให้ค่าแรงดันอิ่มตัวทางด้านบวกและด้านลบนี้มีขนาดเท่ากัน ซึ่งค่าแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์จะเป็นอินพุตเข้าที่พอร์ต Y ของวงจร CCCII ทั้งสองตัว ค่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร CCCII สามารถหาได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่พอร์ตต่าง ๆ ของวงจร CCCII ซึ่งมีลักษณะดังสมการต่อไปนี้

$$V_X = V_Y + I_X R_X \quad (5.1)$$

และเนื่องจากพอร์ต X ของ CCCII ทั้งสองวงจรต่อลงกราวด์ทำให้ค่าแรงดัน V_X มีค่าเป็นศูนย์ และพอร์ต Y ต่ออยู่กับเอาต์พุตของออปแอมป์ดังนั้นแรงดัน V_Y จึงมีค่าเท่ากับค่าแรงดันอิ่มตัว V_o เมื่อแทนค่าแรงดันที่พอร์ต X และ พอร์ต Y ในสมการ (5.1) จะสามารถคำนวณหาค่ากระแสที่พอร์ต X ได้

$$I_X = -\frac{V_o}{R_X} \quad (5.2)$$



รูปที่ 5.3 สัญญาณเอาต์พุตรูปสามเหลี่ยมและรูปสี่เหลี่ยมจากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

จากสมการ (5.2) นี้แสดงว่าค่ากระแสที่ไหลในพอร์ต X ของวงจร CCCII ทั้งสองตัวถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับอัตราส่วนระหว่างแรงดันอินพุตของออปแอมป์ต่อค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจร CCCII โดยเครื่องหมายลบนั้นจะมีความหมายว่าทิศทางของกระแสจะไหลออกจากพอร์ต X และโดยการอาศัยคุณสมบัติของวงจร CCCII ที่มีการสะท้อนกระแสจากพอร์ต X ไปยังพอร์ต Z ทำให้กระแส I_X มีค่าเท่ากับกระแส I_Z และเมื่อพิจารณาเฉพาะวงจร CCCII ตัวที่สองก็จะพบว่าค่ากระแส I_{Z2} ที่พอร์ต Z จะทำให้เกิดค่าแรงดันที่อินพุตขาบวกของออปแอมป์ V_{in+} เขียนในรูปสมการได้ว่า

$$V_{in+} = V_o \cdot \frac{R}{R_{X2}} \quad (5.3)$$

และจากสมการ (5.2) สามารถหาค่ากระแสที่ออกจากพอร์ต Z ของ CCCII ตัวที่หนึ่งได้คือ

$$I_{Z1} = \frac{V_o}{R_{X1}} \quad (5.4)$$

ซึ่งค่ากระแส I_{Z1} นี้จะมีค่าเท่ากับอัตราการประจุของตัวเก็บประจุ C ทำให้ V_{in-} มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จนกระทั่ง $V_{in-} > V_{in+}$ V_o ก็จะลดลงมาเป็น V_{sat-} ซึ่งจะทำให้ V_{in+} ลดลงอย่างทันทีทำให้เกิดเป็นรูปสัญญาณสามเหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 5.3

เนื่องจากมีแรงดันอิมิต์ตัวต้านบวกและต้านลบที่ขนาดเท่ากัน ดังนั้นค่าระดับอ้างอิงบนและระดับอ้างอิงล่างของวงจรมิตทริกเกอร์จะต้องมีขนาดเท่ากันด้วย โดยอาศัยรูปที่ 5.3 ทำให้กำหนดหาช่วงฮิสเทอรีซิสได้เป็น

$$\text{ช่วงฮิสเทอรีซิส} = 2V_{sat} \cdot \frac{R}{R_{X2}} \quad (5.5)$$

จากความสัมพันธ์ของค่ากระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุ กล่าวคือ

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad (5.6)$$

สามารถนำสมการ (5.6) มาจัดรูปสมการใหม่เพื่อคำนวณหาช่วงเวลาในตัวเก็บประจุใช้ในการเก็บประจุหรือคายประจุได้ว่า

$$dt = C \frac{dv}{i} \quad (5.7)$$

อินทิเกรตสมการ (5.7) โดยเงื่อนไข i คงที่ ในช่วงเวลา t_a ถึง t_b ดังแสดงในรูปที่ 5.3 จะได้ว่า

$$\int_{t_a}^{t_b} dt = \int_{V_{sat} - \frac{R}{R_{X2}}}^{V_{sat} + \frac{R}{R_{X2}}} C \frac{dv}{i} \quad (5.8)$$

จัดรูปสมการ (5.8) ใหม่ได้เป็น

$$t_b - t_a = \frac{2CV_{sat}R}{iR_{X2}} \quad (5.9)$$

ทำการแทนค่า i คือค่ากระแส I_{Z1} ตามสมการ (5.4) ลงในสมการ (5.9) จากนั้นจะหาค่าเวลาที่ใช้ในการประจุกระแส t_c ได้คือ

$$\begin{aligned} t_c &= t_b - t_a \\ &= \frac{2CV_{sat}R}{R_{X2}} \cdot \frac{R_{X1}}{V_{sat}} \end{aligned} \quad (5.10)$$

จัดรูปสมการ (5.10) ใหม่ได้ว่า

$$t_c = 2RC \frac{R_{X1}}{R_{X2}} \quad (5.11)$$

ซึ่งนำค่าช่วงเวลาที่ใช้ในการประจุ t_c นี้มาคำนวณหาค่าคาบเวลา T ของสัญญาณเอาต์พุตได้จากผลรวมช่วงเวลากการประจุกับช่วงเวลาในการคายประจุกระแส ซึ่งก็คือค่าเวลา $2t_c$ นั่นเอง หาได้ว่า

$$\begin{aligned} T &= 2t_c \\ &= 4RC \frac{R_{X1}}{R_{X2}} \end{aligned} \quad (5.12)$$

ซึ่งสามารถนำไปสู่การหาค่าความถี่ของสัญญาณ f_o ได้จาก

$$\begin{aligned} f_o &= \frac{1}{T} \\ &= \frac{1}{4RC} \left(\frac{R_{X2}}{R_{X1}} \right) \end{aligned} \quad (5.13)$$

และจากความสัมพันธ์ของความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจร CCCII คือ $R_x = \frac{V_T}{2I_o}$ สามารถแปลงสมการ (5.13) ได้ใหม่ว่า

$$\begin{aligned} f_o &= \frac{1}{4RC} \left(\frac{V_T / 2I_{o2}}{V_T / 2I_{o1}} \right) \\ &= \frac{1}{4RC} \left(\frac{I_{o1}}{I_{o2}} \right) \end{aligned} \quad (5.14)$$

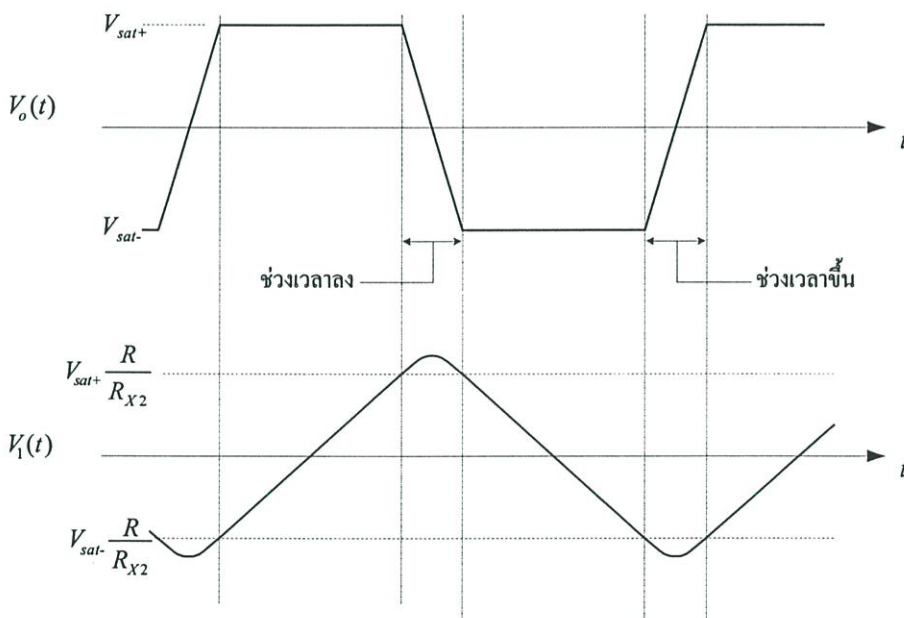
สมการ (5.14) เป็นค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าความถี่ f_o ที่ได้ออกมา นั้น ไม่ขึ้นอยู่กับ V_T ดังนั้นวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์นี้จึงมีเสถียรภาพที่ดีแม้อุณหภูมิจะเปลี่ยนไป และจะพบว่า f_o นี้เป็นฟังก์ชันของค่ากระแสไบอัส I_o ของวงจร CCCII ดังนั้นจึงสามารถใช้ I_o นี้เพื่อปรับค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_{o1} ทำให้ความถี่ของสัญญาณมีการปรับเปลี่ยนได้อย่างเป็นเชิงเส้น และการปรับค่า I_{o2} จะเป็น

การเปลี่ยนแปลงค่าความไวของการปรับค่า f_o ได้ ซึ่งการปรับค่า I_o นี้ สามารถทำการปรับด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งเป็นข้อดีที่ให้ความสะดวกในการประยุกต์ใช้งาน และโครงสร้างของอุปกรณ์ก็ยังสามารถนำไปสร้างในรูปแบบของวงจรรวมได้เป็นอย่างดี

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้ว สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรมีความผิดเพี้ยนไปเล็กน้อยเนื่องจากข้อจำกัดของออปแอมป์ ในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอย่างทันทีทันใด ทำให้ค่าความถี่ที่ได้คลาดเคลื่อนตามไปด้วย ซึ่งแสดงการวิเคราะห์ได้ดังหัวข้อถัดไป

5.3 การวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนเนื่องมาจากอัตราสลับ

ในทางปฏิบัติสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจระะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ จะต้องมีช่วงเวลาในการเปลี่ยนสถานะจากแรงดันอิมพัลส์ด้านลบไปสู่แรงดันอิมพัลส์ด้านบวกที่เรียกว่าช่วงเวลาดำเนิน (rise time) และช่วงเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนสถานะจากแรงดันอิมพัลส์ด้านบวกไปสู่แรงดันอิมพัลส์ด้านลบที่เรียกว่าช่วงเวลาลง (fall time) ซึ่งจะทำให้รูปสัญญาณเป็นคล้ายรูปสี่เหลี่ยมคางหมูดังแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 เอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมและรูปสามเหลี่ยมของวงจระะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ในทางปฏิบัติ

สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมนี้ไม่เป็นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสหรือสี่เหลี่ยมผืนผ้า เนื่องจากต้องมีช่วงเวลาในการเปลี่ยนสถานะของออปแอมป์ ขึ้นอยู่กับว่าอัตราความเร็วที่ออปแอมป์ใช้ในการเปลี่ยนสถานะมีค่าเร็วหรือช้าเพียงใด โดยความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของแรงดันหรือที่เรียกว่าอัตราสลับ (slew rate) หาได้จากอัตราส่วนระหว่างค่าแรงดันที่ใช้ในการเปลี่ยนสถานะต่อค่าเวลาที่ใช่ไป ดังกล่าวมาแล้วในสมการ (3.24)

$$\text{อัตราสจว้ (S_I)} = \frac{V_{\max+} - V_{\max-}}{\Delta t} \quad (3.24)$$

แรงดันจากอัตราสจว้นี้จะเป็ผลทำให้ค่ากระแสที่นำไปประจตุตัวเก็บประจตุผิดเพี้ยนตาม จึงทำให้ค่าแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจตุบริเวณขอดของรูปสามเหลี่ยมจะมีลักษณะโค้งมนคล้ายเส้นโค้งพาราโบลา

ต่อไปนี้จะวิเคราะห์หาคาบเวลาที่ผิดเพี้ยนไปและวิเคราะห์คุณลักษณะการเปลี่ยนแปลงของรูปสัญญาณ และจากช่วงเวลาที่ออปแอมป์ใช้ในการเปลี่ยนสถานะจากแรงดันต่ำสุดไปแรงดันสูงสุดหาได้จากสมการ (3.24) แทนค่า $V_{\max+} - V_{\max-}$ ด้วยช่วงแรงดันในการเปลี่ยนสถานะคือ $2V_{sat}$ และในหนึ่งคาบเวลาจะคำนวณช่วงเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนสถานะสองช่วง คือช่วงเวลาลงหนึ่งช่วง และช่วงเวลาขึ้นอีกหนึ่งช่วง ดังนั้นจะหาช่วงเวลาที่ผิดเพี้ยนไป T_{err} ได้ว่า

$$\begin{aligned} T_{err} &= 2 \cdot \frac{2V_{sat}}{S_I} \\ &= \frac{4V_{sat}}{S_I} \end{aligned} \quad (5.15)$$

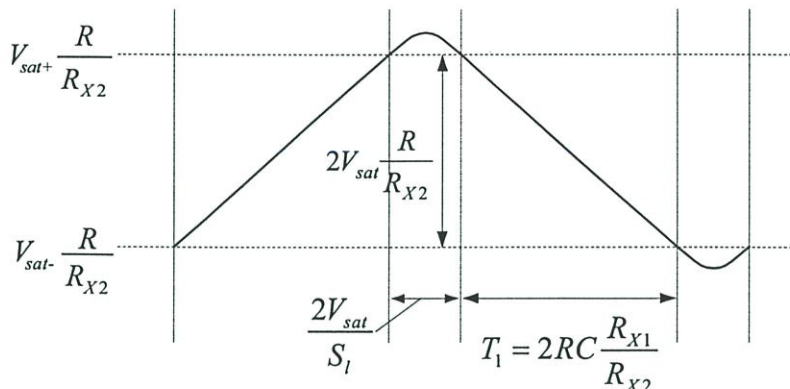
จะเห็นได้ว่าคาบเวลาที่ผิดพลาดไปนั้นจะขึ้นกับอัตราสจว้ S_I กล่าวคือถ้า S_I ยังมีค่าสูงมากเท่าไร ค่าคาบเวลาที่ผิดพลาดก็จะยังมีค่าน้อยลงตรงกันข้าม คาบเวลาทั้งหมดของสัญญาณจะหาได้จากผลรวมของคาบเวลาที่ถูกต้องและคาบเวลาที่ผิดเพี้ยน ซึ่งคาบเวลาที่ถูกต้อง $T_{correct}$ หาได้จากสมการ (5.12) และคาบเวลาที่ผิดเพี้ยน T_{error} หาได้จากสมการ (5.15) ดังนั้นหาค่าคาบเวลาของสัญญาณทั้งหมดที่เกิดความผิดพลาด T_{total} ได้ว่า

$$\begin{aligned} T_{total} &= T_{correct} + T_{error} \\ &= 2RC \frac{R_{X1}}{R_{X2}} + \frac{4V_{sat}}{S_I} \end{aligned} \quad (5.16)$$

จากสมการ (5.16) สามารถนำมาหาค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ว่า

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{T_{total}} \\ &= \frac{R_{X2}S_I}{2RR_{X1}CS_I + 4R_{X2}V_{sat}} \end{aligned} \quad (5.17)$$

ในช่วงที่เกิดการสลับขั้วของเอาต์พุตจากออปแอมป์นี้เอง ที่ทำให้ลักษณะยอดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ได้จากการประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนี้มนลง



รูปที่ 5.5 สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์หาค่าความชัน

ต่อไปจะทำการวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยจะแสดงเฉพาะส่วนยอดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 5.5 โดยจะเริ่มจากการหาค่าความชันของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมโดยหาได้จากอัตราส่วนระหว่างระยะในแนวตั้งต่อระยะในแนวนอน ซึ่งก็คืออัตราส่วนระหว่างค่าระดับแรงดันที่ออปแอมป์ใช้ในการเปลี่ยนสถานะต่อเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนสถานะ หาค่าความชันได้ว่า

$$\begin{aligned} \text{ความชัน} &= \frac{-2V_{sat} \frac{R}{R_{X2}}}{2RC \frac{R_{X1}}{R_{X2}}} \\ &= -\frac{V_{sat}}{R_{X1}C} \end{aligned} \quad (5.18)$$

จากนั้นก็หาค่าแรงดันจุดยอดของพาราโบลาได้ ก่อนอื่นเราต้องพิจารณาว่ากระแสที่ไปประจุตัว C ตามรูปที่ 5.2 นั้นคือค่า I_{Z1} ซึ่งหาได้จาก

$$I_{Z1} = \frac{V_{Y1}}{R_{X1}} \quad (5.19)$$

ถ้าเราสมมติให้เอาต์พุตของออปแอมป์ เริ่มเข้าสู่ช่วงที่มีการสลูว์นั้นคือ $t = 0$ และไปสิ้นสุดที่เวลา $t = \frac{2V_{sat}}{S_I}$ เราจะได้ว่ารูปแบบการเปลี่ยนแปลงของ V_{Y1} หลังจากนั้นคือ

$$V_{Y1} = V_{sat+} - S_I t \quad ; \quad 0 < t < \frac{2V_{sat}}{S_I} \quad (5.20)$$

ดังนั้นเราจะได้

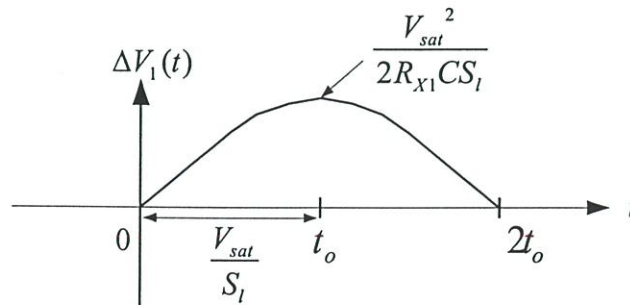
$$I_{Z1} = \frac{1}{R_{X1}} (V_{sat+} - S_I t) \quad (5.21)$$

กระแส I_{Z1} นี้จะไหลไปประจุ C ทำให้เกิดแรงดัน ΔV_1 ที่คร่อม C เปลี่ยนแปลงไปจากค่าเริ่มต้น $V_{sat+} \frac{R}{R_{X1}}$ คือ

$$\begin{aligned} \Delta V_1(t) &= \frac{1}{R_{X1}C} \int_0^t (V_{sat+} - S_I t) dt \\ &= \frac{1}{R_{X1}C} \left(V_{sat+} t - \frac{1}{2} S_I t^2 \right) \end{aligned} \quad (5.22)$$

$\Delta V_1(t)$ จะมีลักษณะคล้ายพาราโบลาคว่ำ ดังแสดงในรูป 5.6 ค่าการเปลี่ยนแปลงนี้จะเกิดมีค่าสูงสุดที่เวลา $t_o = \frac{V_{sat+}}{S_I}$ และที่ค่านี้ $\Delta V_1(t)$ จะมีค่า

$$\Delta V_1(t)|_{\max} = \frac{V_{sat+}^2}{2R_{X1}CS_I} \quad (5.23)$$

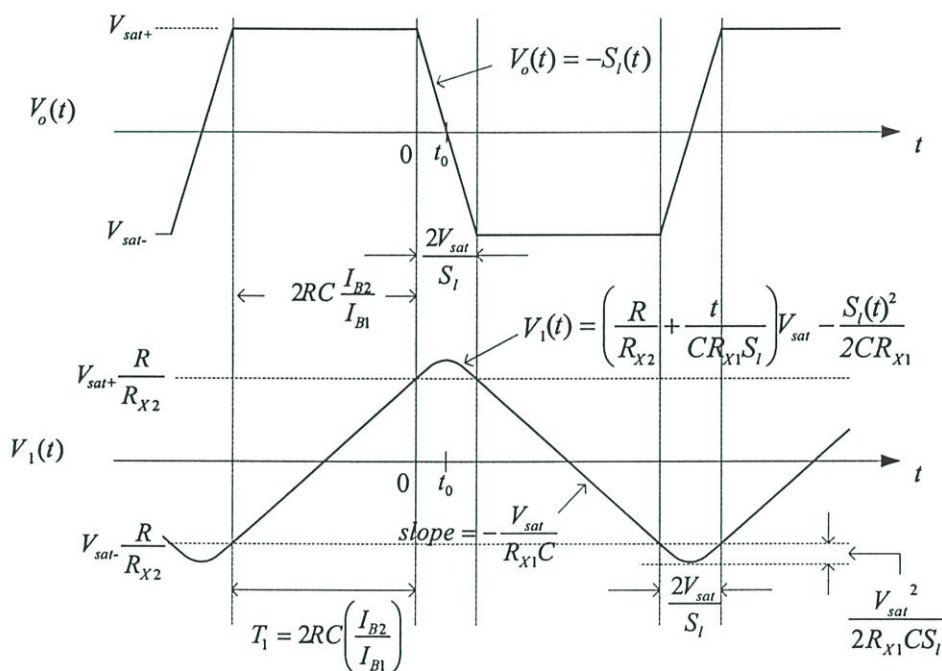


รูปที่ 5.6 ส่วนยอดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมในช่วงที่ออปแอมป์เกิดการสลูว์

ลักษณะสมการของเอาต์พุต $V_1(t)$ เมื่อ $0 < t < \frac{2V_{sat}}{S_i}$ จะเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned}
 V_1(t) &= V_{sat} \frac{R}{R_{X2}} + \Delta V_1 \\
 &= \left(\frac{R}{R_{X2}} + \frac{t}{R_{X1}C} \right) V_{sat} - \frac{S_i t^2}{2R_{X1}C} \tag{5.24}
 \end{aligned}$$

เมื่อพิจารณาเช่นนี้เป็นช่วง ๆ เรื่อย ๆ ไปจะได้รูปของสัญญาณเอาต์พุต $V_o(t)$ และ $V_1(t)$ สัมพันธ์กันดังแสดงในรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 ค่าความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจากอัตราสแควร์

จากการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าเมื่อเกิดอัตราสแควร์ รูปสัญญาณและค่าความถี่ของสัญญาณจะมีความผิดเพี้ยนไป ซึ่งสามารถลดผลของปัญหาดังกล่าวได้โดยเลือกใช้อุปกรณ์ที่มีอัตราสแควร์สูงมาก ๆ

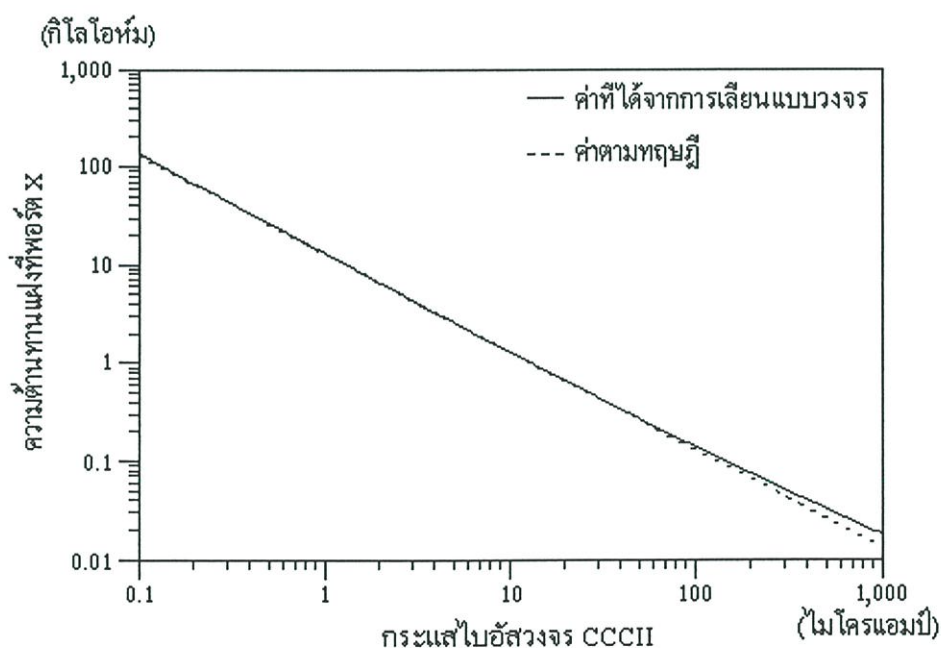
5.4 ผลการทดลอง

เพื่อแสดงให้เห็นว่าหลักการและทฤษฎีที่นำมาใช้ออกแบบวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบเรเตอร์ที่นำเสนอมีความถูกต้องและสามารถใช้งานได้จริง จึงได้ทำการทดสอบวงจรทั้งด้วยวิธีการเขียนแบบ

การทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และทั้งทำการทดสอบด้วยการทดลองประกอบวงจรขึ้นจริง มีรายละเอียดดังนี้

5.4.1 การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

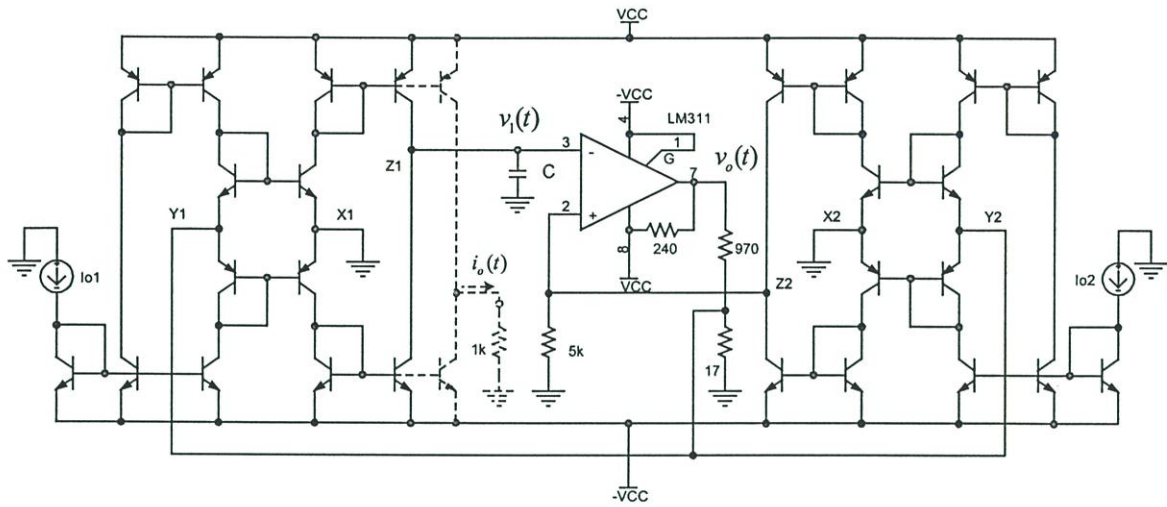
เนื่องจากวงจรอะสเตเบิลิลต์ติไวเบรเตอร์ที่นำเสนอนี้ ได้นำคุณสมบัติความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจร CCCII มาใช้งาน สามารถแสดงคุณลักษณะของค่าความต้านทานแฝงนี้ได้โดยป้อนแรงดันไฟตรงขนาด 10 มิลลิโวลต์ เป็นอินพุตที่พอร์ต X ขณะที่พอร์ต Y นั้นต่อลงกราวด์ และป้อนกระแสไบอัสวงจรที่มีค่าตั้งแต่ 0.1 ไมโครแอมป์ ถึง 1000 ไมโครแอมป์ จะได้ค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ที่ค่ากระแสไบอัสต่าง ๆ ซึ่งคำนวณหาได้จากอัตราส่วนของค่าแรงดันที่พอร์ต X กับค่ากระแสที่พอร์ต X ผลการเลียนแบบแสดงได้ดังรูปที่ 5.8 โดยที่ค่าความต้านทานแฝงที่ได้จากกระแสไบอัสตั้งแต่ 0.1 ไมโครแอมป์ ถึง 150 ไมโครแอมป์ จะสอดคล้องกับค่าทฤษฎีเป็นอย่างดี ส่วนความต้านทานแฝงที่ได้จากกระแสไบอัสที่มากกว่า 150 ไมโครแอมป์ จะเริ่มมีความผิดพลาดเพิ่มขึ้น [23] ดังนั้นค่ากระแสไบอัสที่นำมาใช้ในการทดสอบการทำงานของวงจรในวิทยานิพนธ์นี้ จะมีค่าไม่เกิน 200 ไมโครแอมป์



รูปที่ 5.8 ค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจร CCCII เมื่อเปลี่ยนกระแสไบอัสเป็นค่าต่าง ๆ

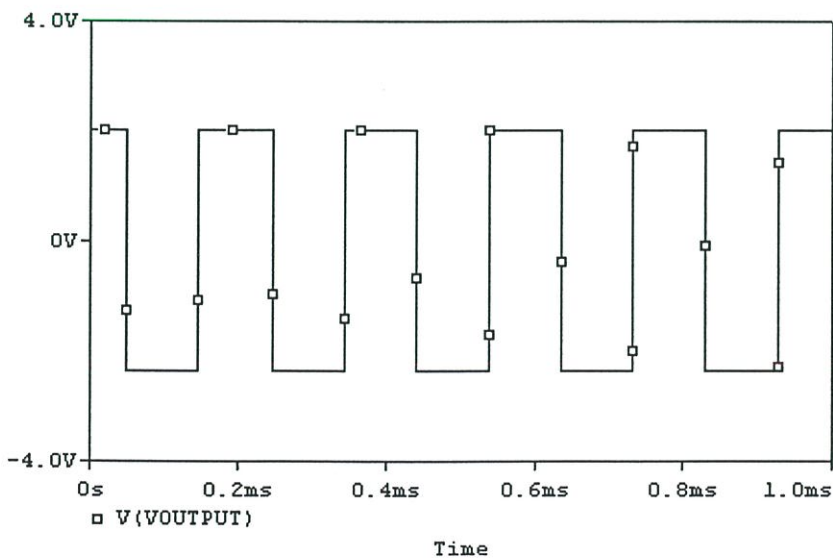
เริ่มต้นแสดงการเลียนแบบการทำงานของวงจรอะสเตเบิลิลต์ติไวเบรเตอร์ที่นำเสนอด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยโครงสร้างของวงจรที่นำมาเลียนแบบประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ชนิด N-P-N เบอร์ NR100 และชนิด P-N-P เบอร์ PR100 ซึ่งมีรายละเอียดค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ตามภาคผนวก ก. ต่อร่วมกับออปแอมป์เบอร์ LM311 ใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจรขนาด ± 2.5 โวลต์ ใช้ค่าความต้านทาน R

5 กิโลโอม์ และตัวเก็บประจุ C ค่า 10 นาโนฟารัด ค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII ตัวที่หนึ่ง I_{o1} และค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII ตัวที่สอง I_{o2} มีค่า 100 ไมโครแอมป์ มีรายละเอียดของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 5.9



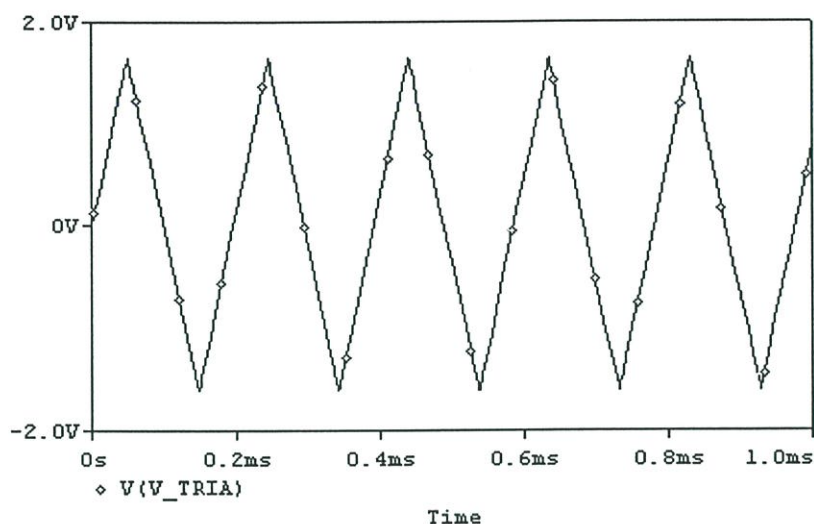
รูปที่ 5.9 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ใช้เลียนแบบการทำงานของวงจร

เนื่องจากเอาต์พุตของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ได้ มีค่าประมาณเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรคือ ± 2.5 โวลต์ ซึ่งเมื่อนำไปป้อนให้กับพอร์ต Y ของ CCCII ทันทีจะทำให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นของค่าความต้านทานแฝงของวงจร CCCII ดังนั้นจึงได้นำตัวต้านทานมาต่อเพื่อแบ่งแรงดัน เพื่อลดขนาดของสัญญาณก่อนที่จะเข้าพอร์ต Y ให้มีค่าน้อยกว่าค่าแรงดันเชิงอนุกรมตามที่ได้นำเสนอในหัวข้อ 2.5.2 ซึ่งทำให้ค่าความถี่ที่ได้จากวงจรสามารถปรับได้อย่างเป็นเชิงเส้น จากนั้นได้วัดค่าสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจากเอาต์พุตของออปแอมป์ ซึ่งก็คือสัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 5.10



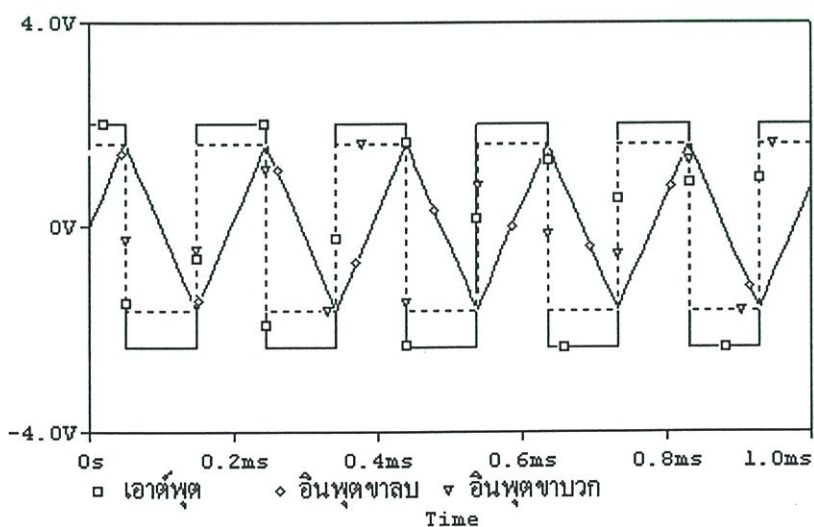
รูปที่ 5.10 สัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

และแสดงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ได้จากแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ ซึ่งก็คือสัญญาณเอาต์พุตรูปสามเหลี่ยมที่ได้จากวงจรอะอสเตเบิลิลิตีไวเบรเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 5.11 ซึ่งจะเห็นว่ารูปสัญญาณที่ได้ตามรูปที่ 5.10 และ 5.11 นั้นสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎีที่กล่าวถึงไว้แล้วอย่างถูกต้อง



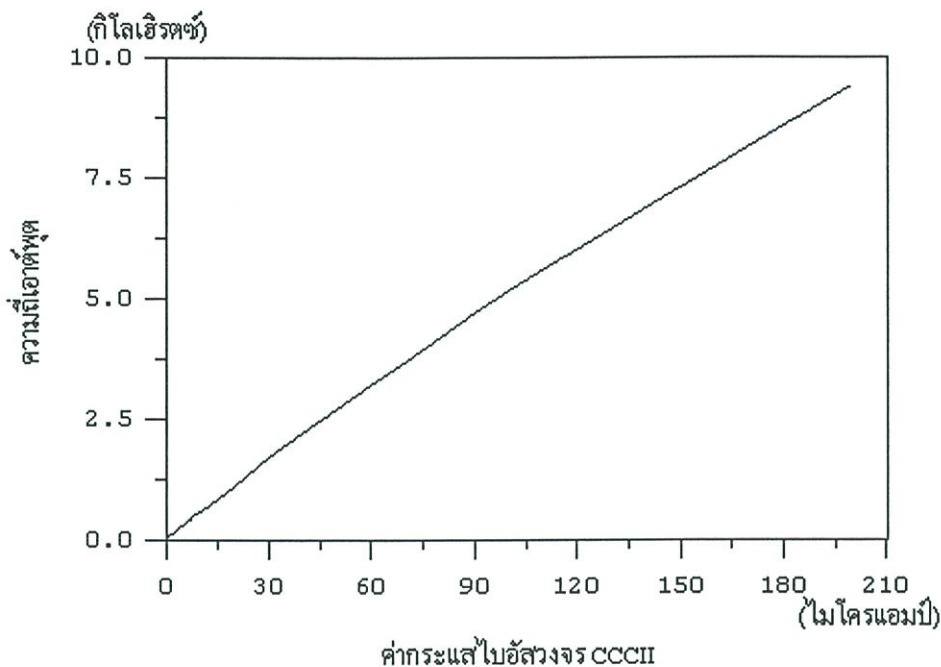
รูปที่ 5.11 สัญญาณเอาต์พุตรูปสามเหลี่ยมที่ได้จากวงจรอะอสเตเบิลิลิตีไวเบรเตอร์

ต่อมาได้ทำการวัดรูปสัญญาณอินพุตของออปแอมป์ที่นำมาเปรียบเทียบค่าแรงดัน และเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากออปแอมป์ ตัวอย่างหนึ่งของผลการเลียนแบบที่ได้นั้นมีดังแสดงในรูปที่ 5.12 โดยสัญญาณรูปสามเหลี่ยมคือระดับแรงดันที่อินพุตขาลบของออปแอมป์ สัญญาณเส้นประรูปสี่เหลี่ยมคือระดับแรงดันที่ขาอินพุตขาบวกของออปแอมป์ และสัญญาณเส้นทึบรูปสี่เหลี่ยมคือเอาต์พุตที่ได้จากออปแอมป์



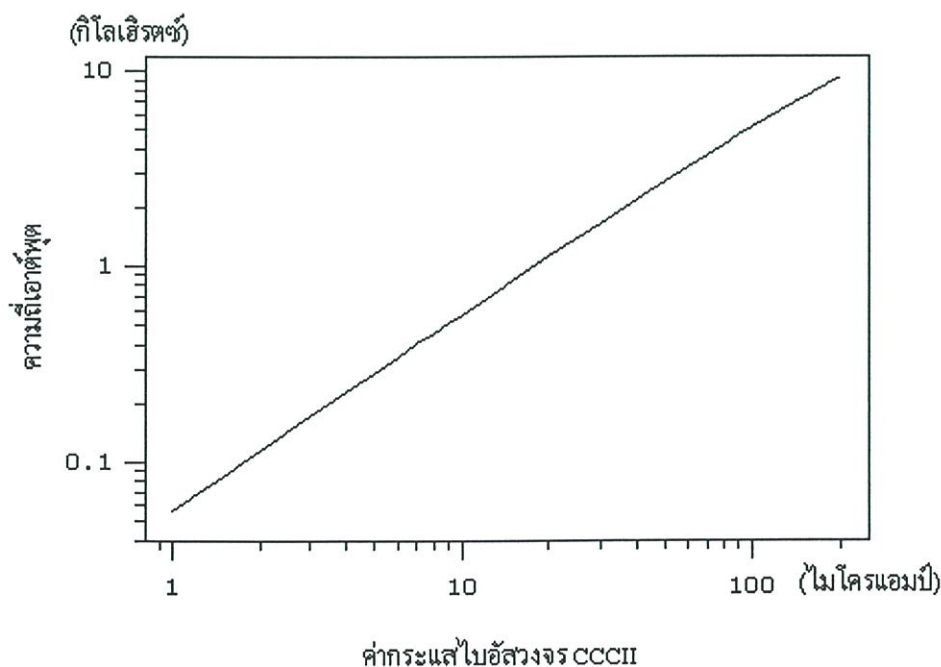
รูปที่ 5.12 สัญญาณที่ขาอินพุตของออปแอมป์ และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรอะอสเตเบิลิลิตีไวเบรเตอร์

จากนั้นได้ทดลองทำการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของวงจร โดยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII ตัวที่หนึ่งให้มีค่าตั้งแต่ 1 ไมโครแอมป์ จนถึง 200 ไมโครแอมป์ ผลการทดลองถึงค่าความถี่ที่กระแสไบอัสต่าง ๆ มีดังแสดงในรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII กับค่าความถี่เอาต์พุต

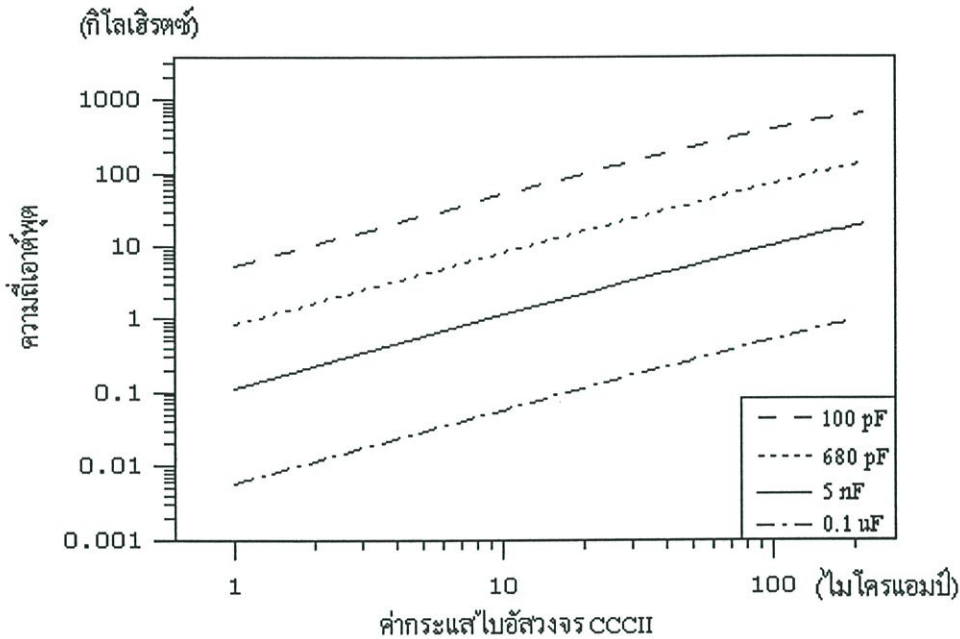
จากนั้นได้ทำการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสวงจรเพื่อนำมาเขียนกราฟในรูปแบบการเปลี่ยนแปลงแบบลอการิทึม ซึ่งได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัส กับความถี่เอาต์พุตดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัสกับค่าความถี่เอาต์พุต บนสเกลเชิงลอการิทึม

จากรูปที่ 5.13 และรูปที่ 5.14 ผลการเขียนแบบแสดงให้เห็นว่าเมื่อปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของวงจรถ้าความถี่เอาต์พุตจะมีความเป็นเชิงเส้นตามค่ากระแสไบอัสของวงจรในช่วงที่กว้าง โดยแสดงให้เห็นผลการเขียนแบบทั้งในสเกลเชิงเส้น และสเกลเชิงลอการิทึม

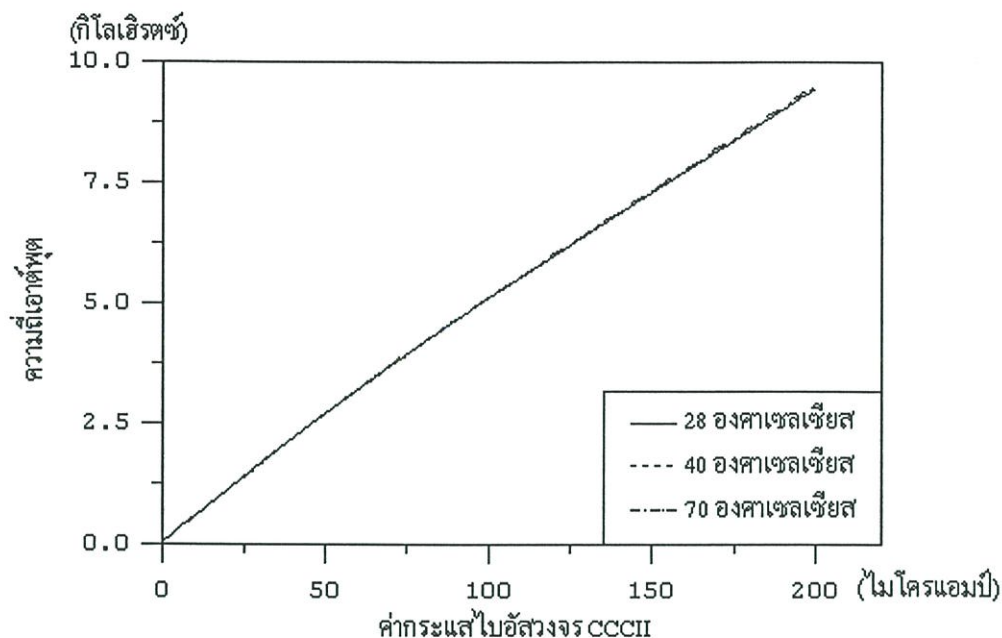
การเขียนแบบต่อไปจะแสดงให้เห็นว่าวงจรทำงานได้ที่ช่วงความถี่กว้าง โดยวัดความถี่เอาต์พุตของวงจรโดยใช้ตัวเก็บประจุค่าต่าง ๆ กัน คือค่า 100 พิโคฟารัด 680 พิโคฟารัด 5 นาโนฟารัด และ 100 นาโนฟารัด และทำการบันทึกค่าความถี่เอาต์พุตที่ได้ดังรูปที่ 5.15



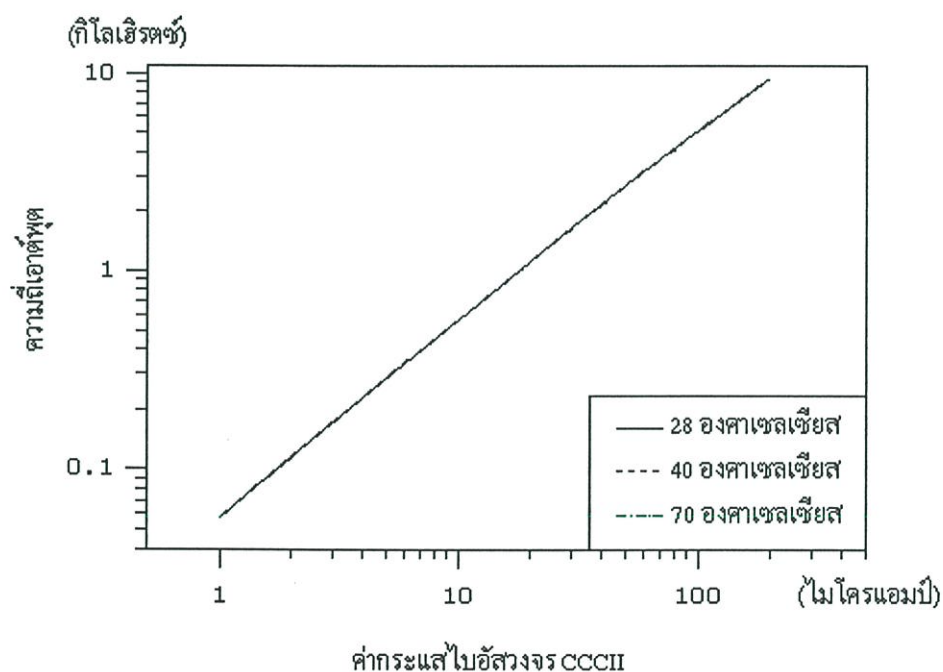
รูปที่ 5.15 ค่าความถี่เอาต์พุตของวงจร เมื่อใช้ค่าตัวเก็บประจุ 100 พิโคฟารัด 680 พิโคฟารัด 5 นาโนฟารัด และ 0.1 ไมโครฟารัด

ผลการเขียนแบบจากรูปที่ 5.15 แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้ในช่วงความถี่ที่กว้าง ประมาณ 5 เฮิรตซ์ จนถึง 675 กิโลเฮิรตซ์ แต่อย่างไรก็ตามย่านความถี่ในการใช้งาน ขึ้นอยู่กับอัตราสลับของออปแอมป์ ถ้าต้องการใช้งานที่ความถี่สูงขึ้น สามารถทำได้โดยเลือกอุปกรณ์ออปแอมป์ที่มีอัตราสลับที่มากขึ้น

และเพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิ จึงเขียนแบบการทำงานของวงจรมุมที่สภาพแวดล้อมของวงจรมีอุณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส อุณหภูมิ 40 องศาเซลเซียส และอุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส ทำการวัดค่าความถี่ที่ได้และบันทึกผลทั้งในรูปแบบสเกลเชิงเส้น และสเกลเชิงลอการิทึม ดังนี้

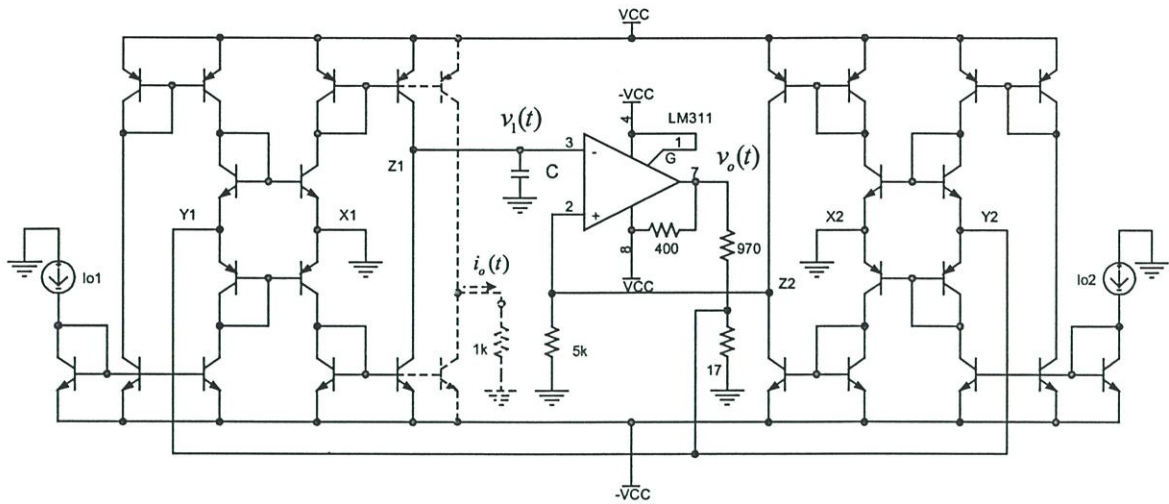


รูปที่ 5.16 ค่าความถี่เอาต์พุตที่อุณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส 40 องศาเซลเซียส และ 70 องศาเซลเซียส



รูปที่ 5.17 ค่าความถี่เอาต์พุตที่อุณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส 40 องศาเซลเซียส และ 70 องศาเซลเซียส บนสเกลเชิงลอการิทึม

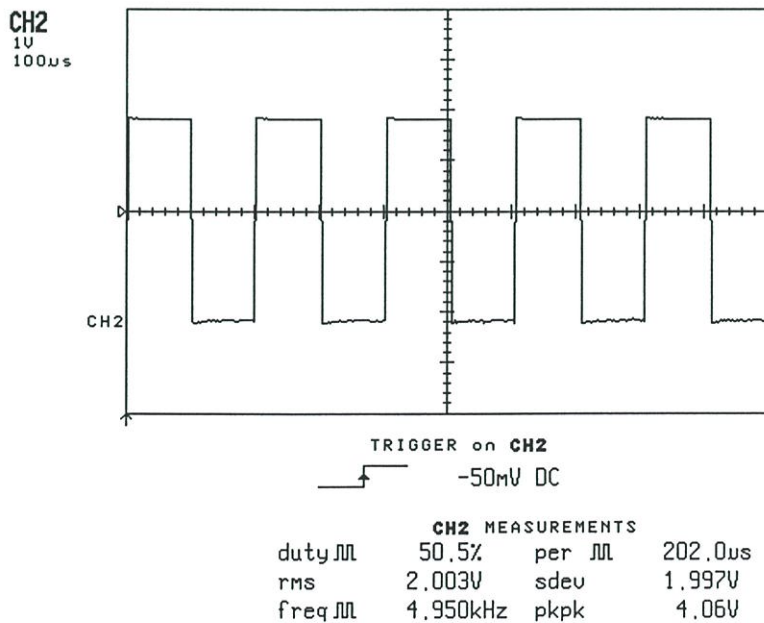
จากผลการเขียนแบบวงจรในรูปที่ 5.16 และรูปที่ 5.17 พบว่าเมื่อเปลี่ยนค่าอุณหภูมิของสิ่งแวดล้อมไป ความถี่ที่ได้จากวงจรแทบจะไม่เปลี่ยนแปลง แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอมีเสถียรภาพทางความถี่ต่ออุณหภูมิตามที่ประสงค์จะได้ ซึ่งจะเห็นว่าสอดคล้องกับทางทฤษฎีที่ว่าวงจรนี้ได้มีการกำจัดค่าตัวแปรที่มีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิออกไป



รูปที่ 5.18 วงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ใช้ในการปฏิบัติจริง

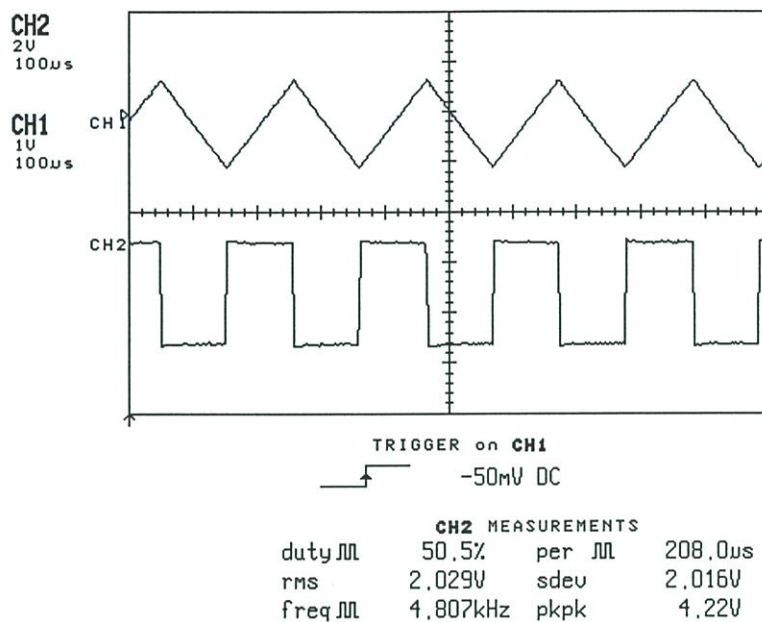
5.4.2 การทดลองจากวงจรจริง

ได้ทำการวัดผลจากการปฏิบัติโดยการต่อวงจรจริงเพื่อยืนยันว่าวงจรที่นำเสนอสามารถนำไปใช้ได้ ในทางปฏิบัติ โครงสร้างของวงจรประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ชนิด N-P-N และ ชนิด P-N-P ที่อยู่ในวงจรรวมเบอร์ CA3096 ดังมีรายละเอียดของอุปกรณ์ในภาคผนวก ข. ต่อกับออปแอมป์เบอร์ LM311 ใช้แรงดันไฟเลี้ยงวงจรขนาด ± 2.5 โวลต์ ใช้ค่าความต้านทาน R 5 กิโลโอห์ม และตัวเก็บประจุ C มีค่า 10 นาโนฟารัด ค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII ตัวที่หนึ่ง I_{o1} และค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII ตัวที่สอง I_{o2} มีค่า 100 ไมโครแอมป์ มีรายละเอียดของวงจรดังแสดงได้ดังรูปที่ 5.18 เริ่มต้นการทดสอบวงจรจากการปฏิบัติจริงด้วยการวัดค่าสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมได้จากเอาต์พุตของออปแอมป์ ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมได้จากวงจระสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่นำเสนอ แสดงได้ดังรูปที่ 5.19



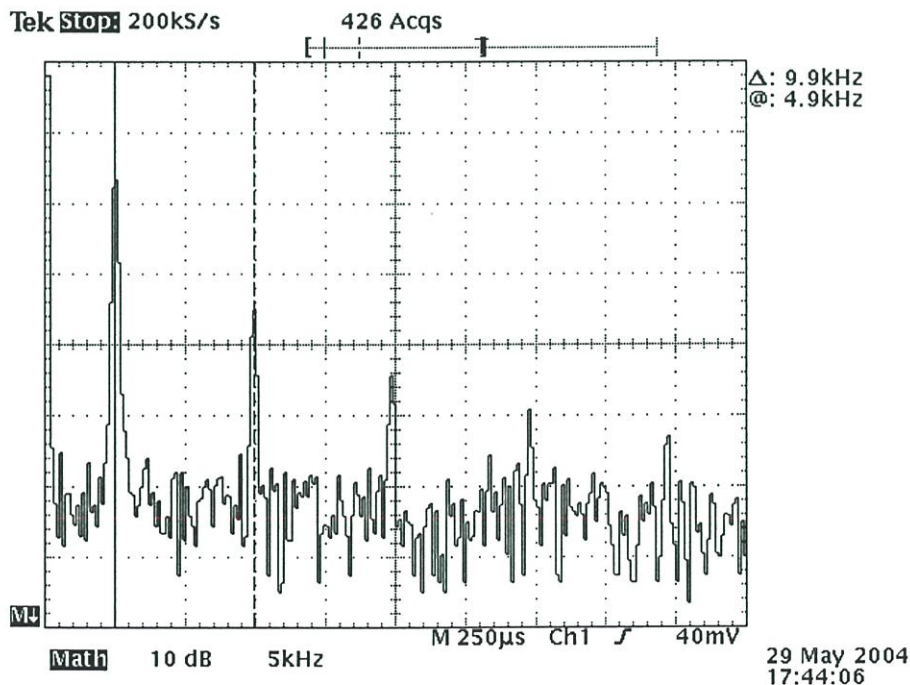
รูปที่ 5.19 สัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจระสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

จากนั้นได้แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุซึ่งได้เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่สัมพันธ์กับสัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอตัวอย่างหนึ่งนั้นแสดงดังในรูปที่ 5.20

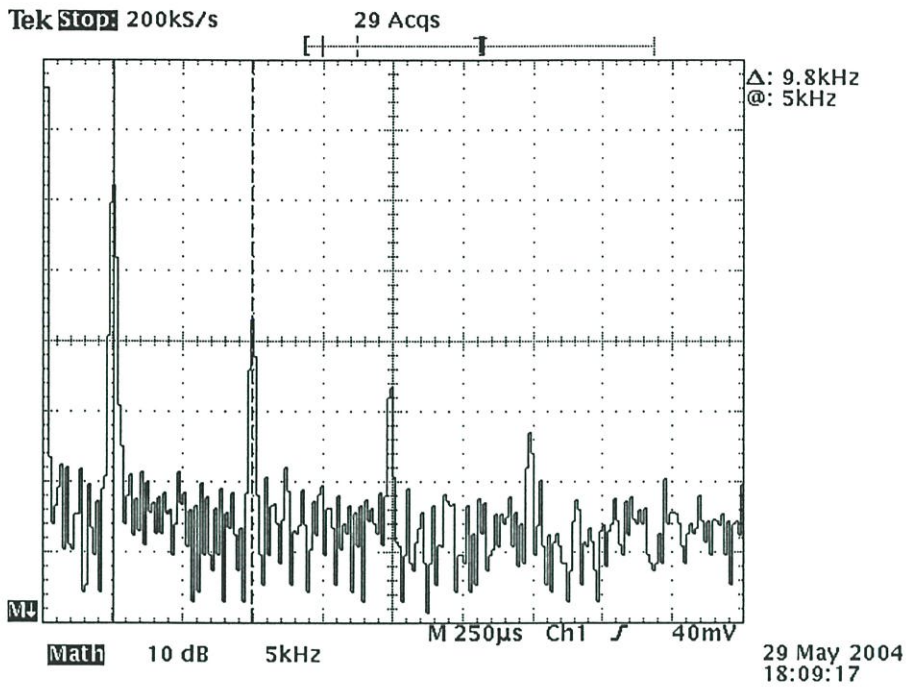


รูปที่ 5.20 สัญญาณเอาต์พุตรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์

และได้วัดค่าองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมและสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ แสดงดังรูปที่ 5.21 และรูปที่ 5.22 ตามลำดับ

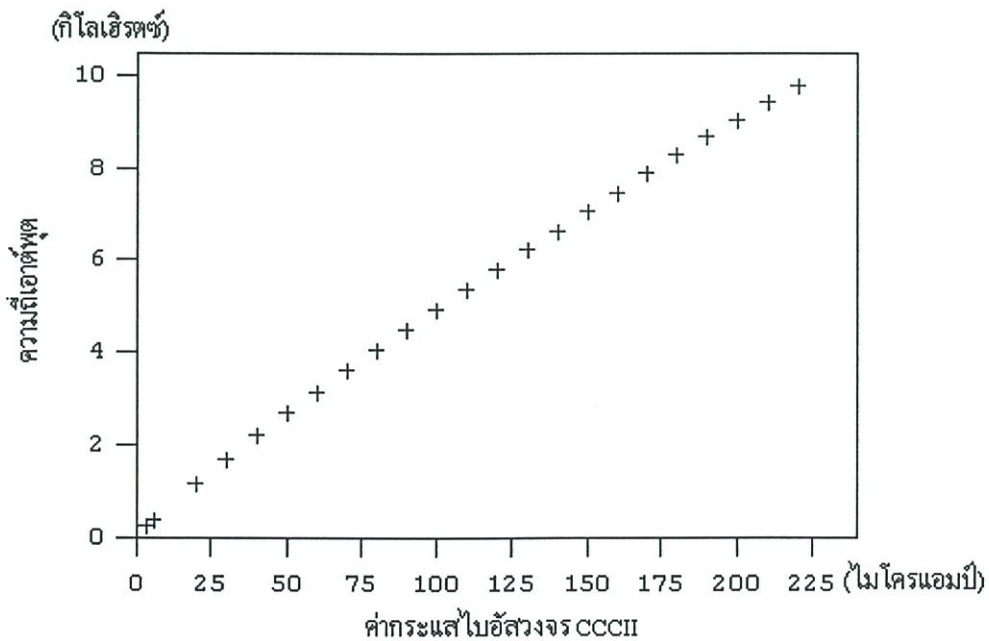


รูปที่ 5.21 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตรูปสามเหลี่ยม



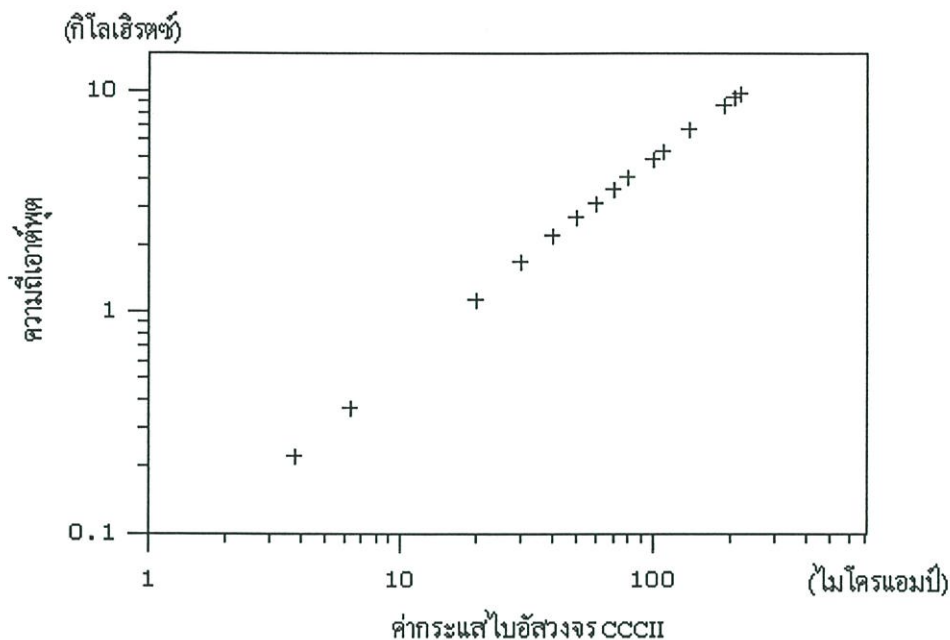
รูปที่ 5.22 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยม

เพื่อทดลองให้เห็นว่าสามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของวงจรได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ได้ทำการปรับกระแสไบอัสวงจร CCCII ตัวที่หนึ่ง I_{o1} ให้มีค่าตั้งแต่ 4 ไมโครแอมป์ จนถึง 220 ไมโครแอมป์ โดยคงค่า I_{o2} ให้คงที่เท่ากับ 100 ไมโครแอมป์ ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัสกับความถี่เอาต์พุต แสดงได้ดังรูปที่ 5.23



รูปที่ 5.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII กับค่าความถี่เอาต์พุต

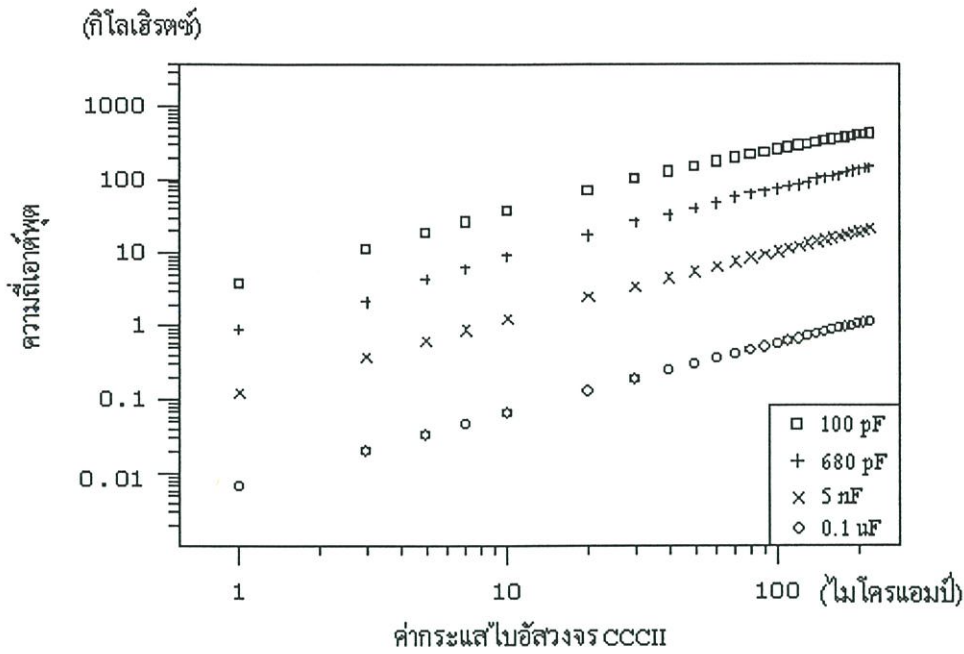
จากรูปที่ 5.23 ได้ทำการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสวงจรมีค่าเปลี่ยนแปลงไปในลักษณะแบบลอการิทึม แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส กับความถี่เอาต์พุต ได้ดังรูปที่ 5.24



รูปที่ 5.24 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัสกับค่าความถี่เอาต์พุต บนสเกลเชิงลอการิทึม

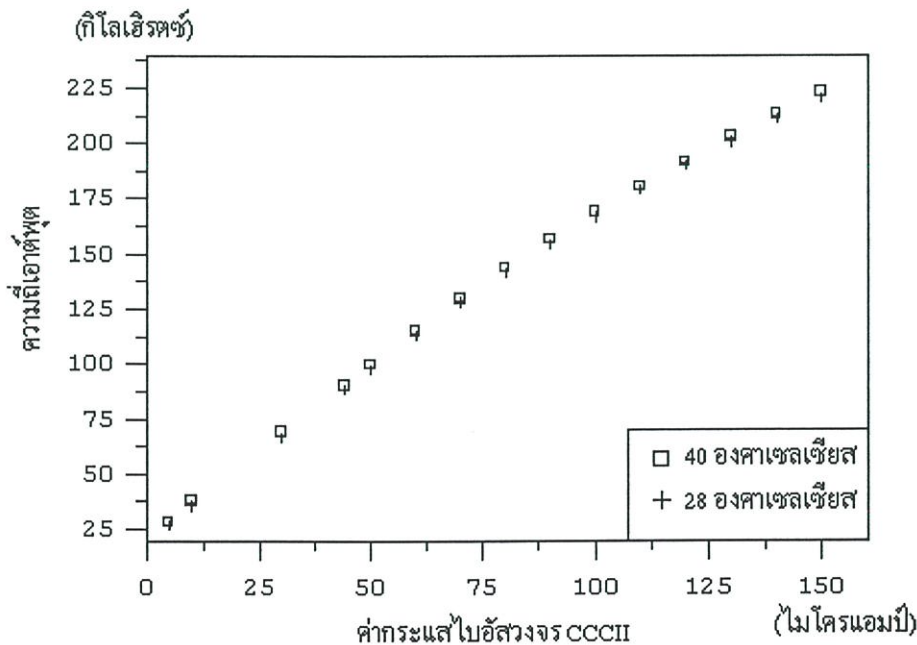
ตามรูปที่ 5.23 และรูปที่ 5.24 จะเห็นได้ว่าเมื่อปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสวงจรมีค่าความถี่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงแบบเป็นเชิงเส้นตามค่ากระแสไบอัสในช่วงที่กว้าง

และเพื่อจะแสดงให้เห็นว่าวงจรทำงานได้ที่ช่วงความถี่กว้าง ได้ทำการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ จากค่า 10 นาโนฟารัด เป็นค่า 100 พิโคฟารัด 680 พิโคฟารัด 5 นาโนฟารัด และ 0.1 ไมโครฟารัด และได้ทดลองเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสตั้งแต่ 1 ไมโครแอมป์ ถึง 220 ไมโครแอมป์ ทำการบันทึกผล และนำมาเขียนความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสและค่าความถี่เอาต์พุต แสดงดังรูปที่ 5.25 จะเห็นได้ว่าวงจรสามารถปรับค่า I_0 ได้ในช่วงที่กว้างพอสมควร ให้ช่วงความถี่เอาต์พุตตั้งแต่ 6 เฮิรตซ์ ถึง 420 กิโลเฮิรตซ์ สังเกตได้ว่าที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ 400 กิโลเฮิรตซ์ ขึ้นไป การปรับเปลี่ยนความถี่อย่างเป็นเชิงเส้นจะลดลง เนื่องจากอัตราส่วนของออปแอมป์ที่นำมาใช้ในการทดลองวงจรจริงมีค่าไม่มาก ดังนั้นถ้าต้องการเอาต์พุตที่ค่าความถี่สูงขึ้น สามารถปรับปรุงวงจรได้ด้วยการใช้ออปแอมป์ที่มีค่าอัตราส่วนที่สูงขึ้น

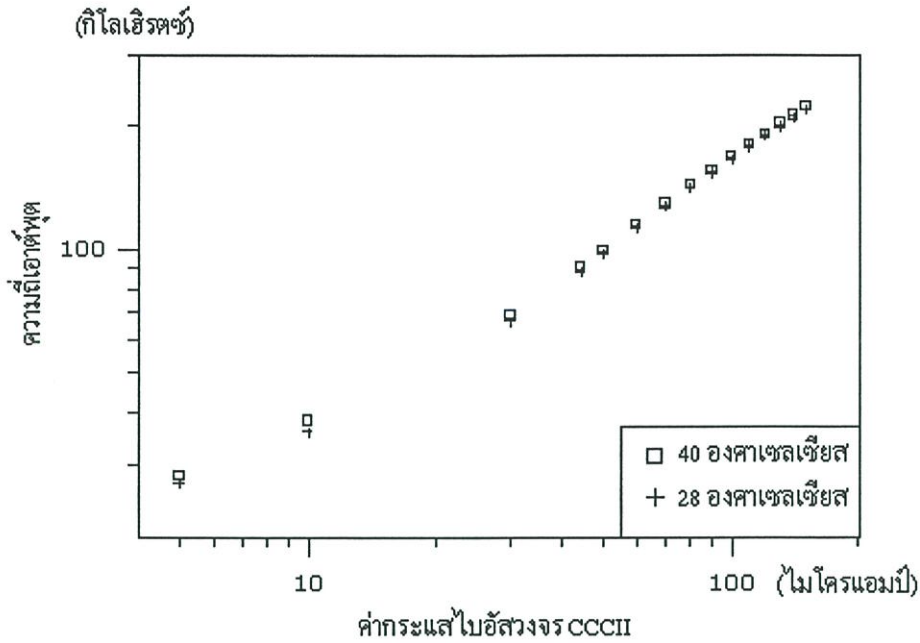


รูปที่ 5.25 ค่าความถี่เอาต์พุตที่ได้เมื่อใช้ค่าตัวเก็บประจุ 100 พิโคฟารัด 680 พิโคฟารัด 5 นาโนฟารัด และ 0.1 ไมโครฟารัด

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรมีเสถียรภาพต่ออูณหภูมิ จึงปรับค่าอูณหภูมิที่สภาพแวดล้อมให้มีค่าอูณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส และ 40 องศาเซลเซียส ทำการวัดค่าความถี่ที่ได้และบันทึกผลทั้งในรูปแบบสเกลเชิงเส้น และรูปแบบสเกลเชิงลอการิทึมได้ดังรูปที่ 5.26 และ 5.27 ตามลำดับ



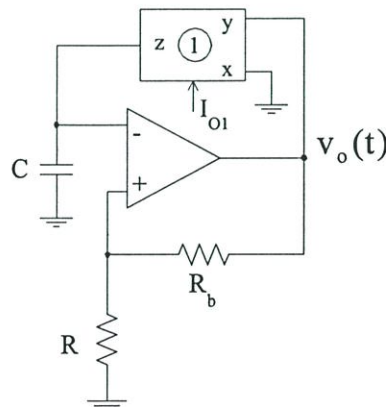
รูปที่ 5.26 ค่าความถี่เอาต์พุตที่อูณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส 40 องศาเซลเซียส



รูปที่ 5.27 ค่าความถี่เอาต์พุตที่อุณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส 40 องศาเซลเซียส บนสเกลเชิงลอการิทึม

จากผลการทดลองกับวงจรจริงดังรูปที่ 5.26 และรูปที่ 5.27 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเปลี่ยนค่าอุณหภูมิของสิ่งแวดล้อม ความถี่ที่ได้จากวงจรแทบจะไม่เปลี่ยนแปลง แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอมีเสถียรภาพทางความถี่ต่ออุณหภูมิ เนื่องจากได้มีการกำจัดค่าตัวแปรที่มีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิออกไปตามทฤษฎีที่กล่าวถึงแล้ว

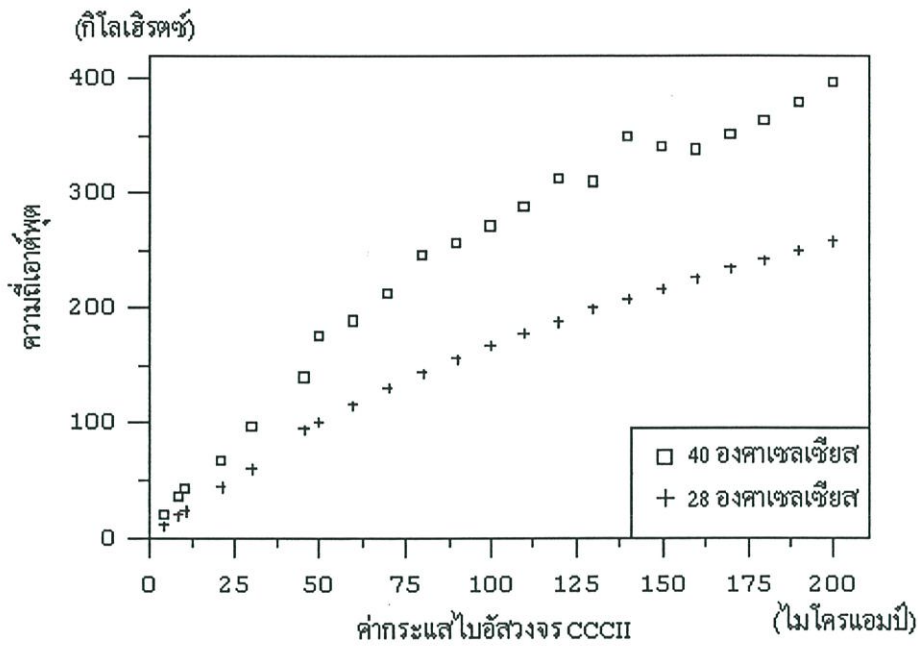
และเพื่อแสดงการยืนยันว่าวงจรที่นำเสนอนี้ สามารถหักล้างค่าตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิได้จริง จึงได้ทดลองแทนวงจร CCCII ตัวที่สองด้วยตัวต้านทานค่า 220 โอห์ม แสดงได้ดังรูปที่ 5.28



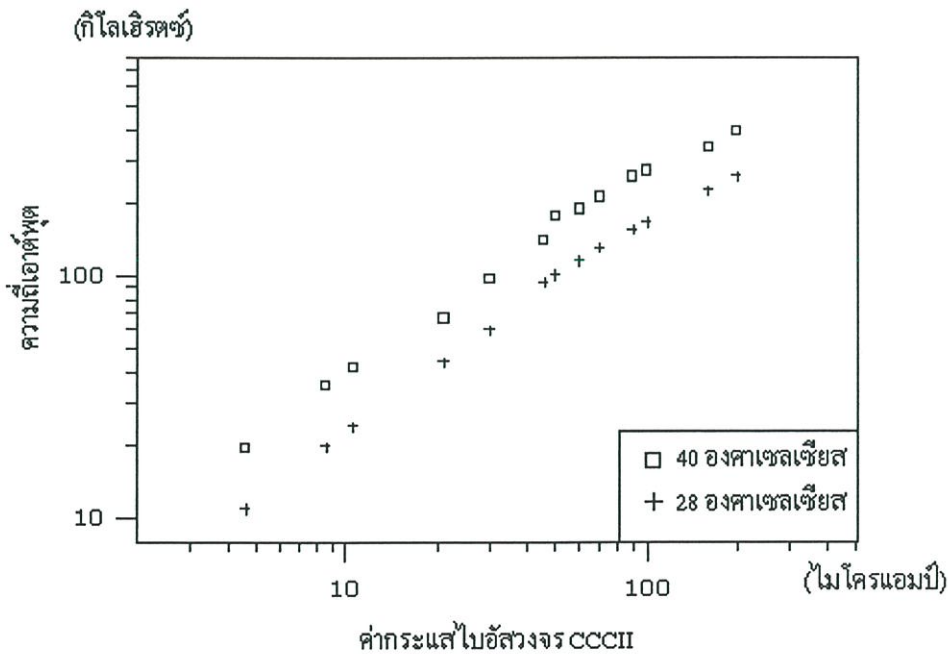
รูปที่ 5.28 วงจรที่ใช้ในการทดลองการกำจัดค่าตัวแปรเชิงอุณหภูมิ

ซึ่งวงจรที่แสดงในรูปที่ 5.28 นั้นแม้จะปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์แต่จะไม่สามารถชดเชยอิทธิพลของอุณหภูมิต่อค่าความถี่ได้ เนื่องจากโครงสร้างของวงจรไม่ได้ถูกออกแบบไว้เพื่อกำจัดค่าตัวแปรที่มีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ดังนั้นเมื่อเปลี่ยนอุณหภูมิของสิ่งแวดล้อมไป และทดลองวัด

ค่าความถี่เอาต์พุตของวงจรที่อุณหภูมิ 28 องศาเซลเซียส กับที่อุณหภูมิ 40 องศาเซลเซียส เช่นเดียวกับ การทดลองวงจรที่ได้นำเสนอ ได้ผลการทดลองทั้งบนสเกลเชิงเส้นและสเกลเชิงลอการิทึม ดังรูปที่ 5.29 และรูปที่ 5.30



รูปที่ 5.29 ค่าความถี่ที่ได้จากวงจรรูปที่ 5.28 บนสเกลเชิงเส้น



รูปที่ 5.30 ค่าความถี่ที่ได้จากวงจรรูปที่ 5.28 บนสเกลเชิงลอการิทึม

ผลการทดลองที่ได้ทั้งจากการเลียนแบบวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และจากการปฏิบัติกับวงจรจริงนั้น ทำให้ยืนยันได้ว่าหลักการและทฤษฎีของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่นำเสนอมีความถูกต้อง และสามารถนำไปใช้งานที่จะสร้างวงจรขึ้นใช้งานจริงได้เป็นอย่างดี

5.5 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 5 นี้ได้นำเสนอหลักการออกแบบวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แบบใหม่ โดยได้แสดงหลักวิธีการออกแบบวงจรที่นำเสนอ การวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้น และได้ยืนยันว่าหลักการที่นำเสนอมีความถูกต้องตามหลักการ ด้วยการเลียนแบบวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และการทดลองกับวงจรจริง ซึ่งผลที่ได้ถูกต้องตามทฤษฎีดังกล่าวแล้ว

บทที่ 6

วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์

6.1 กล่าวนำ

บทที่ 6 นี้จะเป็นการนำเสนอวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบใหม่ที่ได้ปรับปรุงคุณสมบัติต่าง ๆ ให้เหมาะสมในการใช้งานยิ่งขึ้น โดยอาศัยหลักการที่ได้จากบทที่ 4 มาใช้ในการออกแบบวงจร โดยวงจรที่นำเสนอมีลักษณะ โครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน แม้ว่าวงจรจะทำงานปรกติเป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบธรรมดา แต่ก็สามารถดัดแปลงให้เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบได้ง่าย อีกทั้งยังสามารถปรับค่าอัตราขยายของวงจรได้โดยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของวงจร ที่สำคัญก็คือวงจรที่นำเสนอใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่ต้องการกลับค่าเพียงหนึ่งตัวเท่านั้น จึงทำให้ส่วนของวงจรที่เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์หลักนั้น สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่ายและสะดวกในการนำไปใช้งาน

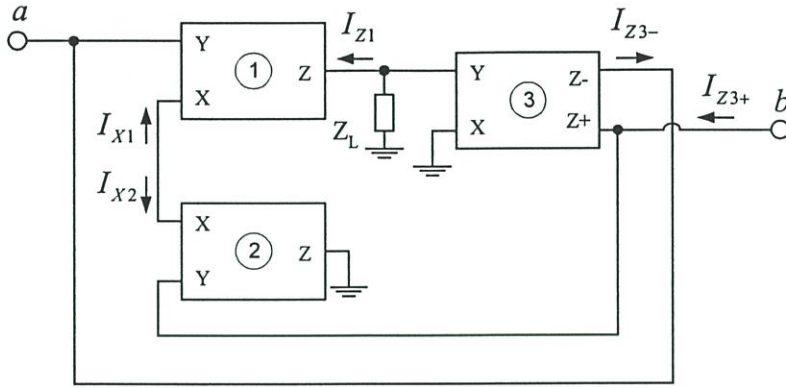
เนื้อหาของบทนี้ประกอบด้วยหลักการออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ ทั้งวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวและวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์ และได้แสดงผลของการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์รวมทั้งผลการทดลองที่ได้จากการปฏิบัติกับวงจรจริง เพื่อแสดงให้เห็นว่าหลักการที่ใช้สร้างวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอมีความถูกต้องตามที่ต้องการ

6.2 การออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์

การออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ในวิทยานิพนธ์นี้จะแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวและวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์รายละเอียดต่าง ๆ จะมีดังอธิบายต่อไปนี้

6.2.1 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัว

วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีโครงสร้างของวงจรประกอบด้วยวงจร CCCII ชนิดบวกสองชุด และวงจร CCCII ชนิดลบแบบสองเอาต์พุตหนึ่งชุด มีรูปแบบการต่อวงจรดังแสดงในรูปที่ 6.1 โดยมี Z_L เป็นอิมพีแดนซ์ที่ต้องการนำมากลับค่า และขั้ว a และ b เป็นขั้วที่ใช้เชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอก สังเกตได้ว่าค่ากระแสที่ขั้ว a จะไม่ไหลเข้าที่พอร์ต Y ของวงจร CCCII ชุดที่หนึ่งเนื่องจากที่พอร์ต Y จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงมาก ดังนั้นกระแสที่ขั้ว a นี้จะเป็นกระแสค่าเดียวกับกระแสที่ไหลในพอร์ต Z^- ของ CCCII ชุดที่สอง ซึ่งเป็น CCCII ชนิดที่มีเอาต์พุตเป็นแบบบวกและแบบลบ และเนื่องจากค่ากระแสที่พอร์ต Z^+ และ Z^- จะมีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงกันข้าม ดังนั้นจึงทำให้เกิดเสมือนว่าค่ากระแสจากพอร์ต a สามารถไหลผ่านไปที่พอร์ต b ได้ ซึ่งเป็นไปตามคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์แบบลอยตัวนั่นเอง



รูปที่ 6.1 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวที่นำเสนอ

การวิเคราะห์ค่าแรงดันและกระแสที่จุดต่าง ๆ ในวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอนี้ สามารถทำได้โดยสังเกตได้ว่าแรงดันที่ขั้ว a หรือค่า V_a จะเป็นอินพุตให้กับพอร์ต Y ของวงจร CCCII ชุดที่หนึ่ง และค่าแรงดันที่ขั้ว b หรือค่า V_b จะเป็นค่าอินพุตให้กับพอร์ต Y ของวงจร CCCII ชุดที่สอง เพราะฉะนั้นเมื่ออาศัยความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่พอร์ตต่าง ๆ ของวงจร CCCII กล่าวคือ

$$V_X = V_Y + I_X R_X \quad (6.1)$$

จะทำให้สามารถคำนวณหาค่ากระแส I_{X1} และ I_{X2} ซึ่งเป็นกระแสที่ไหลในพอร์ต X ของวงจร CCCII ชุดที่หนึ่งและชุดที่สองได้ โดยความสัมพันธ์ของค่ากระแสและแรงดันของวงจร CCCII ตัวที่หนึ่งและตัวที่สองจะมีค่าดังนี้คือ

$$V_{X1} = V_{Y1} + I_{X1} R_{X1} \quad (6.2)$$

และ

$$V_{X2} = V_{Y2} + I_{X2} R_{X2} \quad (6.3)$$

โดยในที่นี้ค่าแรงดัน V_{Y1} ก็คือค่าแรงดัน V_a และค่าแรงดัน V_{Y2} คือค่าแรงดัน V_b และเพราะว่าพอร์ต X ของวงจร CCCII ตัวที่หนึ่งและตัวที่สองเชื่อมต่อเข้าด้วยกัน จึงทำให้ค่าแรงดัน V_{X1} มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{X2} และทำให้ค่ากระแส I_{X1} เท่ากับ I_{X2} แต่มีทิศทางตรงกันข้าม ทำการแทนค่าเหล่านี้ลงในสมการ (6.2) และสมการ (6.3) ได้

$$V_X = V_a + I_{X1} R_{X1} \quad (6.4)$$

และ

$$V_X = V_b - I_{X1} R_{X2} \quad (6.5)$$

ทำให้ได้ว่า

$$V_a + I_{X1}R_{X1} = V_b - I_{X1}R_{X2} \quad (6.6)$$

ซึ่งเมื่อจัดรูปสมการ (6.6) ใหม่จะได้ว่า

$$V_b - V_a = I_{X1}R_{X1} + I_{X1}R_{X2} \quad (6.7)$$

หรือ

$$I_{X1} = \frac{V_b - V_a}{R_{X1} + R_{X2}} \quad (6.8)$$

ซึ่งจากคุณสมบัติของวงจร CCCII ค่ากระแส I_X จะมีขนาดและทิศทางเดียวกันกับกระแส I_Z ดังนั้นจึงได้

$$I_{Z1} = \frac{V_b - V_a}{R_{X1} + R_{X2}} \quad (6.9)$$

ค่ากระแส I_{Z1} นี้จะไหลผ่านอิมพีแดนซ์ Z_L ก่อให้เกิดเป็นค่าแรงดันที่พอร์ต Y ของ CCCII ชุดที่สามคือ

$$\begin{aligned} V_{Y3} &= -I_{Z1}Z_L \\ &= \frac{V_a - V_b}{R_{X1} + R_{X2}} \cdot Z_L \end{aligned} \quad (6.10)$$

ซึ่งค่า V_{Y3} จากสมการ (6.10) นี้จะมีค่าเท่ากับ V_{X3} ด้วย ดังนั้นเมื่ออาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (6.1) จะหาค่ากระแส I_{X3} ได้เป็น

$$I_{X3} = \frac{(V_a - V_b) \cdot Z_L}{(R_{X1} + R_{X2}) \cdot R_{X3}} \quad (6.11)$$

จากคุณสมบัติของวงจร CCCII พบว่าค่ากระแส I_{X3} จะมีขนาดและทิศทางเดียวกันกับค่ากระแสที่พอร์ต Z ชนิดบวก I_{Z3+} ดังนั้นเขียนสมการ (6.11) ได้ใหม่ว่า

$$I_{Z3+} = \frac{(V_a - V_b) \cdot Z_L}{(R_{X1} + R_{X2}) \cdot R_{X3}} \quad (6.12)$$

จากการพิจารณารูปวงจรที่ 6.1 พบว่าค่า $\frac{(V_a - V_b)}{I_{Z3+}}$ เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร ดังนั้นเราสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรได้จากสมการ (6.12) ได้ว่า

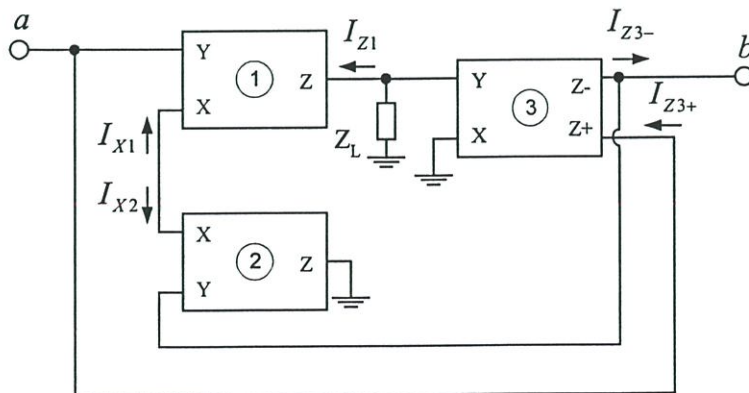
$$Z_{ab} = \frac{(V_a - V_b)}{I_{Z3+}} = \frac{(R_{X1} + R_{X2}) \cdot R_{X3}}{Z_L} \tag{6.13}$$

จากสมการ (6.13) นี้ถ้าเราเลือกกำหนดให้ค่าความต้านทานแฝง R_x ทุกตัวมีค่าเท่ากัน ซึ่งค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X นี้จะมีความสัมพันธ์กับกระแสไบอัสวงจร $\left(\frac{V_T}{2I_o}\right)$ จึงทำให้สามารถเขียนสมการ (6.13) ได้ใหม่คือ

$$Z_{ab} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_T}{I_o}\right)^2 \cdot \frac{1}{Z_L} \tag{6.14}$$

ซึ่งสมการ (6.14) เป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ โดยมีค่าสัมประสิทธิ์ของการกลับค่าเท่ากับ $\frac{1}{2} \left(\frac{V_T}{I_o}\right)^2$ หรือที่นิยมเรียกกันสั้น ๆ ว่าความไว (sensitivity) ของการกลับค่าของวงจร จากการสังเกตพบว่าสามารถปรับเปลี่ยนค่าความไวของวงจรได้โดยการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_o เป็นค่าต่าง ๆ ซึ่งจัดว่าเป็นการปรับด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ทำให้สะดวกในการนำไปใช้งานในกรณีที่ต้องมีการปรับแต่งค่าอุปกรณ์ตามต้องการ และจะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอ นั้นมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟก็เพียงแต่อิมพีแดนซ์ที่ต้องการกลับค่าเพียงหนึ่งตัวเท่านั้น ดังนั้นจะเห็นได้ว่า วงจรนี้สมควรน่าจะเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการนำไปใช้งานจริง

นอกจากนี้วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวนี้ยังสามารถดัดแปลงให้เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวแบบลบได้ง่าย ด้วยการสลับการเชื่อมต่อพอร์ต Z ของ CCCII ตัวที่สาม ดังแสดงในรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบลอยตัวชนิดลบ

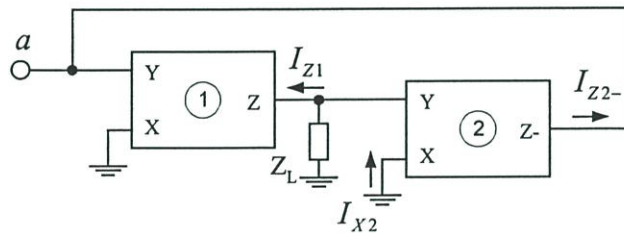
โดยการพิจารณาในทำนองเดียวกับที่ได้อธิบายมาแล้ว เราจะสามารถสรุปได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างพอร์ต a และพอร์ต b ตามรูปที่ 6.2 นั้นมีค่าเป็น

$$Z_{ab} = -\frac{1}{2} \left(\frac{V_T}{I_o} \right)^2 \cdot \frac{1}{Z_L} \quad (6.15)$$

ในกรณีที่ต้องการจะกลับค่าอิมพีแดนซ์ แต่ในการใช้งานนั้นไม่มีความจำเป็นที่จะต้องให้อิมพีแดนซ์ที่ได้มาเป็นอิมพีแดนซ์แบบลอยตัว กล่าวคือมีความต้องการในรูปแบบที่มีปลายข้างหนึ่งต่อลงกราวด์ เราก็จะสามารถสร้างวงจรขึ้น โดยมีส่วนประกอบที่น้อยลงไปอีกได้

6.2.2 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์

วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์ ประกอบขึ้นจากวงจร CCCII สองชุด โดยเป็นวงจร CCCII ชนิดบวกหนึ่งชุดและชนิดลบอีกหนึ่งชุด มีโครงสร้างของวงจรดัดแปลงมาจากวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวแสดงดังรูปที่ 6.1 โดยทำการลัดขั้ว b ลงกราวด์ ทำให้สามารถลดจำนวนวงจร CCCII ได้หนึ่งตัว ดังแสดงวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์ในรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์

ในวงจรนี้ Z_L เป็นอิมพีแดนซ์ที่ต้องการจะกลับค่า จากวงจรจะสังเกตได้ว่าค่าแรงดันที่ขั้ว a จะเป็นอินพุตให้กับพอร์ต Y ของ CCCII ตัวที่หนึ่ง แต่เนื่องจากพอร์ต Y มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ดังนั้นกระแสที่ไหลเข้าที่พอร์ต a จึงเป็นกระแสตัวเดียวกับกระแสที่ไหลเข้าทางพอร์ต Z- ของ CCCII ตัวที่สอง และจากคุณสมบัติของวงจร CCCII นั้นทำให้เรารู้ว่าขนาดของกระแสที่พอร์ต X ก็จะมีค่าเท่ากับที่พอร์ต Z จึงเสมือนว่าค่ากระแสจากขั้ว a ไหลผ่านลงไปที่กราวด์ คล้ายกับว่ามีอิมพีแดนซ์ต่ออยู่กับกราวด์นั่นเอง สามารถแสดงการวิเคราะห์วงจรได้ดังนี้

จากการสังเกตรูปที่ 6.3 พบว่าวงจร CCCII ตัวที่หนึ่งมีค่าแรงดันที่พอร์ต X เป็นศูนย์ แรงดันที่พอร์ต Y มีค่าเท่ากับแรงดัน V_a เมื่อนำมาแทนในค่าสมการ (6.1) จะได้ว่า

$$0 = V_a + I_{X1} R_{X1} \quad (6.16)$$

จากสมการ (6.16) นำไปหาค่า I_{X1} ได้ว่า

$$I_{X1} = -\frac{V_a}{R_{X1}} \quad (6.17)$$

จากคุณสมบัติของวงจร CCCII ค่ากระแสที่พอร์ต์ X จะเท่ากับกระแสที่พอร์ต์ Z ดังนั้นแสดงสมการ (6.17) ได้ใหม่ว่า

$$I_{Z1} = -\frac{V_a}{R_{X1}} \quad (6.18)$$

จากรูปที่ 6.3 ค่ากระแส I_{Z1} จะไหลผ่านอิมพีแดนซ์ Z_L ซึ่งเป็นอิมพีแดนซ์ที่เราต้องการจะกลับค่า ทำให้เกิดค่าแรงดันปรากฏเป็นอินพุตให้กับพอร์ต์ Y ของวงจร CCCII ตัวที่สองกล่าวคือ

$$V_{Y2} = Z_L \cdot \frac{V_a}{R_{X1}} \quad (6.19)$$

และอาศัยความสัมพันธ์ของวงจร CCCII ในสมการ (6.1) เมื่อพิจารณาว่า $V_{X2} = 0$ จะได้

$$0 = Z_L \cdot \frac{V_a}{R_{X1}} + I_{X2} R_{X2} \quad (6.20)$$

เนื่องจากวงจร CCCII ชุดที่สองนั้นเป็นวงจร CCCII ชนิดลบ จึงทำให้เกิดค่ากระแส I_{X2} ที่มีขนาดและทิศทางเท่ากับกระแส $-I_{Z2}$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า I_{X2} ในสมการ (6.20) จะได้ว่า

$$0 = Z_L \cdot \frac{V_a}{R_{X1}} - I_{Z2} R_{X2} \quad (6.21)$$

เมื่อพิจารณาตามวงจรในรูปที่ 6.3 จะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรก็คืออัตราส่วนของค่าแรงดันอินพุตต่อค่ากระแสอินพุต ดังนั้นเมื่อสังเกตสมการ (6.21) พบว่ามีค่า V_a เป็นแรงดันที่ขั้วอินพุต a และค่า I_{Z2} คือค่ากระแสที่ไหลที่ขั้วอินพุต a ดังนั้นเราสามารถจัดรูปสมการ (6.21) ได้ใหม่ว่า

$$\frac{V_a}{I_{Z2}} = \frac{R_{X1} R_{X2}}{Z_L} \quad (6.22)$$

ซึ่งก็คือค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้ว a นั่นเอง นั่นคือเราจะได้ว่า

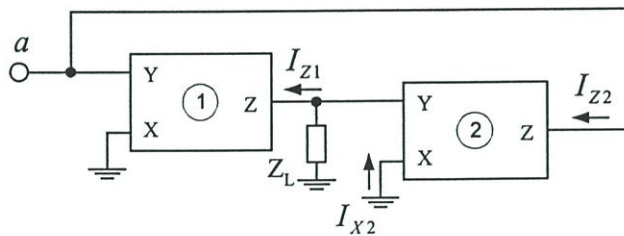
$$Z_a = \frac{R_{X1}R_{X2}}{Z_L} \quad (6.23)$$

จากสมการ (6.23) เมื่อกำหนดให้ค่าความต้านทานแฝงทุกตัวเกิดจากกระแสไบอัส I_o ที่มีค่าเท่ากัน จะทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้ว a คือ

$$Z_a = \frac{1}{4} \left(\frac{V_T}{I_o} \right)^2 \cdot \frac{1}{Z_L} \quad (6.24)$$

จากสมการ (6.24) สังเกตได้ว่าเราสามารถปรับค่าอิมพีแดนซ์ Z_a ได้ด้วยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_o ของวงจร CCCII ซึ่งก็คือการปรับด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์นั่นเอง

จะเห็นได้ว่าเราสามารถดัดแปลงวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์แบบบวกให้เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์แบบลบได้โดยง่าย ด้วยเพียงทำการเปลี่ยนวงจร CCCII ชุดที่สองจากชนิดลบเป็นชนิดบวก ซึ่งแสดงรูปวงจรได้ดังนี้



รูปที่ 6.4 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์แบบลบ

โดยทำนองเดียวกันจะวิเคราะห์ได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์แบบลบจะมีค่าดังนี้

$$Z_a = -\frac{1}{4} \left(\frac{V_T}{I_o} \right)^2 \cdot \frac{1}{Z_L} \quad (6.25)$$

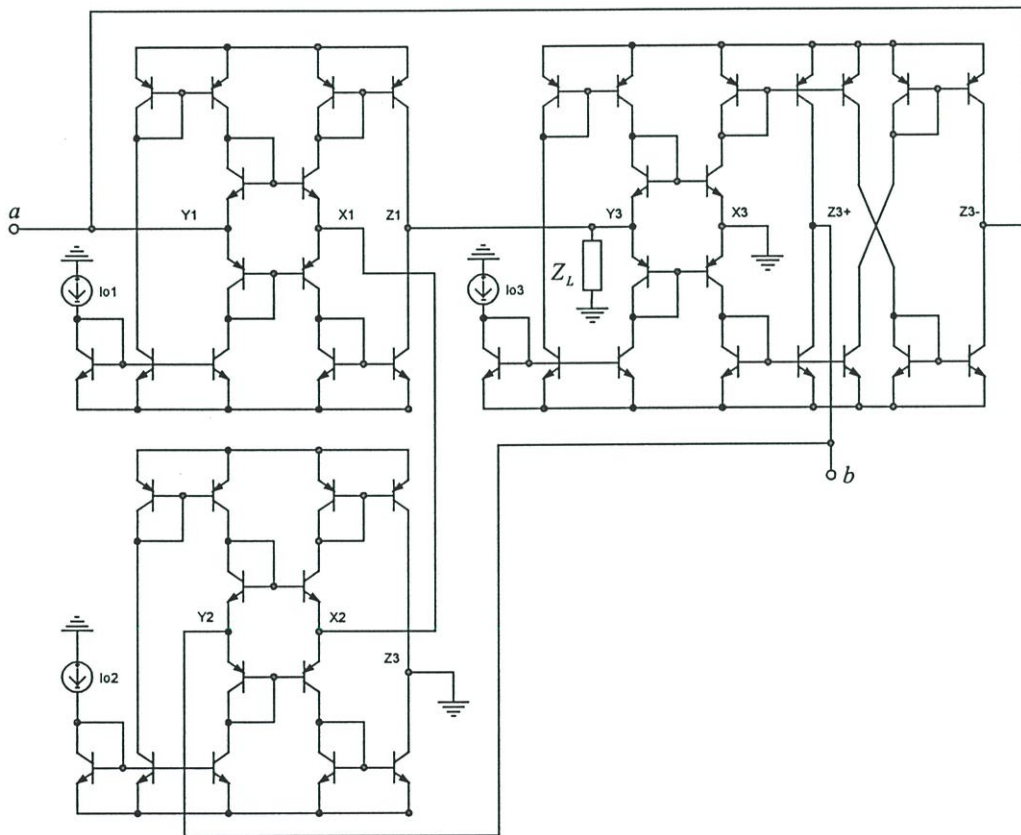
เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของหลักการ จึงได้ทดสอบด้วยการจำลองหรือเขียนแบบวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และปฏิบัติกับวงจรที่สร้างขึ้นจริงซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

6.3 ผลการทดลอง

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวและชนิดลงกราวด์ที่นำเสนอ สามารถทำงานได้สอดคล้องกับหลักการเป็นอย่างดี จึงได้ทำการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และทดสอบการทำงานของวงจรที่ประกอบขึ้นจริง ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

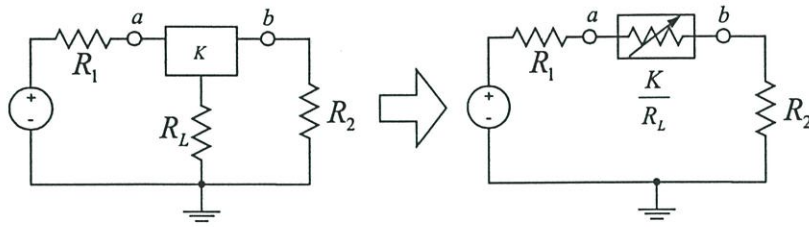
6.3.1 การเขียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ได้ทำการเขียนแบบการทำงานของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวตามรูปที่ 6.1 ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด N-P-N เบอร์ NR100 และชนิด P-N-P เบอร์ PR100 โดยมีรายละเอียดพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ตามภาคผนวก ก. ขั้ว a และ b คือจุดเชื่อมต่อของวงจร และ Z_L เป็นอิมพีแดนซ์ที่ต้องการนำมากลับค่า ใช้ค่าแรงดันไฟเลี้ยง ± 2.5 โวลต์ ซึ่งมีรายละเอียดของวงจรดังแสดงในรูปที่ 6.5



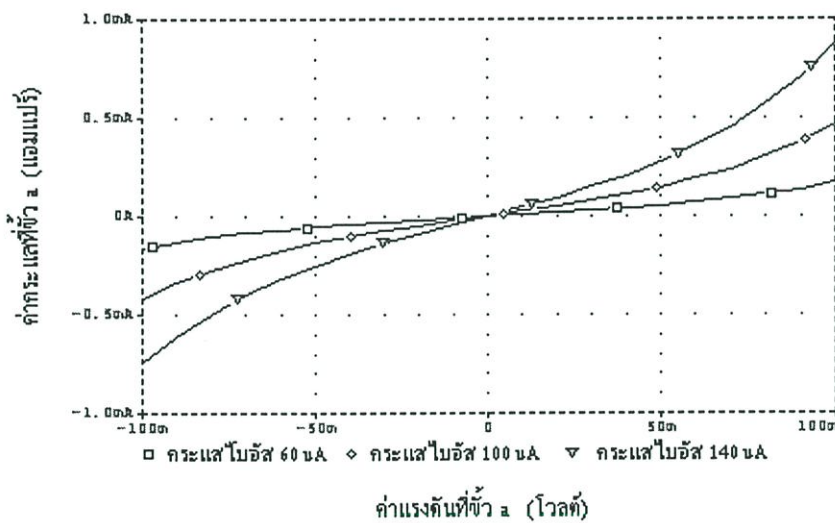
รูปที่ 6.5 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวที่นำเสนอ

เริ่มการเขียนแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ ด้วยการนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปกลับค่าความต้านทาน โดยมีรูปแบบต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 6.6



รูปที่ 6.6 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้กลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทาน

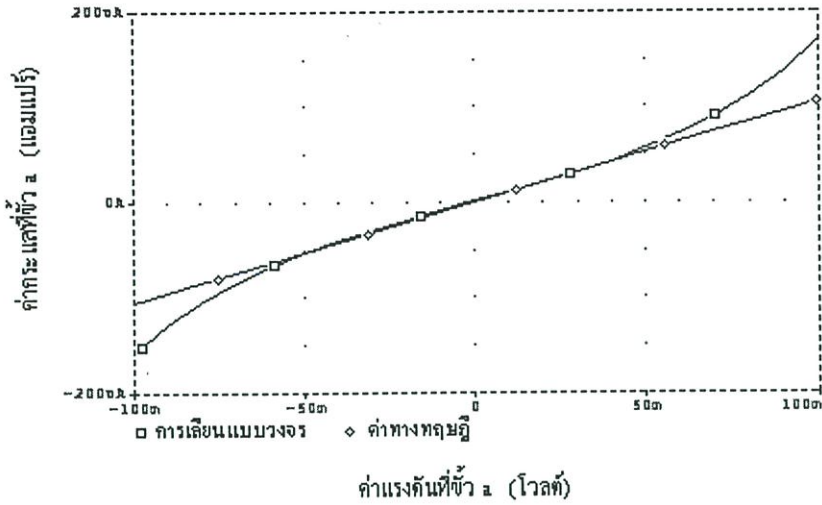
ทำการเขียนแบบวงจร โดยเปลี่ยนขนาดแรงดันอินพุตให้มีค่าตั้งแต่ -100 มิลลิโวลต์ ไปจนถึง 100 มิลลิโวลต์ โดยใช้ค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 ขนาด 5 โอห์ม ค่าความต้านทาน R_L มีค่า 100 โอห์ม ใช้ค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII 60 ไมโครแอมป์ 100 ไมโครแอมป์ และ 140 ไมโครแอมป์ ทำให้ได้ค่าความต้านทานที่ได้จากการกลับค่าเป็น 939 โอห์ม 338 โอห์ม และ 172 โอห์มตามลำดับ วัดค่ากระแสที่ไหลเข้าสู่วงจรขณะที่แรงดันอินพุตเปลี่ยนไปได้ดังนี้



รูปที่ 6.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันที่อินพุตกับค่ากระแสที่อินพุต เมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII เป็นค่าต่างๆ

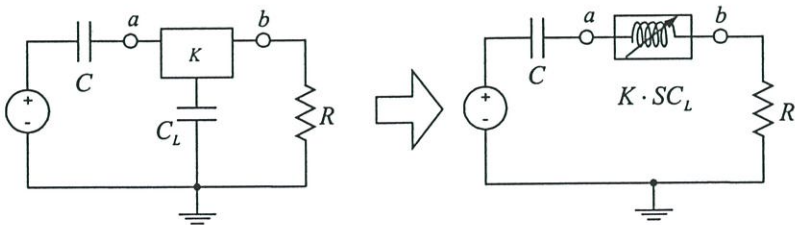
จากรูปที่ 6.7 พบว่าเมื่อกระแสไบอัสมีค่าเพิ่มขึ้น นั้นจะเป็นผลทำให้ค่าอัตราความไว K ของการแปลงค่าของวงจร ทำให้ค่าความต้านทานที่ได้จากวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มีค่าลดลง ทำให้ค่าความชันของความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสต่อค่าแรงดันเพิ่มมากขึ้น

ต่อมาได้ตรวจสอบความเป็นเชิงเส้นของวงจร โดยทำการเปรียบเทียบค่ากระแสที่ได้จากการเขียนแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์กับค่าที่ได้จากทฤษฎี โดยทดลองใช้ค่ากระแสไบอัส I_o ของวงจร CCCII เท่ากับ 100 ไมโครแอมป์ ได้ผลการเขียนแบบดังแสดงในรูปที่ 6.8 พบว่าค่ากระแสที่ไหลผ่านวงจรมีลักษณะเป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วงประมาณ -50 มิลลิโวลต์ ถึง 50 มิลลิโวลต์



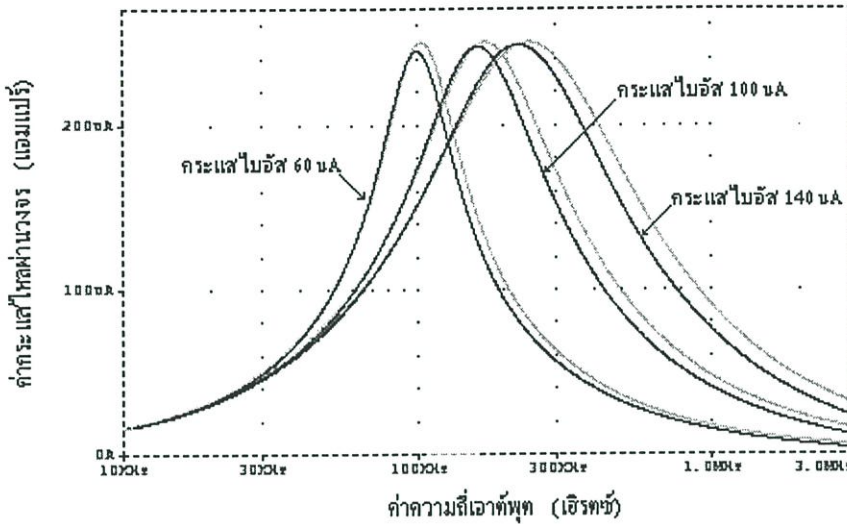
รูปที่ 6.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันกับค่ากระแสที่อินพุตของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์เปรียบเทียบกับค่าในทางทฤษฎี

จากนั้นได้ทดลองนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มากลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุให้เกิดผลเป็นตัวเหนี่ยวนำเสมือน โดยได้นำไปต่อร่วมกับอุปกรณ์ RC เพื่อให้เกิดเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม แสดงลักษณะการต่อวงจรได้ดังรูปที่ 6.9 โดยวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ประกอบขึ้นในการทดลองนี้ได้ใช้ค่าตัวต้านทาน R 200 โอห์ม ตัวเก็บประจุ C มีค่าความเก็บประจุ 2 นาโนฟารัด และตัวเหนี่ยวนำเสมือนซึ่งได้จากการกลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุค่า 5 นาโนฟารัด ที่กำหนดให้ใช้ค่ากระแสไบอัสวงจร 60 ไมโครแอมป์ 100 ไมโครแอมป์ และ 140 ไมโครแอมป์ ตามลำดับ ซึ่งจะทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำจากวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มีค่าเป็น 469.4 ไมโครเฮนรี 169 ไมโครเฮนรี และ 86.2 ไมโครเฮนรี ตามลำดับ เมื่อทำการเลียนแบบโดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้ผลการเลียนแบบที่แสดงให้เห็นค่าความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และค่าของกระแสที่ไหลในวงจรเมื่อขนาดของกระแสไบอัสวงจร CCCII มีค่าต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 6.10 สังเกตได้ว่าเมื่อกระแสไบอัสมีค่าเพิ่มขึ้นค่าอัตราขยาย K



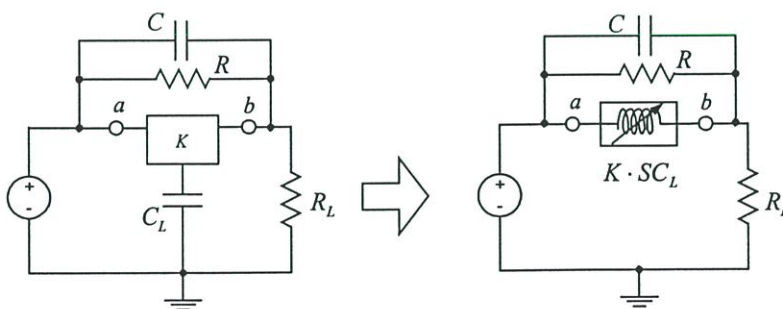
รูปที่ 6.9 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มาใช้ในวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

ของวงจรจะลดลงทำให้ค่าความถี่วนาที่ได้มีค่าลดลงตามไปด้วย ทำให้วงจรเกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่สูงขึ้น ลักษณะของความสัมพันธ์ที่เปลี่ยนแปลงได้นั้นจะเห็นได้ว่ามีผลสอดคล้องกับทฤษฎี โดยค่าความสัมพันธ์ที่แสดง โดยกราฟสี่หาในรูปที่ 6.10 นั้นเป็นผลที่ได้จากการคำนวณตามค่าทางทฤษฎี



รูปที่ 6.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่และค่ากระแสของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

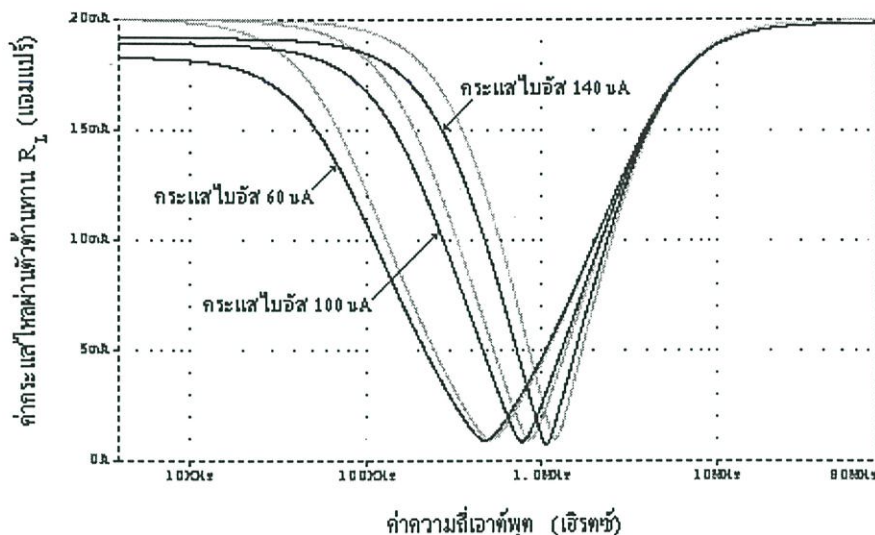
ต่อมาได้ทดสอบนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มาเขียนแบบค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่ในลักษณะวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งโครงสร้างของวงจรมีดังรูปที่ 6.11 ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C ค่า 1 นาโนฟารัด ตัวต้านทาน R มีค่า 1 กิโลโอห์ม ตัวต้านทาน R_L ค่า 50 โอห์ม และตัวเหนี่ยวนำเสมือนที่ได้จากการกลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุค่า 1 นาโนฟารัด



รูปที่ 6.11 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซเนเตอร์แบบขนาน

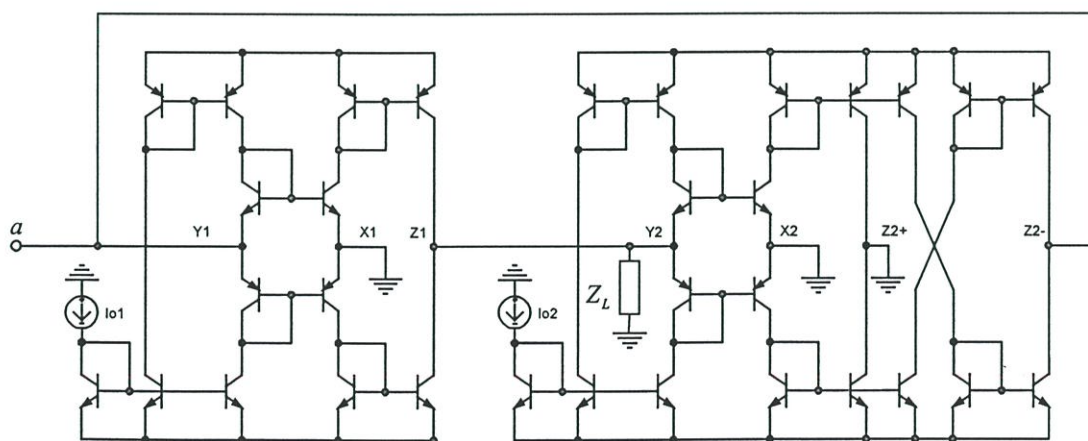
ในการเขียนแบบนี้ได้กำหนดให้ค่ากระแสไบอัสวงจรเป็น 60 ไมโครแอมป์ 100 ไมโครแอมป์ และ 140 ไมโครแอมป์ ซึ่งจะทำได้ตัวเหนี่ยวนำเสมือนค่า 93.9 ไมโครเฮนรี 33.8 ไมโครเฮนรี และ 17.2 ไมโครเฮนรี ตามลำดับแสดงผลการเขียนแบบวงจรมันได้ดังแสดงในรูปที่ 6.12 จะเห็นว่าเมื่อค่ากระแส

ไบอัสวงจรมีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าลดลง มีผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนต์มีค่าเพิ่มขึ้น โดยเส้นกราฟรูปสี่เหลี่ยมแสดงความสัมพันธ์ของค่ากระแสอินพุตที่ค่าความถี่ต่าง ๆ ที่ได้จากทฤษฎี และเส้นกราฟที่แสดงไว้เป็นเส้นทึบเป็นผลที่ได้จากการเลียนแบบวงจร



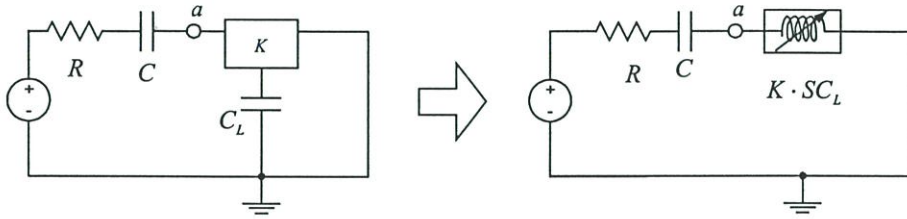
รูปที่ 6.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่และค่ากระแสของวงจรเรโซแนนต์แบบขนาน

ต่อจากนั้นได้ทำการเลียนแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์ ซึ่งโครงสร้างของวงจรประกอบด้วยวงจร CCCII เพียงสองตัวคือชนิดบวกหนึ่งตัวและชนิดลบหนึ่งตัว โดยรูปวงจรมีดังแสดงในรูปที่ 6.13 ขั้ว a แทนขั้วของอิมพีแดนซ์เสมือนของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ และ Z_L แทนอิมพีแดนซ์ที่จะนำไปกลับค่า แสดงรายละเอียดของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์ได้ดังนี้



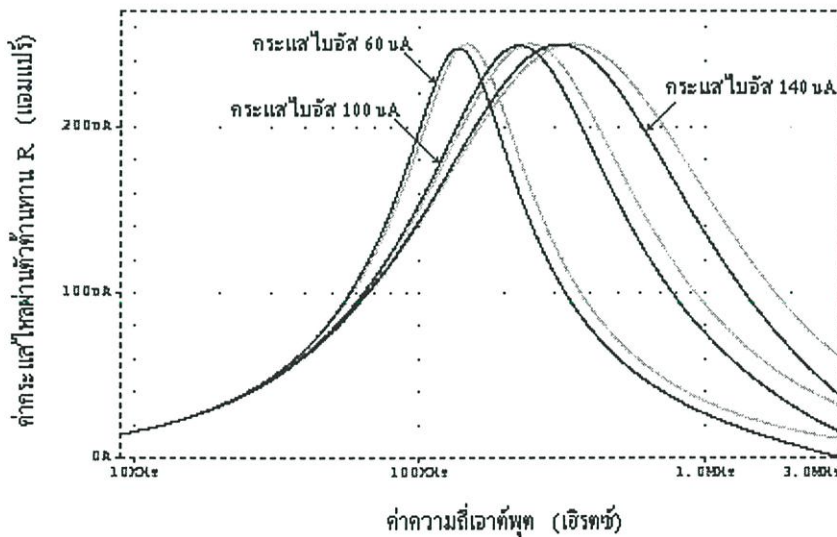
รูปที่ 6.13 วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์

ได้ทำการเลียนแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์ โดยนำไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุให้เป็นตัวเหนี่ยวนำเสมือน เพื่อนำไปประกอบในวงจรเรโซเนเตอร์ชนิดอนุกรม แสดงรูปแบบโครงสร้างของวงจรได้ดังรูปที่ 6.14 โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุ C และ C_L ขนาด 5 นาโนฟารัด ตัวต้านทาน R มีค่า 200 โอห์ม



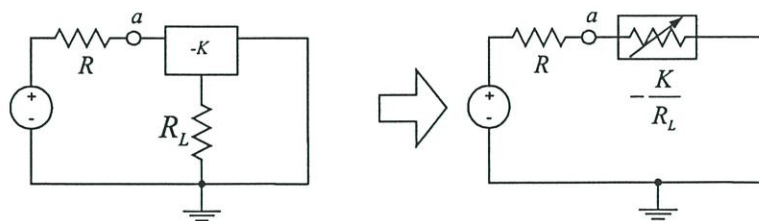
รูปที่ 6.14 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์มาใช้ในวงจรเรโซเนเตอร์แบบอนุกรม

เมื่อได้ทำการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII ให้มีค่าเป็น 60 ไมโครแอมป์ 100 ไมโครแอมป์ และ 140 ไมโครแอมป์ ซึ่งทำให้ได้ค่าตัวเหนี่ยวนำเสมือนเป็นค่า 235 ไมโครเฮนรี 84.5 ไมโครเฮนรี และ 43 ไมโครเฮนรีตามลำดับผลการเลียนแบบวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 6.15 โดยค่าสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมแสดงค่าที่ได้จากทฤษฎี



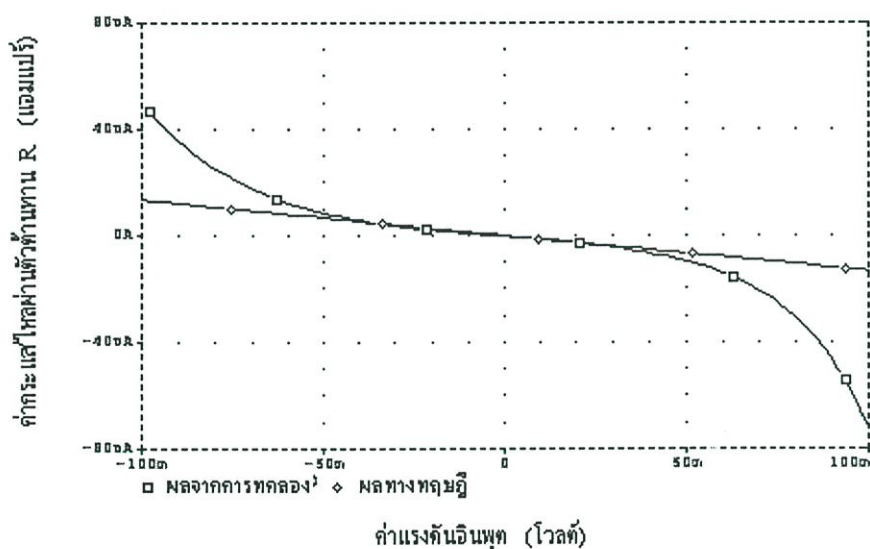
รูปที่ 6.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่และค่ากระแสของวงจรเรโซเนนต์แบบอนุกรม

จากนั้นได้ทำการเลียนแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์แบบลบโดยมีรูปแบบการต่อวงจรดังแสดงในรูปที่ 6.16



รูปที่ 6.16 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์แบบลบไปกลับค่าความต้านทาน

ทำการเขียนแบบวงจร โดยเปลี่ยนขนาดแรงดันอินพุตให้มีค่าตั้งแต่ -100 มิลลิโวลต์ ไปจนถึง 100 มิลลิโวลต์ โดยวงจรประกอบขึ้นจากความต้านทาน R ค่า 10 โอห์ม และค่าความต้านทาน R_L มีค่า 100 โอห์ม ใช้ค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII 15 ไมโครแอมป์ ทำให้ได้ค่าความต้านทานแบบลบ 7.5 กิโลโอห์ม แสดงการเปรียบเทียบระหว่างค่ากระแสที่ได้จากการเขียนแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์กับค่าที่ได้จากทฤษฎี ได้ผลการเขียนแบบดังแสดงในรูปที่ 6.17 พบว่าค่ากระแสที่ไหลผ่านวงจรมีลักษณะเป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วงประมาณ -40 มิลลิโวลต์ ถึง 40 มิลลิโวลต์



รูปที่ 6.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันกับค่ากระแสที่อินพุตของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์แบบลบเปรียบเทียบกับค่าในทางทฤษฎี

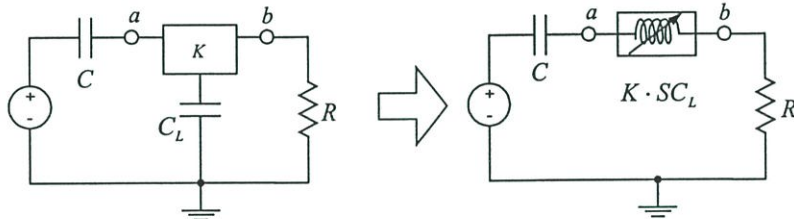
สิ่งที่น่าสังเกตในรูปนี้ก็คือค่าความชันของรูปกราฟนั้นมีค่าเป็นลบซึ่งแสดงว่าค่าอิมพีแดนซ์คือค่าความต้านทานเสมือนที่ได้นั้นมีค่าเป็นความต้านทานชนิดลบ

นอกจากการทดสอบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ด้วยการเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แล้ว ได้ทำการทดสอบวงจรด้วยการปฏิบัติกับวงจรจริง ดังแสดงในหัวข้อถัดไป

6.3.2 การทดลองจากวงจรจริง

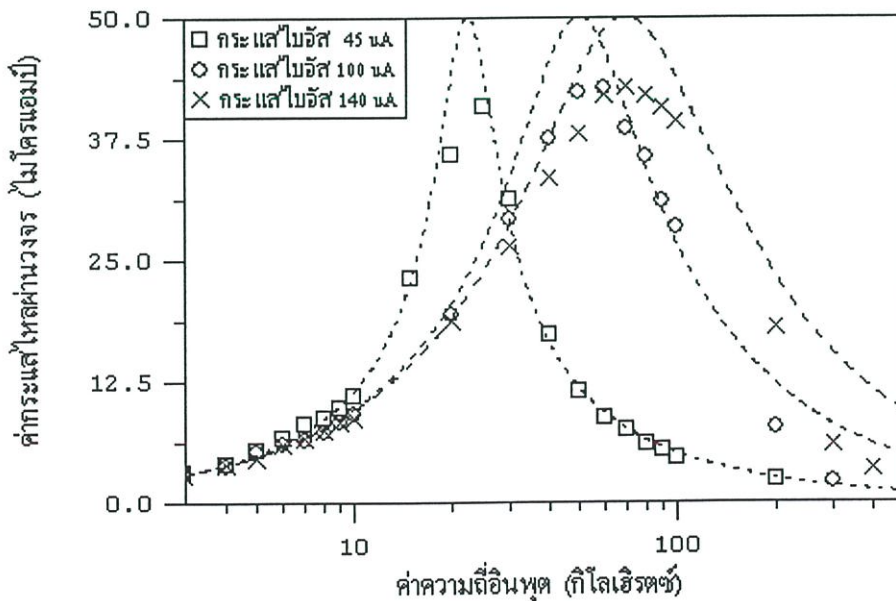
ได้ทำการประกอบวงจรดังรูปที่ 6.5 ซึ่งโครงสร้างของวงจรประกอบด้วยชุดทรานซิสเตอร์ชนิด N-P-N และ P-N-P ที่ประกอบในวงจรรวมเบอร์ 3096 ดังมีรายละเอียดของพารามิเตอร์ในภาคผนวก ข. ขั้ว a และ b แทนขั้วการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอก ใช้ค่าแรงดันไฟเลี้ยงวงจรขนาด ± 2.5 โวลต์ ทำการวัดผลการทดลองต่าง ๆ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

เริ่มการทดลองวงจรโดยนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุเพื่อให้เกิดผลเป็นตัวเหนี่ยวนำเสมือน ซึ่งจะนำไปต่อร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุเพื่อให้เกิดเป็นวงจรเรโซแนนต์แบบอนุกรม แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองได้ดังรูปที่ 6.18 โดยแรงดันอินพุตมีค่า 50 มิลลิโวลต์ ตัวเก็บประจุ C ค่า 3 นาโนฟารัด ตัวเก็บประจุที่นำมากลับอิมพีแดนซ์ C_L ค่า 0.1 ไมโครฟารัด และตัวต้านทาน R ค่า 1 กิโลโอห์ม



รูปที่ 6.18 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซแนนต์แบบอนุกรม

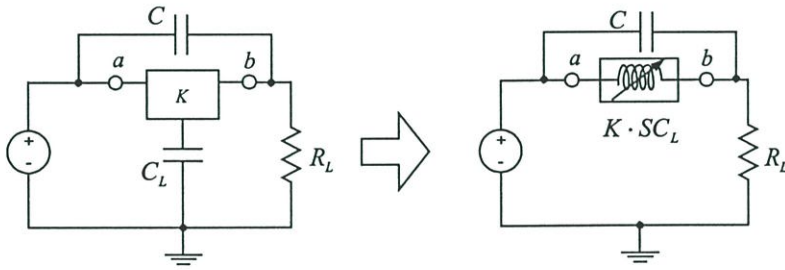
ในการทดลองนี้ได้กำหนดให้ค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII เป็น 45 ไมโครแอมป์ 100 ไมโครแอมป์ และ 140 ไมโครแอมป์ ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์เป็น 16.69 มิลลิเฮนรี 3.38 มิลลิเฮนรี และ 1.72 มิลลิเฮนรี ตามลำดับ แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่อินพุตกับค่ากระแสที่ไหลผ่านวงจรได้ดังรูปที่ 6.19 โดยสัญลักษณ์รูปเรขาคณิตต่าง ๆ แทนค่าที่วัดได้จาก



รูปที่ 6.19 ผลการทดลองจากการนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซแนนต์แบบอนุกรม

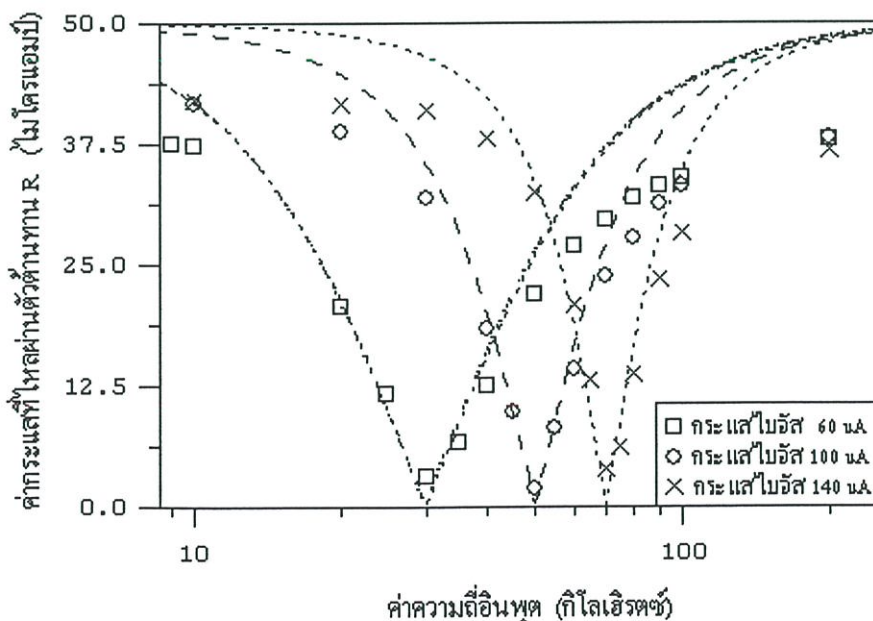
การทดลองและรูปกราฟเส้นประแสดงค่าที่ได้ในทางทฤษฎี จะเห็นได้ว่าเมื่อค่ากระแสไบอัสของวงจรมีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าลดลง จึงมีผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนต์มีค่าเพิ่มขึ้น

ต่อมาได้ทดลองนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มากลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ เพื่อให้ได้เป็นตัวเหนี่ยวนำเสมือนที่จะนำไปต่อร่วมกับตัวเก็บประจุและตัวต้านทานในรูปแบบวงจรเรโซเนเตอร์แบบขนาน โดยแสดงลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 6.20 ในการทดลองได้ใช้ค่าแรงดันอินพุต 50 มิลลิโวลต์ ตัวต้านทาน R ค่า 1 กิโลโอห์ม ตัวเก็บประจุ C ค่า 3 นาโนฟารัด และตัวเก็บประจุ C_L ที่นำมากลับค่า 0.1 ไมโครฟารัด



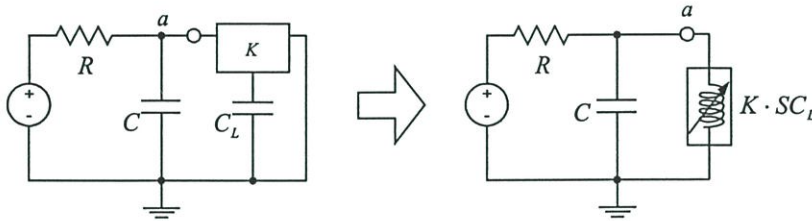
รูปที่ 6.20 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซเนเตอร์แบบขนาน

ทำการทดลองเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII เป็นค่า 60 ไมโครแอมป์ 100 ไมโครแอมป์ และ 140 ไมโครแอมป์ ซึ่งเป็นผลทำให้ได้ตัวเหนี่ยวนำเสมือนจากการกลับค่าอิมพีแดนซ์ตัวเก็บประจุเป็น 9.39 มิลลิเฮนรี 3.38 มิลลิเฮนรี และ 1.72 มิลลิเฮนรี ตามลำดับ แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตและค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_L ได้ดังรูปที่ 6.21 โดยใช้รูปเรขาคณิตต่าง ๆ แทนค่าที่วัดได้จากการทดลองและรูปกราฟเส้นประแสดงค่าที่ได้ทางทฤษฎี จะเห็นได้ว่าเมื่อค่ากระแสไบอัสวงจรมีค่ามากขึ้น จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าลดลง มีผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนต์มีค่าเพิ่มขึ้น



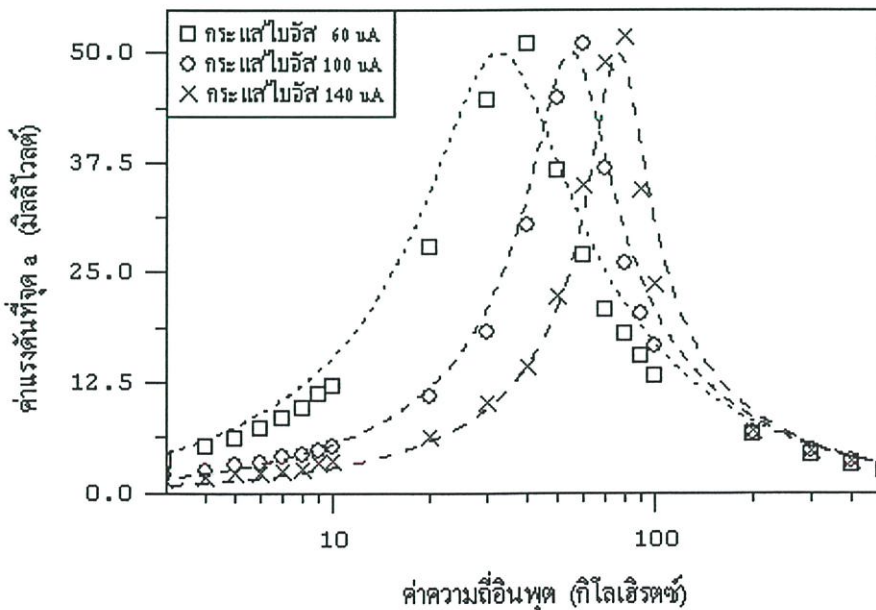
รูปที่ 6.21 ผลการทดลองเมื่อนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มาประกอบเป็นวงจรเรโซเนนต์แบบขนาน

ถัดมาได้ทำการทดสอบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลงกราวด์ ดังแสดงรายละเอียดของวงจรในรูปที่ 6.13 โดยนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ ทำให้เสมือนได้ตัวเหนี่ยวนำแบบลงกราวด์ ซึ่งจะนำตัวเหนี่ยวนำเสมือนนี้ไปต่อร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุให้อยู่ในรูปแบบวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานชนิดลงกราวด์ ซึ่งแสดงการต่อวงจรเพื่อใช้ในการทดสอบดังรูปที่ 6.22 โดยใช้ค่าแรงดันอินพุต 50 มิลลิโวลต์ ตัวต้านทาน R ค่า 1 กิโลโอห์ม ตัวเก็บประจุ C ค่า 5 นาโนฟารัด ตัวเก็บประจุ C_L ที่นำไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ค่า 0.1 ไมโครฟารัด



รูปที่ 6.22 การนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานชนิดลงกราวด์

ทดลองปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสวงจร CCCII เป็นค่า 60 ไมโครแอมป์ 100 ไมโครแอมป์ และ 140 ไมโครแอมป์ ทำให้เสมือนได้ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำค่า 4.70 มิลลิเฮนรี 1.69 มิลลิเฮนรี และ 0.86 มิลลิเฮนรี ตามลำดับ แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่อินพุตกับค่าแรงดันที่จุด a ได้ดังในรูปที่ 6.23 โดยใช้รูปเรขาคณิตแทนค่าที่วัดได้จากการทดลองที่ค่ากระแสไบอัสต่าง ๆ และรูปกราฟเส้นประแสดงค่าที่ได้จากทฤษฎี จะเห็นได้ว่าเมื่อค่ากระแสไบอัสวงจรมีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าลดลง ทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้น ซึ่งผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีเป็นอย่างดี



รูปที่ 6.23 ผลการทดลองเมื่อนำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ไปใช้ในวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

6.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 6 นี้ได้เสนอหลักการออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบใหม่ โดยแสดงวิธีการออกแบบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลอยตัวและชนิดลงกราวด์ ได้แสดงความถูกต้องของหลักการด้วยการทดสอบเลียนแบบวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการปฏิบัติกับวงจรจริง ซึ่งจะเห็นผลที่นำไปใช้งานได้ตามต้องการ

บทที่ 7

สรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานวงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) มาประยุกต์ใช้งานในการสร้างเป็นวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์และวงจรถับค่าอิมพีแดนซ์ ซึ่งวงจร CCCII เป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส มีช่วงความถี่ทำงานกว้าง มีรูปแบบของวงจรไม่ซับซ้อนมาก และมีข้อดีที่สามารถนำค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจรมาประยุกต์ใช้กับงานต่าง ๆ ได้เป็นอย่างดี ซึ่งค่าความต้านทานแฝงนี้สามารถปรับได้ด้วยการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII ทำให้สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ง่ายโดยไม่ต้องเปลี่ยนค่าของตัวอุปกรณ์โดยตรง เนื่องจากข้อดีของวงจร CCCII ดังที่กล่าวมา ผู้วิจัยจึงได้นำวงจร CCCII มาประยุกต์สร้างเป็นวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ โดยนำวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ชนิดที่มีพื้นฐานมาจากวงจรสมิท-ทริกเกอร์มาปรับปรุงใหม่ ทำให้สามารถปรับค่าความถี่ของวงจรได้แบบเป็นเชิงเส้นด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII นอกจากนี้ยังสามารถลดผลของอุณหภูมิที่มีต่อการกำหนดค่าความถี่ของวงจรได้อีกด้วย และนอกจากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์นี้แล้ว ผู้วิจัยยังได้นำวงจร CCCII มาประยุกต์สร้างเป็นวงจรถับค่าอิมพีแดนซ์ ที่มีความสามารถในการกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ออยู่กับกราวด์ให้เสมือนเป็นอิมพีแดนซ์ที่ลอยตัวได้ โดยใช้เพียงอิมพีแดนซ์ที่ต้องการกลับค่าเพียงตัวเดียว ไม่ต้องอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ใด ๆ ในวงจร และค่าอัตราขยายหรือสัมประสิทธิ์ (ความไว) ของการกลับค่าของวงจรสามารถปรับเปลี่ยนได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII

ในการทดสอบการทำงานของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ ได้ใช้การทดลองเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII เพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงของความถี่ ซึ่งได้ผลว่าค่าความถี่เปลี่ยนแปลงแบบเป็นเชิงเส้นที่มีความสอดคล้องตามทฤษฎีที่นำเสนอ โดยกระแสไบอัสที่ทำให้ความถี่ที่ได้จากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์มีความเป็นเชิงเส้น มีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 10 ไมโครแอมป์ ถึง 210 ไมโครแอมป์ ทำให้สามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่ให้อยู่ในช่วงกว้างประมาณ 2 เดคาเด และสำหรับการทดสอบเสถียรภาพของค่าความถี่ของวงจรเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป ผลการทดลองแสดงว่าสามารถลดผลของอุณหภูมิต่อค่าความถี่ได้ตามหลักการ แม้ว่าค่าความถี่ที่ได้จะมีความคลาดเคลื่อนบ้างเล็กน้อย นอกจากนี้วงจรยังได้รับผลกระทบจากค่าออฟเซตขณะที่ค่ากระแสไบอัสของวงจร CCCII มีค่ามาก ๆ คือกระแสที่ได้จากวงจร CCCII จะมีค่าออฟเซตเกิดขึ้น เมื่อนำค่ากระแสไปเก็บและคายประจุที่ตัวเก็บประจุ จะทำให้เกิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ไม่สมมาตร ผลที่ตามมาคือค่าความสมมาตรของรูปสัญญาณเอ็ดฟุต (duty cycle) มีความคลาดเคลื่อนไปบ้างตามความไม่สมมาตรของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

สำหรับการทดสอบการทำงานของวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ ได้นำวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ ไปกลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทาน ทำให้เห็นประโยชน์ของวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ชัดเจน อย่างหนึ่งคือสามารถนำวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ไปกลับค่าความต้านทานค่าน้อย ๆ ให้เป็นค่าความต้านทานค่ามาก ๆ ได้ เป็นเหตุทำให้สามารถลดพื้นที่บนวงจรรวมในการสร้างค่าความต้านทาน และเมื่อนำวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ ก็จะทำให้สามารถสร้างตัวเหนี่ยวนำเสมือนขึ้นมาได้ ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากในการออกแบบวงจรรวม ผลการทดสอบการเลียนแบบวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์และผลจากการปฏิบัติกับวงจรจริงที่ได้แสดงให้เห็นความถูกต้องของหลักการ ปัญหาโดยรวมของทั้งวงจระอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์และวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์คือลักษณะของวงจรที่ใช้ในการทดลองเป็นลักษณะวงจรแบบดิสครีตทำให้คู่ของทรานซิสเตอร์ในวงจร CCCII มีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ไม่สมพงค์ (match) กัน ทำให้ผลการทดสอบเกิดความคลาดเคลื่อนจากวงจรในทางอุดมคติ แต่ก็สามารถปรับปรุงให้วงจรมีค่าความคลาดเคลื่อนน้อยลงได้โดยเลือกใช้อุปกรณ์ที่มีค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมหรือนำไปสร้างในรูปแบบเป็นวงจรรวมอันจะทำให้สามารถลดความไม่สมพงค์ในเชิงดิสครีตของตัวอุปกรณ์ได้ (คือทำให้ความแตกต่างของขนาดทางกายภาพต่าง ๆ ของอุปกรณ์แต่ละตัวมีความใกล้เคียงกันมาก ๆ ได้) ผู้วิจัยหวังว่างานวิจัยนี้จะเป็นแนวทางหนึ่งในการพัฒนางจระอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์และวงจรถลับค่าอิมพีแดนซ์ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Toumazou C., F. J. Lidgley and D.G. Haigh, 1990, **Analog IC Design: the Current Mode Approach**, Peter Peregrinus
- [2] Wilson B., Apr. 1990, "Recent developments in current conveyors and current mode circuits." Proc.IEE vol. 137, pt.G, no.2pp.63-70
- [3] William David Cooper and Albert D. Helfrick, 1985, **Electronic Instrumentation and Measurement techniques**, Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall
- [4] Ferris, Clifford D, 1995, **Elements of Electronic Design**, St. Paul, MN : West
- [5] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith, 1991, **Microelectronic Circuits**, 3th edition, Oxford University
- [6] National Semiconductor Corp., 1982, "**Linear Databook**", Santa Clara, CA
- [7] Roubik Gregorian and Gabor C. Temes, 1986, **Analog MOS Intergrated Circuits**, New York : John Wiley
- [8] J. W. Haslett, January 1989, "Current-switching Linear VCO", Electronic Letter, 25(2), pp. 139-140
- [9] C. F. Frampton, March 1981, "Wide Range VCO Gives Equal Mark Space Ratio", New Electronics, 14 (6), p.27
- [10] Moschytz, G. S., 1974, **Linear Integrated Networks, Fundamentals**, Van Nostrand Comp.
- [11] A. Soliman and M.A. Alturaigi, 1967, "Current mode simulation of lossless floating inductance", International Journal of Electronics, Vol. 83, No. 6, pp. 825-829
- [12] David Johns and Ken Martin, 1997, **Analog Integrated Circuit Design**, New York : John Wiley
- [13] Thomas L. Floyd , 2001, **Electronics Fundamentals Circuits, Devices, and Applications**, 5th edition, Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall
- [14] M.E. Van Valkenburg, 1982, **Network Analysis**, 3rd edition, New Delhi : Prentice-Hall of India
- [15] R. H. S. Riordan, Febuary 1967, "Simulated Inductors Using Differential Amplifiers", Electronics Letters Vol.3 No. 2 pp. 50-51
- [16] Senani, R., 1981, "Some new synthetic floating inductance configurations", AEU, 35, pp. 307-310
- [17] Soliman A. M., 1978, "New active-gyator circuit using a single current conveyor", IEEE proc., 66, pp.1580-1581

- [18] B. Gillbert, January 1975, "Translinear Circuits: A Proposed Classification", *Electronics Letters*, Vol. 11, No. 1 pp. 14-16
- [19] Paul R. Gray and Robert G. Mayer, 1993, **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**, 3rd edition, John Wiley and Sons
- [20] Evert Seevinck, 1988, **Analysis and Synthesis of Translinear Integrated Circuits**, Elsevier
- [21] K. C. Smith and A. Sedra, "The Current Conveyor – A New Circuit Building Block", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 56, August 1968, pp. 1368-1369
- [22] A. Sedra and K. C. Smiths, February 1970, "A Second-Generation Current Conveyor and Its Applications" *IEEE Transactions on Circuit Theory*, pp. 132-134
- [23] Alain Fabre, Omar Saaid and Christophe Boucheron, February 1996, "High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 43, No. 2, , pp. 82-91
- [24] A. Fabre, June 1994, "New formulations to describe translinear mixed cells accurately", *IEE Proc. Circuit Devices Systems*, Vol. 141, No. 3, pp. 167-173
- [25] Erwin Kreyszig, 1999, **Advanced Engineering Mathematics**, 8th edition, New York : John Wiley
- [26] Theodore F. Bogart, Jeffrey S. Beasley, Guillermo Rico, 2001, **Electronic Devices and Circuits**, 5th edition, Prentice Hall
- [27] Otto H. Schmitt, January 1938, "A Thermionic Trigger", *Journal of Scientific Instruments*, pp. 24-26.
- [28] วิวัฒน์ กิรานนท์, 2540, **ทฤษฎีโครงข่ายวงจรไฟฟ้า**, พิมพ์ครั้งที่ 6. กรุงเทพฯ ฯ : ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [29] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll , 2001, **Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits** , 4th edition, Prentice-Hall

ภาคผนวก ก.

ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจร

*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
```

*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
```

ภาคผนวก ข

รายละเอียดของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง



CA3096, CA3096A, CA3096C

August 1996

NPN/PNP Transistor Arrays

Applications

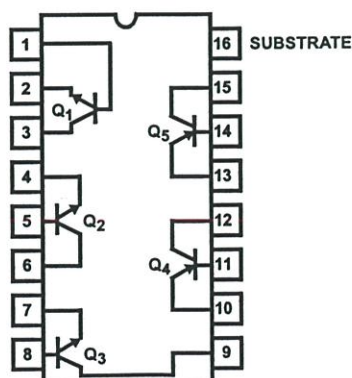
- Five-Independent Transistors
 - Three NPN and
 - Two PNP
- Differential Amplifiers
- DC Amplifiers
- Sense Amplifiers
- Level Shifters
- Timers
- Lamp and Relay Drivers
- Thyristor Firing Circuits
- Temperature Compensated Amplifiers
- Operational Amplifiers

Ordering Information

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

Pinout

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



Description

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

Types CA3096A, CA3096, and CA3096C are identical, except that the CA3096A specifications include parameter matching and greater stringency in I_{CBO} , I_{CEO} , and $V_{CE(SAT)}$. The CA3096C is a relaxed version of the CA3096. To type this body text, simply triple click this paragraph and begin typing. The paragraph tag for this area is called body.

CA3096, CA3096A, CA3096C Essential Differences

CHARACTERISTIC	CA3096A	CA3096	CA3096C
$V_{(BR)CEO}$ (V) (Min)	NPN	35	24
	PNP	-40	-24
$V_{(BR)CBO}$ (V) (Min)	NPN	45	30
	PNP	-40	-24
h_{FE} at 1mA	NPN	150-500	100-670
	PNP	20-200	15-200
h_{FE} at 100 μ A	PNP	40-250	30-300
I_{CBO} (nA) (Max)	NPN	40	100
	PNP	-40	-100
I_{CEO} (nA) (Max)	NPN	100	1000
	PNP	-100	-1000
$V_{CE SAT}$ (V) (Max)	NPN	0.5	0.7
$ V_{IO} $ (mV) (Max)	NPN	5	-
	PNP	5	-
$ I_{IO} $ (μ A) (Max)	NPN	0.6	-
	PNP	0.25	-

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Users should follow proper IC Handling Procedures.
Copyright © Harris Corporation 1996

File Number 595.3

CA3096, CA3096A, CA3096C

Absolute Maximum Ratings

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

Operating Conditions

Temperature Range -55°C to 125°C

Thermal Information

	θ_{JA} (°C/W)
Thermal Resistance (Typical, Note 2)	
PDIP Package	90
SOIC Package	170
Maximum Power Dissipation (Each Transistor, Note 3)	200mW
Maximum Junction Temperature (Plastic Package)	150°C
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300°C
(SOIC - Lead Tips Only)	

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

NOTES:

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

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

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

CA3096, CA3096A, CA3096C

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	CA3096			CA3096A			CA3096C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
I_{CEO}	$V_{CE} = -10\text{V}$, $I_B = 0$	-	-0.12	-1000	-	-0.12	-100	-	-0.12	-1000	nA
$V_{(BR)CEO}$	$I_C = -100\mu\text{A}$, $I_B = 0$	-40	-75	-	-40	-75	-	-24	-30	-	V
$V_{(BR)CBO}$	$I_C = -10\mu\text{A}$, $I_E = 0$	-40	-80	-	-40	-80	-	-24	-60	-	V
$V_{(BR)EBO}$	$I_E = -10\mu\text{A}$, $I_C = 0$	-40	-100	-	-40	-100	-	-24	-80	-	V
$V_{(BR)EIO}$	$I_{E1} = 10\mu\text{A}$, $I_B = I_C = 0$	40	100	-	40	100	-	24	80	-	V
$V_{CE SAT}$	$I_C = -1\text{mA}$, $I_B = -100\mu\text{A}$	-	-0.16	-0.4	-	-0.16	-0.4	-	-0.16	-0.4	V
V_{BE} (Note 4)	$I_C = -100\mu\text{A}$, $V_{CE} = -5\text{V}$	-0.5	-0.6	-0.7	-0.5	-0.6	-0.7	-0.5	-0.6	-0.7	V
h_{FE} (Note 4)	$I_C = -100\mu\text{A}$, $V_{CE} = -5\text{V}$	40	85	250	40	85	250	30	85	300	
	$I_C = -1\text{mA}$, $V_{CE} = -5\text{V}$	20	47	200	20	47	200	15	47	200	
$ \Delta V_{BE}/\Delta T $ (Note 4)	$I_C = -100\mu\text{A}$, $V_{CE} = -5\text{V}$	-	2.2	-	-	2.2	-	-	2.2	-	mV/ $^\circ\text{C}$

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

NOTE:

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

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3096A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
FOR TRANSISTORS Q_1 AND Q_2 (AS A DIFFERENTIAL AMPLIFIER)						
Absolute Input Offset Voltage	$ V_{IO} $	$V_{CE} = 5\text{V}$, $I_C = 1\text{mA}$	-	0.3	5	mV
Absolute Input Offset Current	$ I_{IO} $		-	0.07	0.6	μA
Absolute Input Offset Voltage Temperature Coefficient	$\frac{ \Delta V_{IO} }{\Delta T}$		-	1.1	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
FOR TRANSISTORS Q_4 AND Q_5 (AS A DIFFERENTIAL AMPLIFIER)						
Absolute Input Offset Voltage	$ V_{IO} $	$V_{CE} = -5\text{V}$, $I_C = -100\mu\text{A}$ $R_S = 0$	-	0.15	5	mV
Absolute Input Offset Current	$ I_{IO} $		-	2	250	nA
Absolute Input Offset Voltage Temperature Coefficient	$\frac{ \Delta V_{IO} }{\Delta T}$		-	0.54	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$

CA3096, CA3096A, CA3096C

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

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

Typical Applications

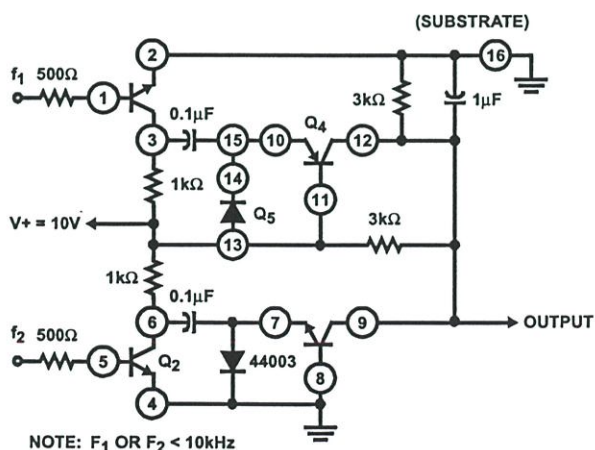


FIGURE 1. FREQUENCY COMPARATOR USING CA3096

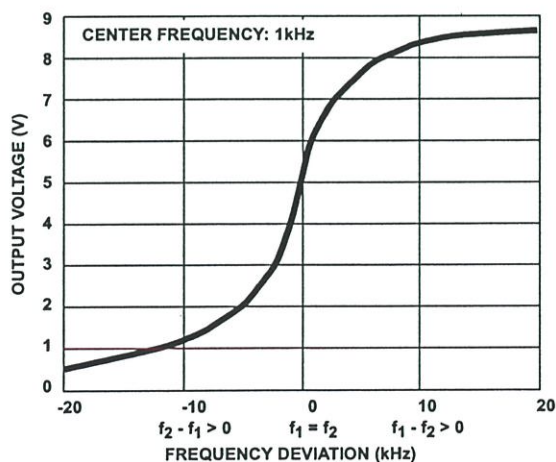


FIGURE 2. FREQUENCY COMPARATOR CHARACTERISTICS

ภาคผนวก ค.

บทความที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ และได้รับการตีพิมพ์



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

ลาดกระบัง

คณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

LABKRABANG ENGINEERING - JOURNAL

ปีที่ 17 ฉบับที่ 3

กันยายน 2543

1.	วงจรกำลังสองสัญญาณกระแสแบบ CMOS ที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำและอิสระจาก body effect สมนึก หัวหาญ สุพจน์ หุ่นย่อง กอบชัย เดชหาญ อธิพงษ์ ชัยสายัณห์	1
2.	วงจรคุณสัญญาณที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ วัลลภ เทียมวรหัด นุกุล สุวรรณชาติ กอบชัย เดชหาญ อธิพงษ์ ชัยสายัณห์	5
3.	วงจรคุณสัญญาณกระแสกับสัญญาณแรงดัน สุธีร์ บุญศรี ชัยวัฒน์ สากล กอบชัย เดชหาญ อธิพงษ์ ชัยสายัณห์	10
4.	ความต้านทานแบบลอยตัวที่ควบคุมด้วยแรงดันใช้ซีมอสทรานซิสเตอร์ สุพจน์ หุ่นย่อง สมนึก หัวหาญ กอบชัย เดชหาญ อธิพงษ์ ชัยสายัณห์	14
5.	วงจรคุณสัญญาณอนาล็อกแบบ 4 ควอดแรนต์อย่างง่าย ชัยวัฒน์ สากล สุธีร์ บุญศรี กอบชัย เดชหาญ อธิพงษ์ ชัยสายัณห์	18
6.	วงจรรแอนตลอคการรอมิกและวงจรรฟังก์ชันเลขยกกำลัง ภัทธชัย อุปรีหธิกุล เกียรติศักดิ์ คมวิริยะ วัลลภ สุระกำพลธร สุมาลี อุดหวณิชย์ วีรศิลป์ ทุมวิภาต	22
7.	วงจรรวชิโอที่ชดเชยให้เกิดเสถียรภาพของควายถี่อื่นเนื่องจากอูดเทมูมิ อธิภ มงคลชจิต วิวัฒน์ กิรานนท์ วิภา แสงพิสิทธิ์ จริญญา เลิศจรัสรัมย์ดี	28
8.	การปกปิดข้อมูลด้วยการเข้ารหัสบล็อกโคตและสัญญาณรบกวนแบบลำดับสุ่มเทียมที่สร้างบน FPGA โกศล ตราชู ฟูศักดิ์ ชิวสุวิทย์	34
9.	การออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพวงจรรสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโดยใช้เทคโนโลยี FPGA เนววิทย์ ศรีหารักษา พรชัย เอี่ยมเศรษฐกุล สมศักดิ์ มิตะดา กอบชัย เดชหาญ	40
10.	ตรวจสอบการจำหน่ายของจดหมายโดยอาศัยพื้นฐานของอินเทกติก ไพโรจน์ ชิวพฤตนิพันธ์ กอบชัย เดชหาญ นภัทร สระเอี่ยม	46
11.	การแทนความรู้โดยใช้ตารางการตัดสินใจแบบพีซีซี พิริยะ เขาวป่าณี เอือน ปิ่นเงิน	52
12.	การออกแบบและสร้างไมโครฮิตเตอร์เพื่อศึกษาการกระจายความร้อนบนโคอะเฟรมของซิลิกอน รังสรรค์ เมืองเหลือ สมศักดิ์ เขียรศิริกุล สมเกียรติ ศุภเดช	58
13.	ศึกษาการถ่ายเทแรงดันช่วงกวางและแรงดันสัมผัสระหว่างสายในและระบบไฟฟ้าแรงต่ำของ กฟน. มณฑล สีสานจินดาไกรฤกษ์ ยโสธร สุขประสงค์	64
14.	การปรับปรุงตัวประกอบกำลังในการเรียงกระแสแบบ 3 เฟส อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ กภาพล ศิริจันทร์พงศ์	70
15.	การคำนวณสมรรถนะของสัญญาณรบกวน Audible Noise ของโคโรน่าในสายส่งไฟฟ้าแรงสูงแรงจรั 230 kV. วรรณชนีย์ โรจนวิรุณห มณฑล สีสานจินดาไกรฤกษ์	76
16.	การศึกษาชนิดของผนังภายนอกที่มีผลต่อการบำรุงรักษาในระยะยาว วิบูลย์ วัฒนญาณ ชัยวัฒน์ หล่อศิริรัตน์ นพพนธ์ ราชานานนท์	82
17.	โปรแกรมคำนวณการไหลเบื้องต้นโดยวิธีการปริมาตรสืบเนื่อง จารุวัตร เจริญสุข อรรณพ ผาบเพ็ง	87
18.	สมรรถนะการหล่อลื่นของแบร์ริงสลักลูกสูบ มงคล มงคลวงศ์โรจน์ อมรชัย ฉัตรสง่า	93
19.	การศึกษาสมรรถนะของใบพัดลมแรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง อัศวเดช สินธุภัก อภิชาติ เสมศรี	99
20.	การออกแบบคลัตช์อัตโนมัติ อัศวเดช สินธุภัก ทวีศักดิ์ ปิยะทัศนานนท์	105
21.	การจำลองผลของตำแหน่งจัดต่อเส้นทางเดินอนุภาคในขบวนการดูดซับก๊าซซัลเฟอร์ไดออกไซด์ จารุวัตร เจริญสุข นิตินัย ปัญญาบุญกุล	109
22.	การศึกษาผลกระทบของขนาดต่อเส้นทางเดินของอนุภาคแคลเซียมคาร์บอเนตในห้องเผาไหม้ถ่านหินผง จารุวัตร เจริญสุข สนธยา มิเลียง	115
23.	กรณีศึกษาการใช้น้ำมันก๊าดซอสแตกตัวเบาในหน่วยกำจัดกำมะถันในน้ำมันดีเซลเพื่อหาปริมาณการใช้ก๊าซไฮโดรเจนและ วางแผนการผลิตที่เหมาะสมในโรงกลั่นน้ำมัน ภาณุเดช สุขเขตต์ อัญชลิพร วาริหสวัสดิ์ หล่อทองคำ	121
24.	การศึกษาผลกระทบของอุณหภูมิมีนำหล่อเย็นที่มีต่อการเกิดผลึกและสมบัติเชิงกลของโพลีเอทิลีน วีรศักดิ์ หมู่เจริญ มิ่ง โสภิจแสงทอง	127
25.	ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนสมระหว่างเชื้อเพลิงดีเซลกับน้ำมันพืชในเชื้อเพลิงผสมต่อการสันดาปและสมรรถนะ ของเครื่องยนต์ดีเซล สมชัย นรเศรษฐ์ไศกาน ปิ่น ประภาพันธ์	132

วงจรวีซีโอที่ชดเชยให้เกิดเสถียรภาพของความถี่ อันเนื่องมาจากอุณหภูมิ

Temperature Compensated VCO

อริกุล มงคลขจิต วิวัฒน์ กิรานนท์ วิภา แสงพิสิทธิ จริยา เลิศจรสวรรค์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรวีซีโอ (VCO: Voltage Controlled Oscillator) แบบใหม่ที่ผลิตสัญญาณเอาต์พุตเป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม และรูปสี่เหลี่ยม ซึ่งได้ทำการชดเชยผลกระทบของอุณหภูมิ ทำให้ค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าไม่ขึ้นอยู่กับค่าของอุณหภูมิ (ตามทฤษฎี) โครงสร้างของวงจรมีการปรับปรุงจากการใช้วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสรุ่นที่สอง (CCCII) เข้าไปแทนค่าความต้านทานในส่วนป้อนกลับของวงจรมิติชmitt trigger) แบบที่ใช้โอปแอมป์สร้างเป็นวงจระสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ (astable multivibrator) ชนิดพื้นฐานที่มีอยู่เดิม ผลการจำลองวงจรมีการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ แสดงผลสอดคล้องตามหลักการที่ได้นำเสนอ

Abstract

This paper presents a new design of voltage controlled oscillator that generates both triangle and square wave signal outputs. The advantage of this circuit is that the frequency output does not depend on temperature. It is improved from conventional astable multivibrator based on Schmitt trigger. Replacing feedback resistors by second generation current controlled conveyors (CCCII) make thermal parameter not related with generated signals. Simulation results by computer program agree with the presented principle.

1. บทนำ

วีซีโอเป็นอุปกรณ์ที่มีประโยชน์ และใช้กันอย่างแพร่หลายในวงจรรอิเล็กทรอนิกส์ วงจรเครื่องมือวัด และวงจรอื่น ๆ ในสาขาใกล้เคียง วีซีโอชนิดที่ให้เอาต์พุตเป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม และรูปสี่เหลี่ยม ซึ่งปรับช่วงการกวาดความถี่ได้ด้วยนั้นเราสามารถสร้างขึ้นด้วยการใช้โอทีเอ (OTA: Operational Transconductance Amplifier) มาเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ปรับค่าได้ เพื่อนำไปทำการประจุหรือคายประจุตัวเก็บประจุซึ่งต่ออยู่กับกราวด์ และนำค่าแรงดันที่เกิดขึ้นคร่อมตัวเก็บประจุนั้นไปควบคุมวงจรมิติชmitt trigger) แล้วจึงนำเอาต์พุต

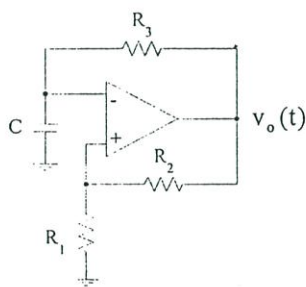
ของมิติชmitt trigger) ป้อนกลับไปควบคุมโอทีเอ [1, 2] แต่อย่างไรก็ตาม วงจรวีซีโอที่สร้างด้วยวิธีการดังกล่าว จะให้ค่าเสถียรภาพของความถี่ที่ผลิตออกมาไม่คืบคั่ง ทั้งนี้เพราะสาเหตุเนื่องจากค่าความนำไฟฟ้าร่วม (mutual conductance) ของโอทีเอนั้นมีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ [3] ค่าเสถียรภาพของความถี่นี้สามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นได้บ้างพอควรเมื่อใช้มิติชmitt trigger) ที่สร้างขึ้นด้วยการใช้โอทีเอแทนวงจรเปรียบเทียบแรงดันตามที่ใช้กันอยู่ทั่วไป [4] แต่วิธีการดังกล่าวก็ไม่เพียงพอ ที่ใช้ในการออกแบบ

สร้างวีซีโอสำหรับวงจรเครื่องมือวัด หรือวงจรในระบบโทรคมนาคม โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเป็นอุปกรณ์ที่ต้องใช้ อยู่ในที่มีสภาวะแวดล้อมที่มีอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง อยู่ตลอดเวลา

เพื่อเพิ่มเสถียรภาพของความถี่ให้กับวีซีโอ บทความนี้ได้ใช้วงจร CCCII [5] ร่วมกับวงจรเปรียบเทียบแรงดัน โดยโครงสร้างของวงจรทำให้อิทธิพลของแรงดันเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) ของ CCCII หักล้างกันพอดี ทำให้วงจรที่ได้มีเสถียรภาพของวงจรดีกว่าวงจรแบบเดิม [1, 2]

2. การออกแบบวงจร

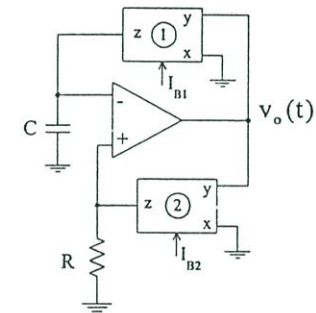
วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีหลักการที่ใช้ขมิตต์ทริกเกอร์โดยพื้นฐาน จะมีรูปแบบวงจรดังแสดงในรูปที่ 1 [6] วงจรนี้นำมาดัดแปลงเป็นวีซีโอได้ง่าย โดยการใช้ความต้านทานระหว่างขาเดรนและขาซอร์สของมอสเฟตมาแทนความต้านทาน R ตัวใดตัวหนึ่ง และใช้การควบคุมค่าแรงดัน ที่ขาเกตของมอสเฟต เพื่อปรับค่าความต้านทานนั้น ซึ่งจะทำให้เปลี่ยนค่าความถี่ของวงจรได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ขมิตต์ทริกเกอร์

แต่การกระทำเช่นนี้มีข้อเสียคือ ค่าการเปลี่ยนแปลงของความถี่เอาต์พุต $V_o(t)$ ไม่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นตามแรงดันที่ใช้ควบคุมวงจร เพื่อจะแก้ไขข้อด้อยนี้จึงได้มีการเสนอวงจรที่ใช้โอทีเอมาแทน R_3 [1] เพื่อใช้ค่าของกระแสจากแหล่งจ่ายกระแสควบคุม (controlled current source) ของโอทีเอ มาควบคุมการประจุและคายประจุของ

ตัวเก็บประจุ C ซึ่งวงจรให้ค่าความถี่ที่ได้แปรเป็นเชิงเส้นตามค่าแรงดันอินพุตเป็นอย่างดี แต่เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสของโอทีเอนั้นมีค่าขึ้นกับอุณหภูมิ ฉะนั้นวงจรนี้จึงขาดเสถียรภาพของความถี่อันเนื่องมาจากผลการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ซึ่งปรากฏให้เห็นได้จากสมการแสดงการคำนวณหาค่าของความถี่ คือสมการ(1) ในบทความ [1] นั้น เพื่อแก้ไขข้อบกพร่องนี้ เราได้ใช้วงจร CCCII [5] แทน R_2 และ R_3 ดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 วงจรวีซีโอที่ใช้ CCCII

ถึงแม้ว่า I_2 ของ CCCII จะมีค่าเป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิ เช่นเดียวกับโอทีเอ แต่การประกอบวงจรตามรูปที่ 2 จะทำให้ค่าความถี่ของวงจรมีค่าแปรตามค่าอัตราส่วนของกระแสไบอัส I_{B1} ต่อ I_{B2} ซึ่งจะทำให้ค่าอิทธิพลของแรงดันเชิงอุณหภูมินั้นหักล้างกันหมดไป จึงทำให้ไม่เหลืออิทธิพลของแรงดันเชิงอุณหภูมิต่อวงจรเหมือนวงจรตาม [1]

การทำงานของวงจรรีบยาได้ดังต่อไปนี้คือ เมื่อเราใช้ค่าแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ $\pm V_{CC}$ ก็จะทำให้เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน มีค่าเป็น $+V_{CC}$ หรือ $-V_{CC}$ เท่านั้น ขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตที่ขั้วบวกและลบของวงจรเปรียบเทียบแรงดันว่าค่าใดจะมากกว่ากัน ค่าแรงดันอินพุตที่ขั้วบวกของวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะมีค่าเท่ากับ $I_{22}R$ หรือ $\pm \frac{V_{CC}}{R_{X2}} R$ เมื่อ R_{X2} คือค่าความต้านทานแฝง (parasitic resistance) ที่ ขั้ว X ของ CCCII ตัวที่ 2 ดังนั้นช่วงค่าความแตกต่างของแรงดันอินพุตที่ทำให้ขมิตต์ทริกเกอร์ เปลี่ยนสถานะก็คือ $2V_{CC} \frac{R}{R_V}$ โวลต์ และ

เนื่องจากอัตราการประจุและการคายประจุของ C มีค่าเท่ากับ $\frac{I_{z1}}{C}$ หรือ $\pm \frac{V_{CC}}{R_{X1}C}$ โวลต์/วินาที ดังนั้นช่วงเวลา T ที่ทำให้ขมิတ်ทริกเกอร์เปลี่ยนสถานะ จึงหาได้เป็นดังนี้คือ

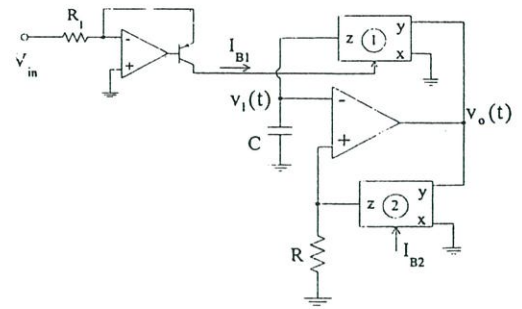
$$T = 2RC \frac{R_{X1}}{R_{X2}} \quad (1)$$

เพราะฉะนั้นค่าความถี่เอาต์พุต f_o ของวงจรมีค่าหาได้จากส่วนกลับของคาบเวลา 2T

$$f_o = \frac{1}{2T} = \frac{1}{4RC} \left(\frac{R_{X2}}{R_{X1}} \right) \quad (2)$$

โดยการใช้ค่าความสัมพันธ์ของความต้านทานแฝงที่ขั้ว X ของ CCCII กับค่ากระแสไบอัส I_B ของ CCCII [5] คือ

$$R_X = \frac{V_T}{2I_B} \quad (3)$$

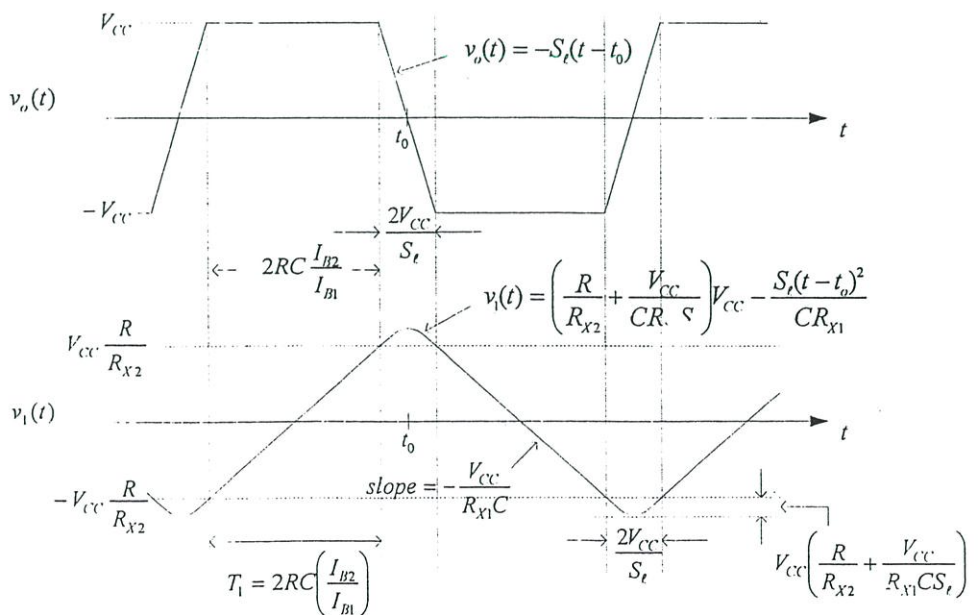


รูปที่ 3 วงจรวีซีไอ

แทนค่าใน (2) จะได้

$$f_o = \frac{1}{4RC} \left(\frac{I_{B1}}{I_{B2}} \right) \quad (4)$$

จะพบว่าค่าความถี่ f_o แปรตามค่าอัตราส่วนของกระแสไบอัส $\left(\frac{I_{B1}}{I_{B2}} \right)$ อย่างแบบเชิงเส้น และที่สำคัญก็คือ f_o ไม่เป็นฟังก์ชันของแรงดันเชิงอุณหภูมิ V_T ดังนั้นวงจรมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิของความถี่เอาต์พุต ดีกว่าวงจรตามเอกสาร [1, 2]



รูปที่ 4 รูปคลื่นที่เห็นไปเนื่องจากการสลับของวงจรถือเปรียบเทียบกับแรงดันที่มีค่าจำกัด

การปรับปรุงให้วงจรนี้กลายเป็นวงจรวีซีโอ
ทำได้โดยการใช้วงจรแปลงแรงดันอินพุต V_{in} ให้เป็น
กระแส I_{in} ดังแสดงในรูปที่ 3 เมื่อสมมติว่าค่ากระแส
ของทรานซิสเตอร์น้อยมาก จนสามารถตัดทิ้งได้ เราจะ
พบว่า $I_{in} = \frac{V_{in}}{R_1}$ ดังนั้นสมการของ f_o จะได้เป็นดังนี้คือ

$$f_o = \frac{V_{in}}{4RR_1CI_{B2}} \quad (5)$$

จะพบว่าค่า f_o จากสมการ (5) มีค่าแปรโดยตรงตามค่า V_{in}
นั่นคือค่าความถี่ของวีซีโอเปลี่ยนแปลงตามค่าของแรงดัน
อินพุตนี้

3. ความคลาดเคลื่อนเนื่องจากอัตราการสlew

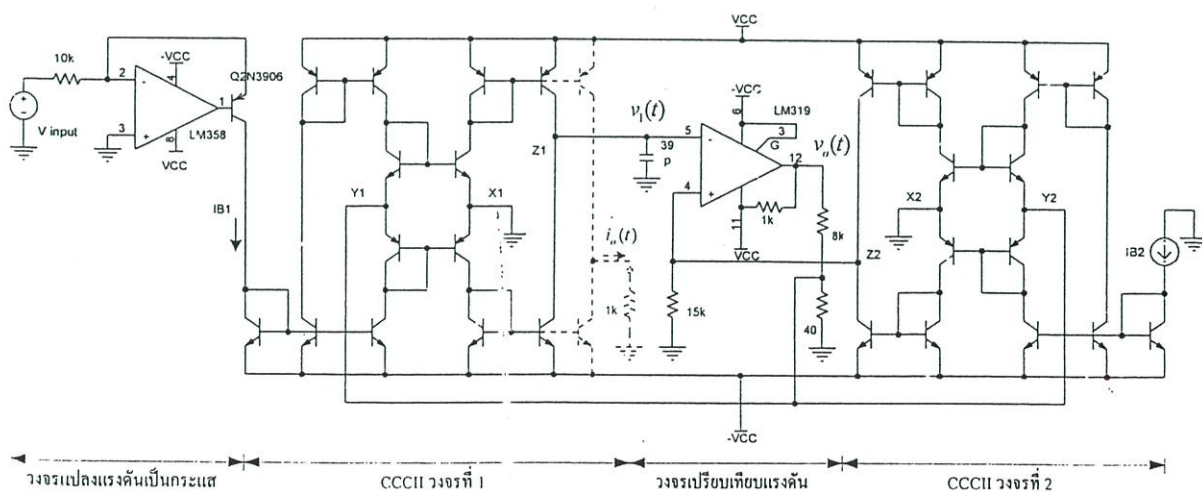
สาเหตุสำคัญที่ทำให้รูปคลื่นที่ผลิตได้ออกจาก
วงจรมีความเพี้ยนไปจากรูปคลื่นตามอุดมคติ ก็คือความ
ไม่เป็นไปตามอุดมคติของอุปกรณ์ในทางปฏิบัติ คุณสมบัติ
ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติที่สำคัญอย่างหนึ่งก็คืออัตรา
การสlew (slew rate) S ของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน อัตรา
การสlew นี้จะทำให้เกิดช่วงเวลาที่ขึ้น (rise time) และ

ช่วงเวลาลง (fall time) ของสัญญาณเอาต์พุต $v_o(t)$ ไม่มี
ความคมเรียบ แต่จะมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 4

ในช่วงที่เกิดการสlew นี้ จะมีผลทำให้คลื่น
รูปสามเหลี่ยม $v_1(t)$ ที่เกิดขึ้นพร้อมตัวเก็บประจุ C
มีลักษณะโค้งมนเป็นเส้นโค้งพาราโบลา (parabola)
และจะทำให้สัญญาณมีขนาดสูงกว่ารูปคลื่นสามเหลี่ยม
ตามอุดมคติเท่ากับ $V_{CC} \left(\frac{R}{R_{X2}} + \frac{V_{CC}}{R_{X1}CS_t} \right)$ ดังแสดงใน
รูปที่ 4 การวิเคราะห์โดยตรงตามรูปที่ 4 นี้จะพบว่าค่าอัตรา
การสlew ของวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำให้ค่าความถี่
ของคลื่นต่ำลงจากค่าตาม (5) กลายเป็น

$$f_o = \frac{V_{in}S_t}{4R_1(RCS_tI_{B2} + V_{CC}V_{in})} \quad (6)$$

จะสังเกตได้ว่าเมื่ออัตราการสlew มีค่าสูงแล้วค่า
พจน์ที่สองในวงเล็บของส่วน (dominator) ทางขวามือของ
(6) จะตัดทิ้งได้ ในกรณีเช่นนี้ (6) จะมีค่าประมาณเท่ากับ (5)
ดังนั้นในทางปฏิบัติ จึงควรที่จะเลือกวงจรเปรียบเทียบ
แรงดันที่มีค่าอัตราการสlew สูง เพื่อลดความเพี้ยนของ
รูปสัญญาณ

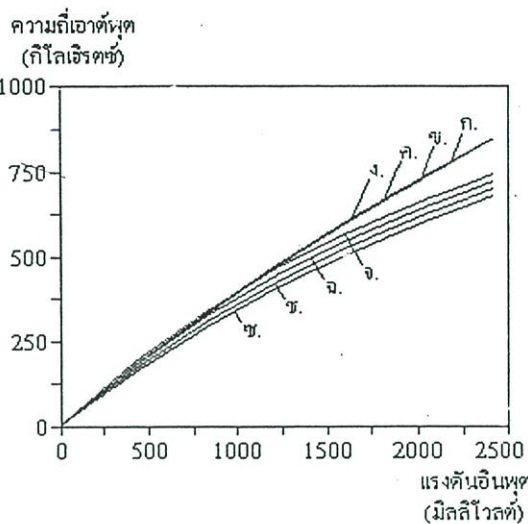


รูปที่ 5 วงจร วีซีโอที่ใช้จำลองในการทดลอง

4. การทดลองและผล

ได้ทดลองจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยใช้ CCCII ที่ประกอบจากทรานซิสเตอร์เบอร์ NR100N และ PR100N ในไอซี ALA400 ของ AT&T [7] ร่วมกับวงจรเปรียบเทียบแรงดันเบอร์ LM319 และออปแอมป์เบอร์ LM358 ดังแสดงในรูปที่ 5 เมื่อทดลองเปลี่ยน V_{in} โดยให้ I_{B2} คงที่เท่ากับ 100 ไมโครแอมป์ จะได้ค่าความถี่และค่า V_{in} สัมพันธ์กันที่ค่าอุณหภูมิต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 6

และเพื่อเป็นการเปรียบเทียบการทำงานของวงจรถ่วงจรในรูป 1b ที่ได้เสนอไว้ในเอกสาร [1] จึงได้ทำการจำลองวงจรมันโดยใช้ไอทีโอเบอร์ LM3080 ผลการทดลองได้แสดงร่วมกันไว้ในรูปที่ 6 ซึ่งแสดงให้เห็นถึง ค่าความแตกต่างของเสถียรภาพของค่าความถี่เอาต์พุต ที่ได้ อย่างชัดเจน เพราะเราจะเห็นได้ว่าค่าผลตอบสนองที่อุณหภูมิต่าง ๆ ของวงจรถ่วงจรที่ได้นำเสนอนี้ ทับกันเกือบจะสนิทจนดูไม่เห็นอิทธิพลของอุณหภูมิเลย ในขณะที่วงจรถ่วงจรตาม [1] ให้ผลตอบสนองที่มีการเปลี่ยนตามอุณหภูมิที่แตกต่างกันจนเห็นได้ชัด



รูปที่ 6 คุณสมบัติของความถี่เอาต์พุตและแรงดันอินพุต V_{in}

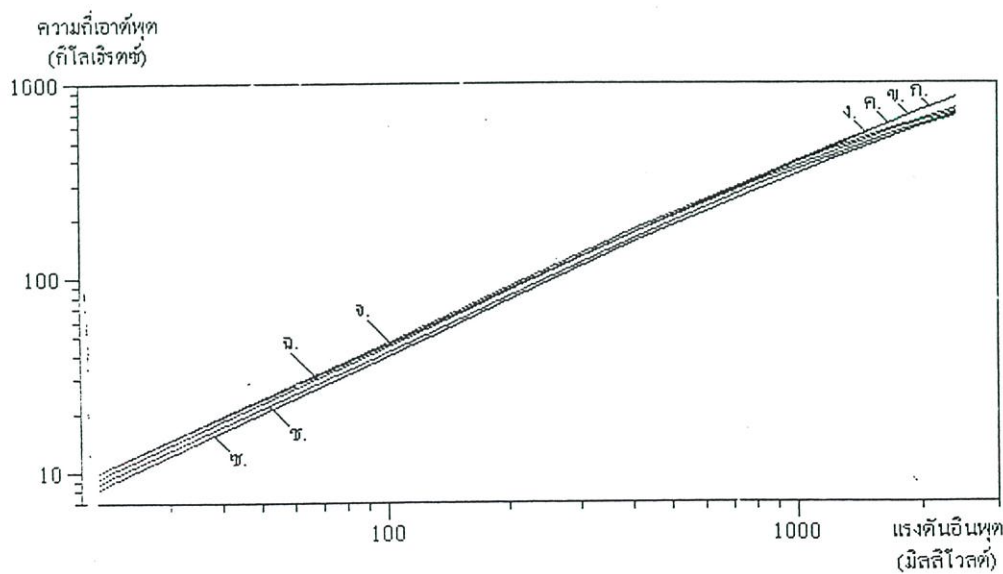
ของวงจรถ่วงจรที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวงจรถ่วงจรตาม [1]

กราฟ ก., ข., ค., ง. เป็นผลของวงจรถ่วงจรที่นำเสนอ

ที่อุณหภูมิ 25, 50, 75, 100 °C ตามลำดับ

กราฟ จ., ฉ., ช., ซ. เป็นผลของวงจรถ่วงจรตาม [1]

ที่อุณหภูมิ 25, 50, 75, 100 °C ตามลำดับ

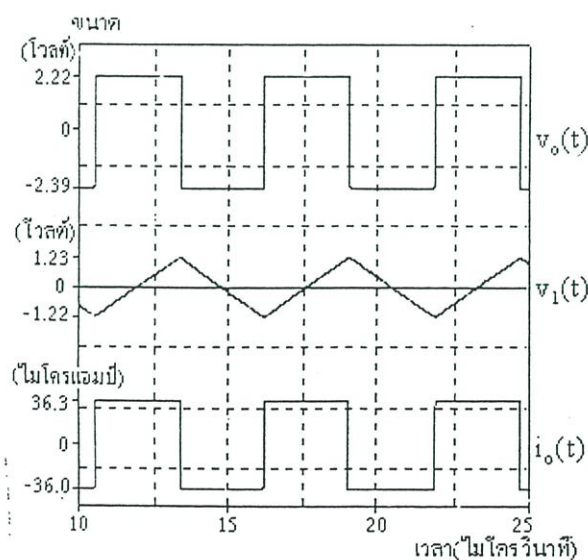


รูปที่ 7 ผลการตอบสนองของวงจรถ่วงจรวิธี โอ บนสเกลเชิงลอการิทึม

กราฟ ก., ข., ค., ง. แสดงค่าความถี่เอาต์พุตที่แรงดันอินพุตค่าต่าง ๆ ของวงจรถ่วงจรที่นำเสนอ ที่อุณหภูมิ 25, 50, 75, 100 °C
 กราฟ จ., ฉ., ช., ซ. แสดงค่าความถี่เอาต์พุตที่แรงดันอินพุตค่าต่าง ๆ ของวงจรถ่วงจรตาม [1] ที่อุณหภูมิ 25, 50, 75, 100 °C

สิ่งที่ควรสังเกตจากรูปที่ 6 นี้ก็อีกอย่างหนึ่งก็คือจะเห็นค่าการเปลี่ยนแปลงของ f_o จากวงจรที่นำเสนอ นั้นมีลักษณะเป็นเชิงเส้นตามค่าของ V_{in} ดีกว่าวงจรตาม [1] ซึ่งเป็นลักษณะที่พึงต้องการ โดยทั่วไปของวงจรวีซีโอ นอกจากนี้จะพบว่าวงจรวีซีโอที่ได้นำเสนอนี้มีผลการตอบสนองที่กว้างเกิน 2 เดคาเดค ดังแสดงให้เห็นชัดเจนเมื่อใช้การแสดงผลไบสเกลเชิงลอการิทึม ดังแสดงในรูปที่ 7 และรูปตัวอย่างของคลื่นสัญญาณเอาต์พุต $v_o(t)$ และ $v_1(t)$ เมื่อ V_{in} มีค่า 420 มิลลิโวลต์ และอุณหภูมิ T คือ 25 องศาเซลเซียส มีดังแสดงในรูปที่ 8

เมื่อมีความต้องการเอาต์พุตเป็นกระแสที่มีรูปคลื่นเป็นรูปสี่เหลี่ยม เราสามารถนำกระแสเอาต์พุตออกจากวงจรได้ โดยเพียงการเพิ่มทรานซิสเตอร์เพื่อสะท้อนกระแสขึ้นอีกเพียง 2 ตัวเท่านั้น ดังแสดงด้วยส่วนของเส้นประ ดังแสดงในรูปที่ 5 ตัวอย่างของกระแส $i_o(t)$ ที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส และ V_{in} เท่ากับ 420 มิลลิโวลต์ มีดังแสดงในรูปคลื่นล่างสุดของรูปที่ 8



รูปที่ 8 สัญญาณเอาต์พุต $v_o(t)$, $v_1(t)$ และ $i_o(t)$ ที่ได้

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรวีซีโอแบบใหม่ ที่สร้างขึ้นจาก CCCII ซึ่งให้เสถียรภาพของค่าเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเป็นอย่างดี และได้ทำการวิเคราะห์ถึงอิทธิพลของอัตราส่วน

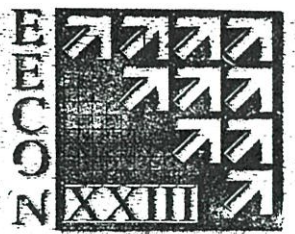
วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจร การทดลองจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ แสดงให้เห็นว่าวงจรทำงานได้ผลดีตามหลักการ คือค่าความถี่เอาต์พุตของวงจรมีความเป็นเชิงเส้นตามสัญญาณอินพุตในช่วงที่กว้าง และสามารถลดอิทธิพลของอุณหภูมิได้อย่างดี ดังนั้นจึงเป็นที่คาดหวังว่าวงจรนี้จะสามารถนำไปใช้ในงานด้านต่าง ๆ ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างมีคุณภาพ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อนำไปประกอบเป็นวงจรในรูปวงจรรวม (IC) และเราจะสามารถผลิตสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่มีเสถียรภาพที่ดีได้โดยง่าย เพียงอาศัยวงจรการแปลงรูปคลื่นจากคลื่นรูปสามเหลี่ยมเป็นคลื่นรูปไซน์ [8] มาประกอบเพิ่มเติมเท่านั้น

6. เอกสารอ้างอิง

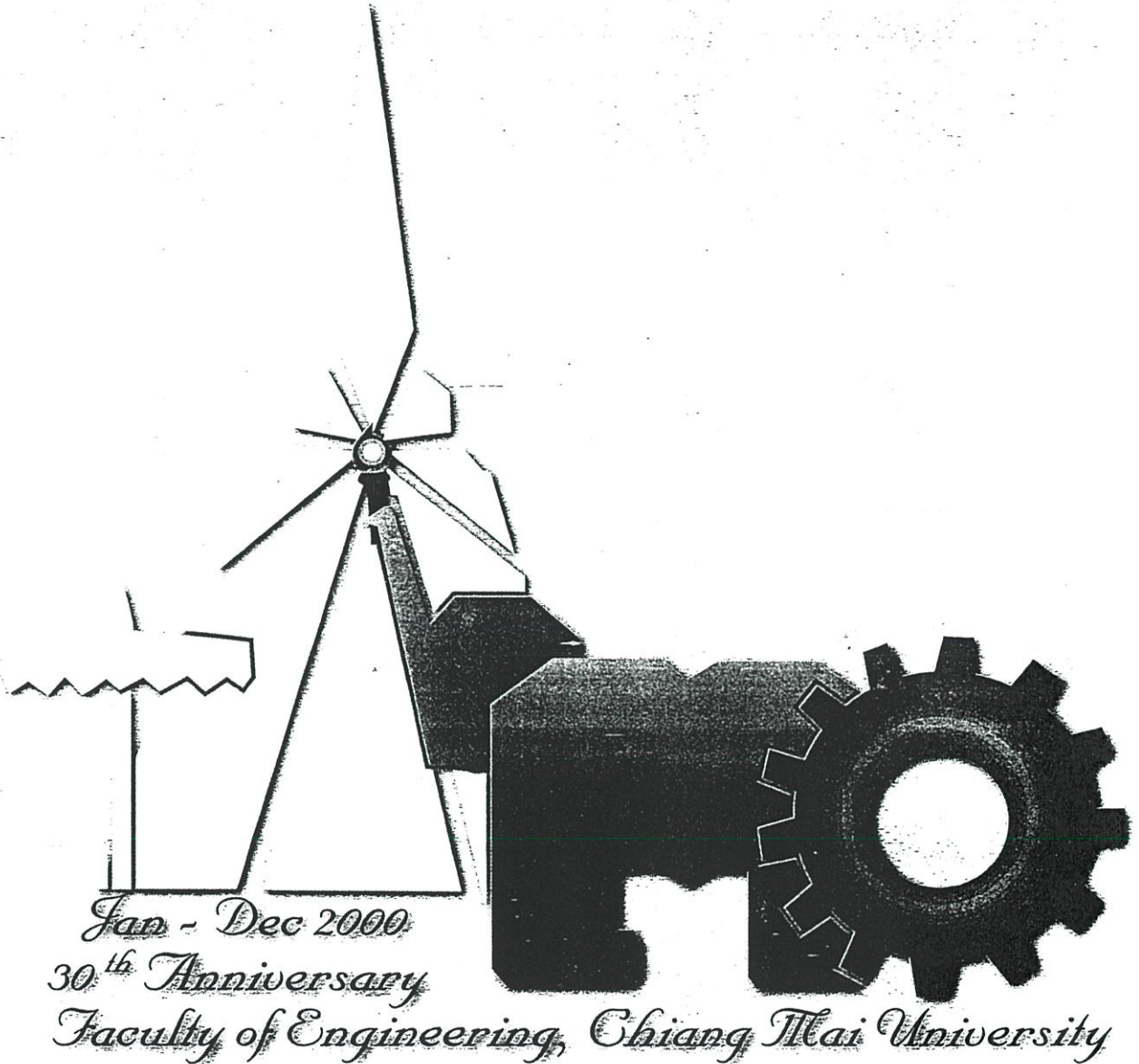
- [1] J. W. Haslett, "Current-Switching Linear VCO," Electronic Letter, January 1989, 25 (2), pp. 139-140.
- [2] C. F. Frampton, "Wide Range VCO Gives Equal Mark Space Ratio," New Electronics, March 1981, 14 (6), p.27.
- [3] Choudhury D.R., "Linear Integrated Circuits," Wiley Eastern Limited, 1991, pp.209-211.
- [4] "Linear Databook," National Semiconductor Corp., Santa Clara, CA, 1982.
- [5] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest, and C. Boucheron, "High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor," IEEE Trans. Circuit and Systems, February 1996, 43 (2), pp. 82-91.
- [6] R. F. Coughlin, "Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits," Prentice-Hall, Inc., 1998, pp. 149-151.
- [7] D. R. Frey, "Log-Domain Filtering: An Approach to Current-Mode Filtering," Proc. IEE, Part G, December 1993, 140 (6), pp. 406-416.0.
- [8] E.A. Evan and V. Schiffer, "A Low Distortion Tri-Wave to Sine Converter," The Radio and Electronic Engineer, May 1977, 47 (5), pp. 217-224.



การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23



23rd Electrical Engineering Conference
(EECON-23)



วันที่ 23-24 พฤศจิกายน 2543 โรงแรมดิเอ็มเพรส เชียงใหม่

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ปรับค่าความไวด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

Electronically Tunable Impedance Inverter

วรรณญา งามขำ* จริญญา เลิศจรสอร่ามคี** อธิภู มงคลขจิต** และวิวัฒน์ ภิรานนท์**

* ภาควิชาวิศวกรรมระบบวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

ถนนเชื่อมสัมพันธ์ เขตหนองจอก-กรุงเทพมหานคร 10530

โทร (02) 9883655 ต่อ 218 โทรสาร 9884040 E-mail: wannaya@mut.ac.th

** ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้ทรานส์ลิเนียร์รูป 3 ชุดมาประกอบร่วมกับวงจรสะท้อนกระแสเพื่อสร้างเป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ออยู่กับกราวด์ให้เสมือนเป็นอิมพีแดนซ์ที่ลอยตัว วงจรนี้สามารถดัดแปลงให้เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบได้ง่าย โดยการสลับขั้วการป้อนกลับภายในวงจรเท่านั้น ผลการตรวจสอบการทำงานด้วยการจำลองวงจรโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ให้ผลเป็นไปตามหลักการที่นำเสนออย่างดี

คำสำคัญ : การประมวลสัญญาณอนาล็อก, วงจรทรานส์ลิเนียร์, วงจรสะท้อนกระแส, วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์

Abstract

An electronically tunable impedance inverter is proposed. The circuit employs three translinear loops together with some current mirrors and a grounded load impedance. The inverter inverts the grounded impedance to be an appropriate virtual floating impedance. The circuit can simply be changed from a positive inverter to a negative one by exchanging the feedback terminals. Simulation results are given to confirm the proposed principle.

Keywords : Analog Signal Processing, Translinear Circuit, Current Mirror, Impedance Converters

1. คำนำ

วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์มีประโยชน์มากในการประยุกต์ใช้งานวงจรไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์และสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าอื่นๆที่เกี่ยวข้อง ประโยชน์ที่เห็นชัดได้แก่ การนำอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุมากลับค่าจะทำให้ได้เป็นอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำขึ้นมา ดังนั้นเราจึงสามารถจำลอง (simulate) ขดลวดเหนี่ยวนำขึ้นมาได้โดยใช้ตัวเก็บประจุแทน ทำให้ลดข้อด้อยของการใช้ขดลวดเหนี่ยวนำตามธรรมชาติลงได้

ที่สำคัญก็คือ วงจรจำลองของขดลวดเหนี่ยวนำนั้นไม่ก่อให้เกิดเสียงรบกวนแม่เหล็กออกมาจากวงจรไปรบกวนอุปกรณ์ส่วนอื่นของวงจร ทำให้สามารถนำไปสร้างวงจรรวม(IC)ได้โดยสะดวก นอกจากนี้การกลับค่าอิมพีแดนซ์ทำให้เกิดอิมพีแดนซ์ใหม่ที่แปรค่าตามค่าแอดมิตแดนซ์ของอิมพีแดนซ์เดิม ดังนั้นถ้าเรากลับค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแบบอนุกรม เราจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแบบขนานเกิดขึ้นแทนที่ แนวความคิดเช่นนี้เมื่อถูกนำไปประยุกต์ใช้งานก็จะอำนวยความสะดวกมากในเรื่องการสังเคราะห์วงจร (circuit synthesis)

ที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอการสร้างวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์อยู่มาก[1-4] แต่วงจรเหล่านั้นไม่สามารถปรับค่าความไว (sensitivity หมายถึง gain หรือ scaling factor) ของวงจรที่มีต่ออิมพีแดนซ์ที่นำมากลับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ จากประเด็นนี้ บทความนี้จึงได้นำเสนอ วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ปรับค่าความไวด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรนี้ทำงานโดยอาศัยทรานส์ลิเนียร์รูปที่ได้เคยนำเสนอใช้เป็น voltage buffer ของวงจร CCII [5] มาเป็นวงจรหลักในการสร้างวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ การนำเอาทรานส์ลิเนียร์รูป 3 ชุดมาต่อประกอบกับวงจรสะท้อนกระแสอย่างเหมาะสม ทำให้สามารถจัดรูปของวงจรให้เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่แปลงค่าอิมพีแดนซ์ของตัวภาระ (load) ที่ต่ออยู่กับกราวด์ (grounded impedance) ให้เสมือนเป็นอิมพีแดนซ์ที่ลอยตัวที่มีค่าแปรตามค่าแอดมิตแดนซ์ของตัวภาระที่ต่ออยู่กับกราวด์นั้นได้ และยังสามารถปรับค่าความไวของวงจรที่มีต่อการกลับค่าอิมพีแดนซ์นั้นได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อีก นอกจากนี้ วงจรยังสามารถถูกจัดทำให้เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบ (negative impedance converter) ได้ง่ายด้วยการสลับขั้วการป้อนกลับภายในวงจรเท่านั้น

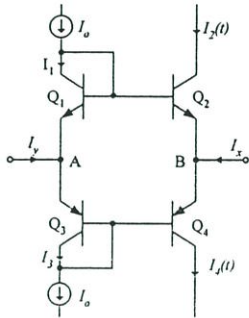
2. หลักการและวงจร

วงจรที่ใช้เป็นอุปกรณ์หลักในการประกอบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์นี้คือ ทรานส์ลิเนียร์รูปซึ่ง Fabre[6] ใช้เป็นส่วน front end ของวงจรสะท้อนกระแสคั้งแสดงในรูปที่ 1 วงจรนี้มีคุณสมบัติที่จะไม่ยอมให้กระแส i_y ไหลผ่านเข้าไปที่ขั้ว A แต่ยอมให้กระแส i_x ไหลผ่าน

เข้าไปในขั้ว B ได้ โดยในการคำนวณจะพบว่า เมื่อกระแส i_x น้อยกว่า $2I_o$ มากๆ [6] แล้วจะได้

$$i_x = 2I_o \frac{V_{AB}}{V_T} \tag{1}$$

โดยในที่นี้ I_o คือค่ากระแสไบอัสวงจรคั้งแสดงในรูปที่ 1
 V_{AB} คือค่าความต่างศักย์ระหว่างโหนด A และ B
 V_T คือค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ (Thermal voltage)



รูปที่ 1 วงจรทรานส์ลีนีร์พื้นฐาน

สมการ (1) บอกให้รู้ว่าค่าความต้านทานแฝง R_{AB} ที่มองเข้าไปในขั้ว B คือ

$$R_{AB} = \frac{V_{AB}}{i_x} = \frac{V_T}{2I_o} \tag{2}$$

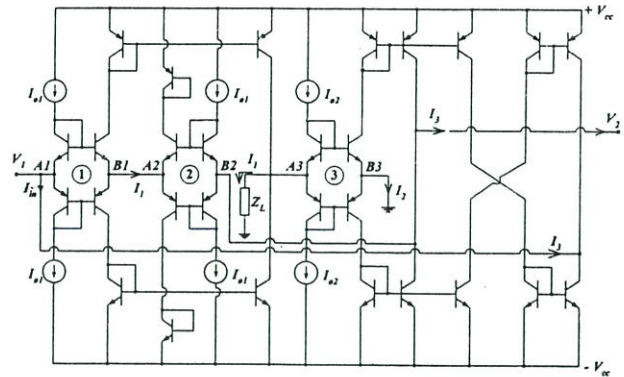
และเป็นที่น่าสนใจกว่าค่าความต้านทาน R_{AB} นี้สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_o

วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอประกอบด้วยทรานส์ลีนีร์รูปและวงจรสะท้อนกระแสคั้งแสดงในรูปที่ 2 การวิเคราะห์วงจรสามารถทำได้คั้งต่อไปนี้คือความต่างศักย์ระหว่างขั้ว A1 และขั้ว A2 ของทรานส์ลีนีร์รูป 1 และรูป 2 คือ $(V_1 - V_2)$ คั้งนั้นกระแส I_1 ที่ไหลระหว่างขั้ว B1 และ A2 จะหาได้เป็น

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_{AB1} + R_{AB2}} \tag{3}$$

กระแสนี้จะถูกสะท้อนโดยวงจรสะท้อนกระแสไปผ่านอิมพีแดนซ์ Z_L ทำให้เกิดเป็นแรงคั้งที่ขั้ว A3 ของทรานส์ลีนีร์รูปที่ 3 คือ

$$V_{A3} = I_1 Z_L = \frac{(V_1 - V_2) Z_L}{R_{AB1} + R_{AB2}} \tag{4}$$



รูปที่ 2 วงจรแปลงค่าอิมพีแดนซ์

V_{A3} นี้จะทำให้เกิดกระแส I_2 ไหลออกจากขั้ว B3 ของทรานส์ลีนีร์รูปคั้งนี้คือ

$$I_2 = \frac{V_{A3}}{R_{AB3}} = \frac{(V_1 - V_2) Z_L}{(R_{AB1} + R_{AB2}) R_{AB3}} \tag{5}$$

กระแส I_2 นี้จะถูกสะท้อนออกไปเป็นกระแสเอาท์พุท I_3 ของวงจรออกไปที่ขั้ว V_2 และถูกสะท้อนแบบลบออกมาเป็นกระแสอินพุท I_{in} ที่ขั้ว V_1 ของวงจร โดยในที่นี้ $I_2 = I_3 = I_{in}$ ซึ่งทำให้เหมือนกับ I_{in} ไหลผ่านวงจรจาก V_1 ไปสู่ V_2 คั้งนั้นค่าอิมพีแดนซ์เสมือนที่ปรากฏอยู่ระหว่างขั้ว V_1 และ V_2 คือ

$$Z_{12} = \frac{V_1 - V_2}{I_{in}} = \frac{(R_{AB1} + R_{AB2}) R_{AB3}}{Z_L} \tag{6}$$

คั้งนั้นจะเห็นว่าวงจรนี้ให้ค่าอิมพีแดนซ์แบบลดยค้วที่มีค่าคั้งคั้งกับค่าอิมพีแดนซ์ Z_L ทำให้คั้งกล่าวได้ว่าวงจรนี้เป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์คั้งต้องการ

ในกรณี $I_{o1} = I_{o2} = I_{o3} = I_o$ เราจะคั้ง $R_{AB1} = R_{AB2}$
 $R_{AB3} = V_T / 2I_o$ ทำให้คั้งคั้ง Z_{12} ตามสมการ (6) เป็น

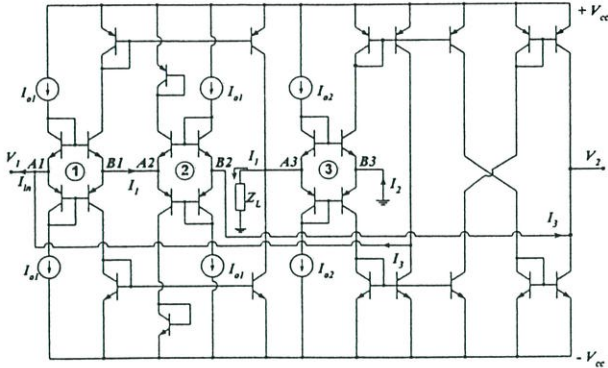
$$Z_{12} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_T}{I_o} \right)^2 \cdot \frac{1}{Z_L} \tag{7}$$

นั่นคือค่าความไวของวงจรในการกลับค่า Z_L มีคั้ง $\frac{1}{2} (V_T / I_o)^2$ ซึ่งสามารถควบคุมคั้งทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่า I_o

จากวงจรรูปที่ 2 สังเกตคั้งได้ว่าเมื่อสลับการป้อนกระแส I_3 ไปที่ขั้ว V_1 แทน I_{in} และป้อน I_{in} ไปที่ขั้ว V_2 แทน I_3 คั้งแสดงในรูปที่ 3 เราจะคั้งวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดกลับคั้งแทนคั้งกล่าวคือ

$$Z_{12} = -\frac{(R_{AB1} + R_{AB2})R_{AB3}}{Z_L} \quad (8)$$

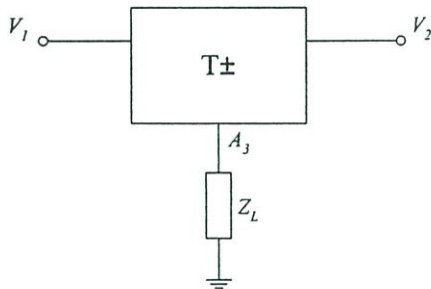
จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถเปลี่ยนจากวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวกมาเป็นวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดลบได้โดยง่าย



รูปที่ 3 วงจรกลับค่าความต้านทานแบบลบ

3. สัญลักษณ์ของวงจร

เพื่อความสะดวกในการเขียนแผนภาพวงจร จึงเขียนสัญลักษณ์แทนวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ดังแสดงในรูปที่ 4 เครื่องหมาย - หรือ + หลังตัว T ภายในสัญลักษณ์จะใช้แทนวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวกหรือชนิดลบอย่างใดอย่างหนึ่งขึ้นกับความต้องการ

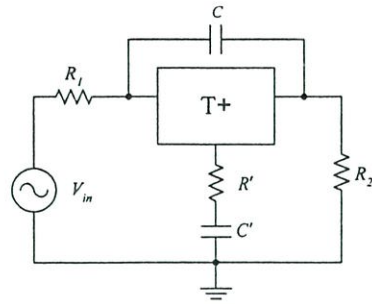


รูปที่ 4 สัญลักษณ์ของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

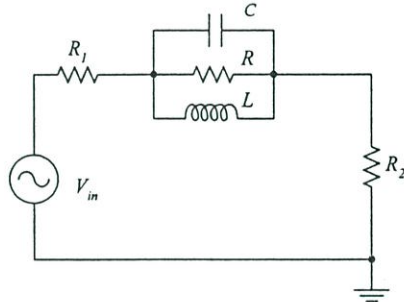
4. การจำลองแบบวงจร

เพื่อทดสอบว่าวงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติในการกลับค่าอิมพีแดนซ์ได้ จึงได้นำวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ชนิดบวกตามรูปที่ 2 มาต่อกับอิมพีแดนซ์ \$Z_L\$ ประกอบวงจรดังแสดงในแผนผังวงจรรูปที่ 5 ซึ่งวงจรตามรูปนี้ เมื่อแปลงวงจรแล้ว \$Z_L\$ ที่ประกอบด้วย \$R'\$ ต่ออนุกรมกับ \$C'\$ จะถูกแปลงเป็น \$R\$ ต่อขนานอยู่กับ \$L\$ ดังแสดงในรูปที่ 6 โดยที่ และ

$$R = \frac{K}{R'} \text{ และ } L = KC' \text{ โดย } K = \frac{1}{2} (V_T / I_o)^2$$

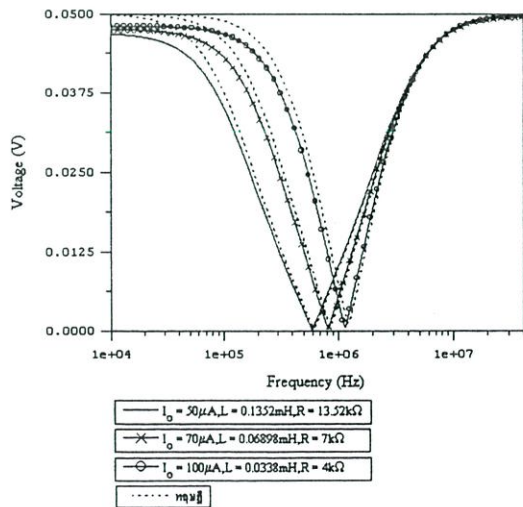


รูปที่ 5 แผนผังวงจรที่ใช้ในการทดสอบ



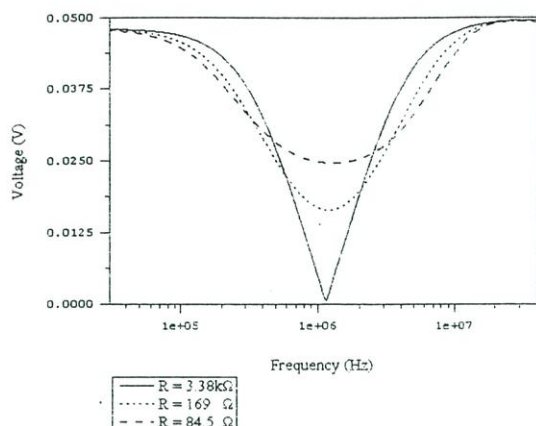
รูปที่ 6 วงจรเทียบเท่าของวงจรรูปที่ 5

ในการจำลองวงจรนี้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ และวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ได้ใช้วงจรตามรูปที่ 2 สำหรับ T+ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP เบอร์ NR100N และ PR100N [7] ตามลำดับ โดยปรับค่า \$I_o\$ ไปตามความเหมาะสม และใช้ค่าแหล่งจ่าย \$V_{in}\$ เป็นสัญญาณรูปไซน์ ขนาด \$100mV_{pp}\$ เมื่อได้เปลี่ยน \$I_o\$ เพื่อเปลี่ยนค่าความไว \$K\$ นั่นคือเป็นการเปลี่ยนค่า \$R\$ และ \$L\$ จะได้ค่าของแรงดันตกคร่อม \$R_2\$ ดังแสดงในรูปที่ 7



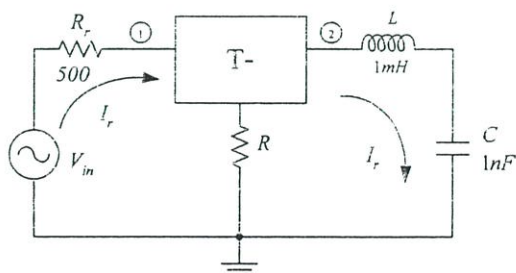
รูปที่ 7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของแรงดันที่ตกคร่อม \$R_2\$ จากการจำลองวงจรเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎี

ต่อมาได้ทดสอบวงจรโดยคงค่ากระแส I_0 ที่ $100\mu A$ และเปลี่ยนค่า R' ไปเป็นค่าต่างๆ เพื่อเปลี่ยนค่าแบนด์วิดท์ของวงจรผลลัพธ์ที่ได้ดังแสดงในรูปที่ 8 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเราสามารถเปลี่ยนค่าแบนด์วิดท์ได้ตามต้องการ



รูปที่ 8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของแรงดันที่คอกคร่อม R_2 เมื่อปรับค่า R' ต่างๆกัน

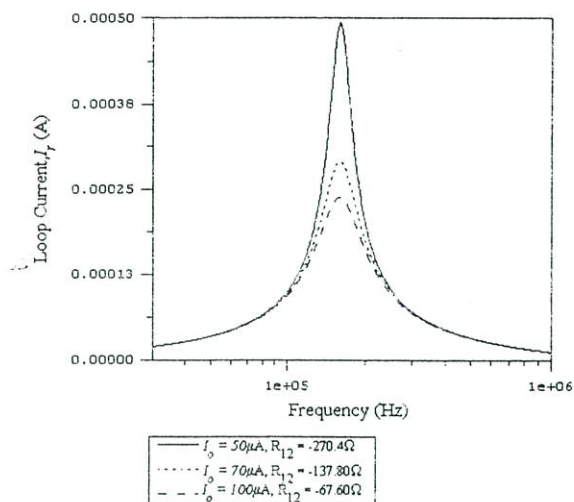
การทดสอบวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบลบทำได้โดยการจำลองการค่อวงจรดังแสดงในรูปที่ 9 ได้ทำการจำลองวงจรโดยใช้วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ตามรูปที่ 3 และใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์เดียวกับการทดลองจำลองค่าอิมพีแดนซ์แบบบวกที่ได้ทำมาแล้ว ผลการวัดค่ากระแสที่ผ่าน R_r เมื่อปรับค่า I_0 ต่างๆกัน ดังแสดงในรูปที่ 10 แสดงว่าวงจรสามารถกลับค่าความต้านทาน R เป็นความต้านทานแบบลบไปหักล้างกับค่า R_r ทำให้เราสามารถเพิ่มค่า Q ของวงจรได้ด้วยวิธีการลดค่าของ I_0 (เพิ่มขนาดของความต้านทานแบบลบ) ได้จริง



รูปที่ 9 แชนจ์วงจรที่ใช้ทดสอบการทำงานของวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์แบบลบ

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่มีรากฐานอยู่บนการใช้ทรานซิสต์เดี่ยวรูปมาประกอบกับวงจรสะท้อนกระแส วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้นำเสนอนี้ทำได้ทั้งชนิดบวกและชนิดลบ โดยที่ความ



รูปที่ 10 ผลการตอบสนองเชิงความถี่ของกระแสที่ไหลผ่านวงจรรีโซแนนซ์เมื่อปรับค่า I_0

ไว หรือ gain ของการกลับค่านี้สามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_0 ของวงจร การทดสอบจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ได้ผลดีเป็นไปตามหลักการ วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์นี้จะอำนวยความสะดวกอย่างยิ่งในการสังเคราะห์วงจรต่างๆ ทางไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารอ้างอิง

- [1] A. M. Soliman, "New generalised-immittance converter circuits obtained by using the current conveyor", *Int. J. Electron.*, vol.32, 1972, pp.673-679.
- [2] C. Toumazou, and F.J. Lidgey, "Floating impedance converters using current conveyors", *Electron. Lett.*, vol.22, 1985, pp.640-642.
- [3] K. Tabei, Z. Czarnul, and S.Takagi, "Realisation of highly linear MOS circuits using negative impedance converters", *Electron. Lett.*, vol.27, no.16, 1991, pp.1416-1417.
- [4] R. Semani, "Floating GNIC/GNII configuration realised with only single OMA", *Electron. Lett.*, vol.31, no.6, 1995, pp.423-425.
- [5] A. Fabre, O. Saaid, and H. Barthelemy, "On the Frequency Limitations of the Circuits Based on Second Generation Current Conveyor", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol.7, 1995, pp.113-129.
- [6] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest, and C. Boucheron, "High frequency application based on translinear conveyor", *IEEE Trans. Circuit syst., CAS-43*, no.2, 1996, pp.82-91.
- [7] D. R. Frey, "Log-domain filtering: An approach to current-mode filtering", *IEE Proc-G*, vol.140, Pt. G, 1993, pp.406-416.

ประวัติผู้เขียน

นายอธิฏ มงคลขจิต เกิดวันที่ 19 ธันวาคม พ.ศ. 2519 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จ การศึกษาระดับชั้นปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยี- พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปีการศึกษา 2540

เข้าทำงานในตำแหน่งนักวิชาการคอมพิวเตอร์ สังกัดฝ่ายระบบเครือข่ายคอมพิวเตอร์ ที่สำนัก- วิจัยและบริการคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ตั้งแต่ เดือนตุลาคม พ.ศ. 2544 จนถึงปัจจุบัน

มีผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ดังนี้

1. อธิฏ มงคลขจิต วิวัฒน์ กิรานนท์ วิภา แสงพิสิทธิ์ จริญญา เลิศจรัสอร่ามดี
“วงจรวีซีโอที่ชดเชยให้เกิดเสถียรภาพของความถี่อันเนื่องมาจากอูณหภูมิตัว”
วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 17 ฉบับที่ 3 กันยายน 2543 หน้า 28-33
2. วรณญา งามขำ จริญญา เลิศจรัสอร่ามดี อธิฏ มงคลขจิต วิวัฒน์ กิรานนท์
“วงจรกลับค่าอิมพีแดนซ์ที่ปรับค่าความไวด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์”
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23 มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ ปี 2543 หน้า 681-684